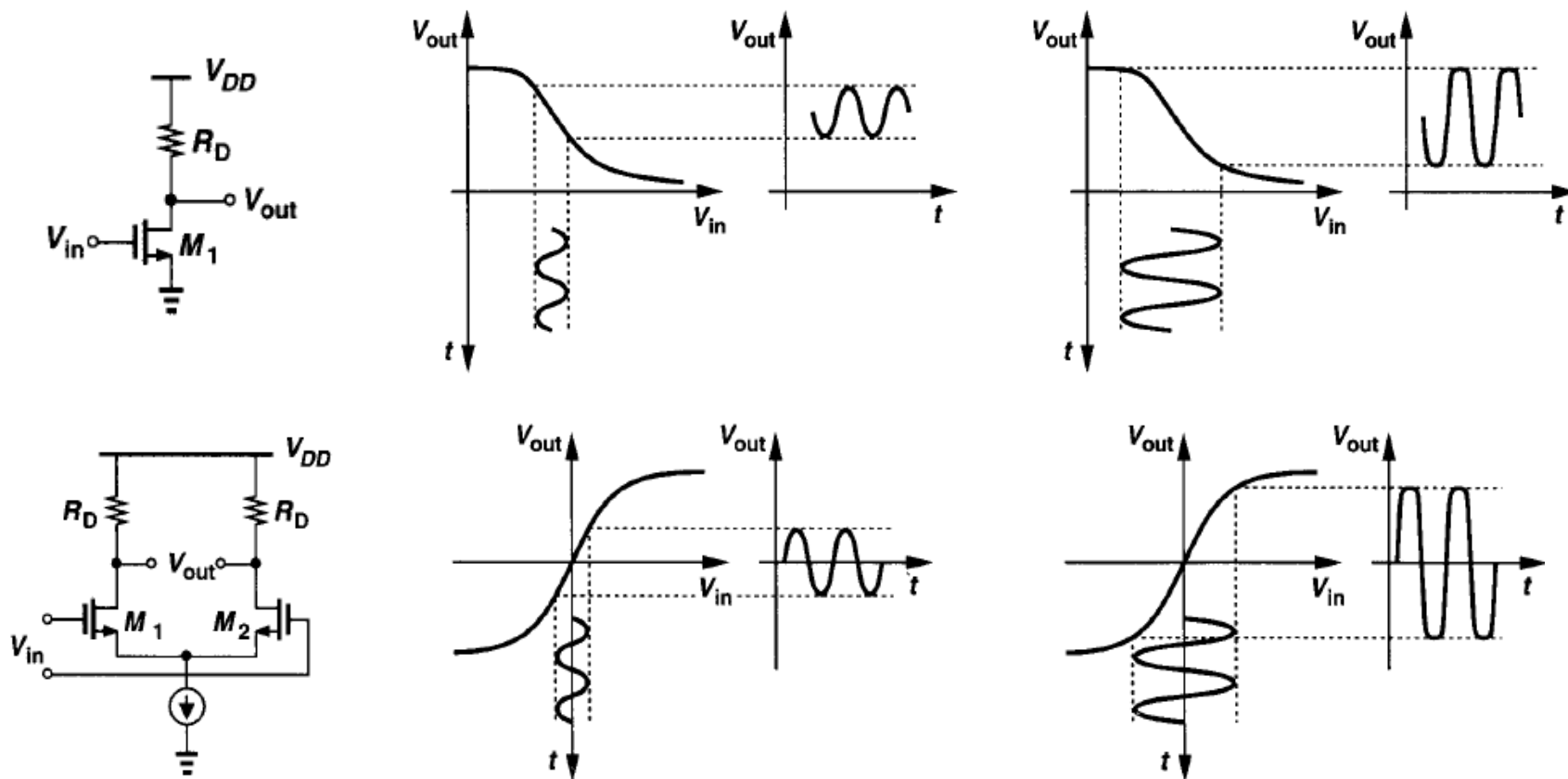


Nelinearnost i neusklađenost

Napredni postupci u projektiranju
analognih integriranih sklopova

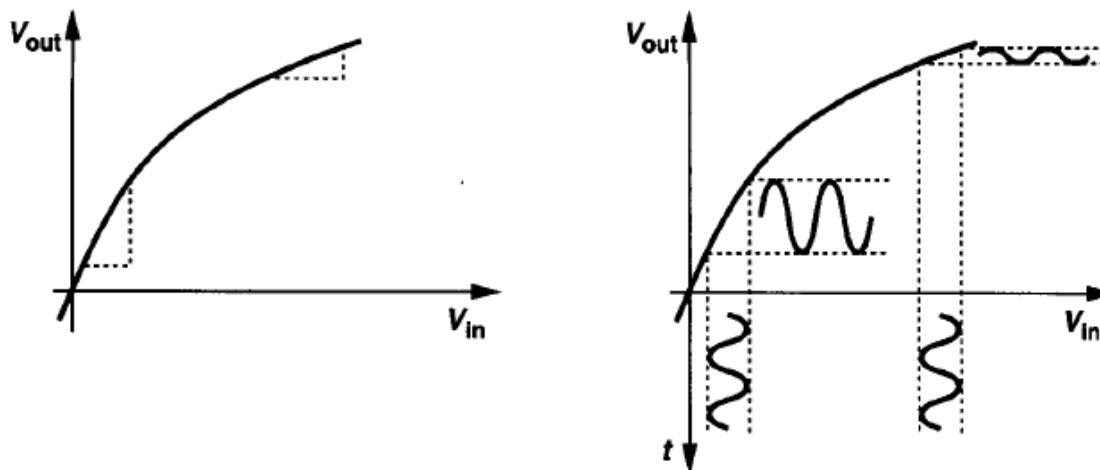
Nelinearnost



Prijenosne karakteristike pojačala odstupaju od linearne ako se povećava amplituda izlaznog napona

Za male amplitude pojačalo radi u linearnom režimu, a za velike izlaz poprima vrijednosti zasićenja prijenosne karakteristike.

Nelinearnost



Može se promatrati i kao varijacija nagiba prijenosne karakteristike (odnosno pojačanja za mali signal) o razini ulaznog signala

Nelinearnost

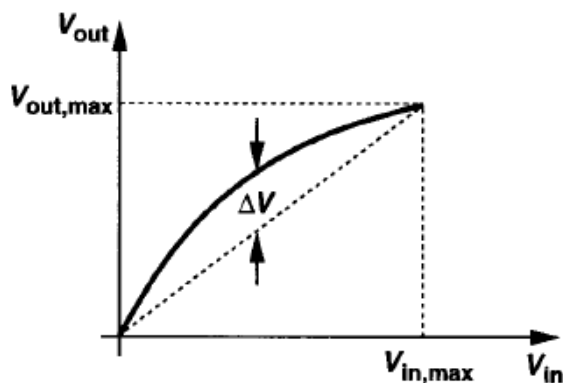
U preciznim analognim aplikacijama, nelinearnosti su relativno male pa je prijenosne karakteristike moguće aproksimirati razvojem u Taylor-ov red:

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots$$

Za male x vrijedi $y(t) \approx \alpha_1 x(t)$, a α_1 predstavlja pojačanje za mali signal.

Kvantitativna analiza se svodi na određivanje faktora α_i u gornjoj jednadžbi.

Drugi pristup u analizi je da se za zadani raspon ulaznog napona odredi maksimalno odstupanje od idealne karakteristike



Povuče se pravac kroz rubne točke, izračuna se maksimalno odstupanje ΔU te se normalizira na maksimalni hod izlaznog napona $U_{iz,max}$

Onda kažemo da pojačalo ima npr. 1% nelinearnost ($\Delta U / U_{iz,max} = 0.01$) za raspon ulaznog napona od 1V

Nelinearnost

Nelinearnost se može karakterizirati tako da se na ulazu primjeni sinusni napon te da se na izlazu mjere harmoničke komponente (spektar signala)

Ako u prethodnu jednadžbu uvrstimo za ulazni napon $x(t) = A \cos \omega t$ dobivamo:

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots = \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 (\cos \omega t)^2 + \alpha_3 A^3 (\cos \omega t)^3 + \dots \\ &= \alpha_1 A \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} [1 + \cos(2\omega t)] + \frac{\alpha_3 A^3}{4} [3 \cos \omega t + \cos(3\omega t)] + \dots \end{aligned}$$

Članovi višeg reda unose više harmonike

Parni članovi reda unose parne harmonike, a neparni članovi unose neparne harmonike

Amplituda n -tog harmonika raste približno s n -tom potencijom ulaznog napona

Harmonička izobličenja obično opisujemo totalnim harmoničkim izobličenjem (eng. Total harmonic distortion - THD) tako da zbrojimo snage svih viših harmonika i normaliziramo ih na snagu osnovnog harmonika:

$$THD = \frac{(\alpha_2 A^2 / 2)^2 + (\alpha_3 A^3 / 4)^2}{(\alpha_1 A + 3\alpha_3 A^3 / 4)^2}$$

Npr. Audio aplikacije 0.01% (-80 dB), video 0.1% (-60 dB)

Nelinearnost u diferencijskim sklopovima

Diferencijski sklopovi imaju neparno-simetričnu prijenosnu karakteristiku

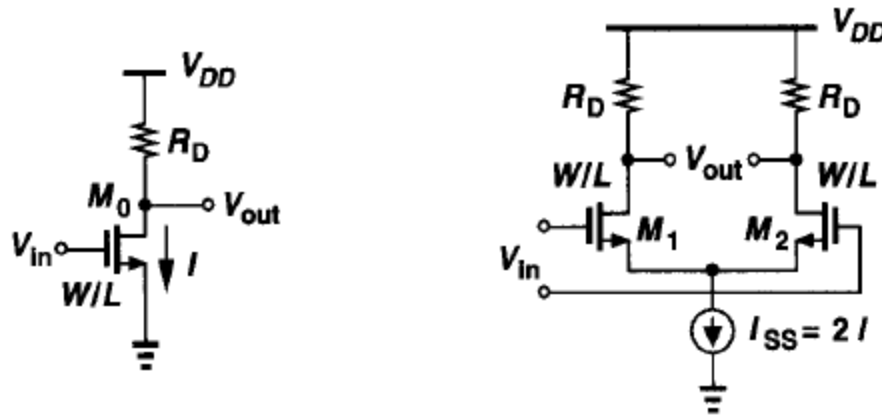
$$f(-x) = -f(x)$$

U razvoju u Taylor-ov red svi parni članovi moraju biti nula da bi funkcija bila neparno-simetrična, odnosno $\alpha_{2i}=0$

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_3 x^3(t) + \alpha_5 x^5(t) + \dots$$

Diferencijski sklopovi ne proizvode parne harmonike čime se značajno smanjuje nelinearnost

Nelinearnost u diferencijskim sklopovima



Uspoređujemo dva pojačala s istim iznosom pojačanja

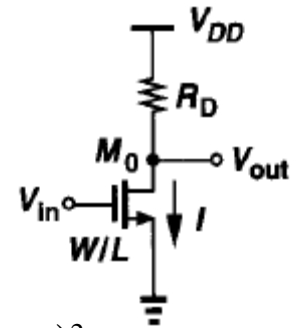
$$|A_V| \approx g_m R_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) R_D$$

Struja je dvostruko veća, ali to će biti komentirano kasnije

Na oba sklopa primjenjujemo sinusni signal na ulazu $U_m \cos \omega t$ i promatramo struju odvoda

Nelinearnost u diferencijskim sklopovima

$$\begin{aligned} I_{DO} &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0} + U_m \cos \omega t)^2 = \\ &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0})^2 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) U_m \cos \omega t + \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_m \cos \omega t)^2 = \\ &= I + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) U_m \cos \omega t + \frac{1}{4} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_m^2 [1 + \cos 2\omega t] \end{aligned}$$

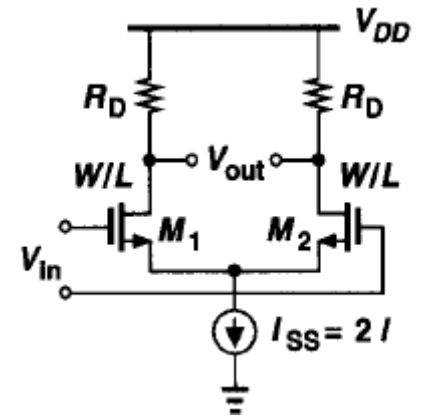


Amplituda drugog harmonika normalizirana na osnovni daje :

$$\frac{A_{HD2}}{A_O} = \frac{\frac{1}{4} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_m^2}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) U_m} = \frac{U_m}{4(U_{GS} - U_{GS0})}$$

Nelinearnost u diferencijskim sklopovima

$$\begin{aligned}
 I_{D1} - I_{D2} &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_{ul} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} - U_{ul}^2} = \\
 &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_{ul} \sqrt{4(U_{GS} - U_{GS0})^2 - U_{ul}^2} = \\
 &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_{ul} (U_{GS} - U_{GS0}) \sqrt{1 - \frac{U_{ul}^2}{4(U_{GS} - U_{GS0})^2}}
 \end{aligned}$$



Uz $U_{ul} \ll U_{GS} - U_{GS0}$:

$$\sqrt{1 - \varepsilon} \approx 1 - \frac{\varepsilon}{2}$$

$$I_{D1} - I_{D2} \approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_{ul} (U_{GS} - U_{GS0}) \left\{ 1 - \frac{U_{ul}^2}{8(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right\}$$

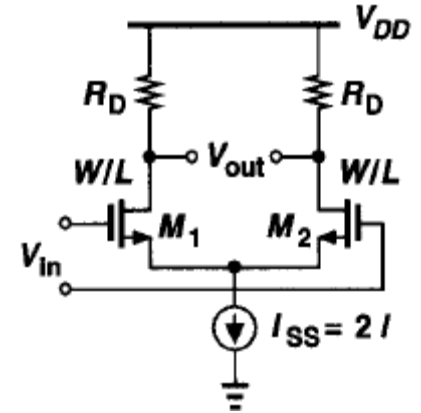
Nelinearnost u diferencijskim sklopovima

$$U_{ul} = U_m \cos \omega t$$

$$\begin{aligned} I_{D1} - I_{D2} &\approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} U_{ul} (U_{GS} - U_{GS0}) \left\{ 1 - \frac{U_{ul}^2}{8(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right\} = \\ &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) \left\{ U_{ul} - \frac{U_{ul}^3}{8(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right\} = \\ &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) \left\{ U_m \cos \omega t - \frac{U_m^3 \cos^3 \omega t}{8(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right\} \end{aligned}$$

Vrijedi : $\cos^3 \omega t = \frac{1}{4} [3 \cos \omega t + \cos(3\omega t)]$

$$\begin{aligned} I_{D1} - I_{D2} &= g_m \left\{ U_m \cos \omega t - \frac{U_m^3 \cos^3 \omega t}{8(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right\} = \\ &= g_m \left[U_m - \frac{3U_m^3}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right] \cos \omega t - g_m \frac{U_m^3 \cos(3\omega t)}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2} \end{aligned}$$



Nelinearnost u diferencijskim sklopovima

$$I_{D1} - I_{D2} = g_m \left[U_m - \frac{3U_m^3}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2} \right] \cos \omega t - g_m \frac{U_m^3 \cos(3\omega t)}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2}$$

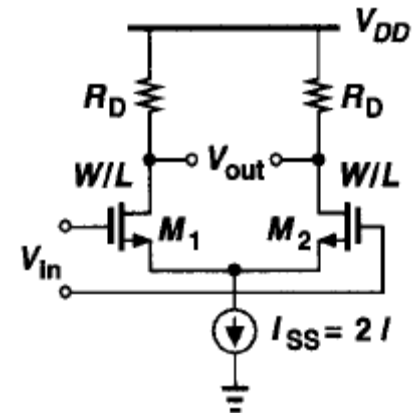
Uz pretpostavku $U_m \gg 3U_m^3/32(U_{GS} - U_{GS0})$

$$\frac{A_{HD3}}{A_O} \approx \frac{\frac{U_m^3}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2}}{U_m} = \frac{U_m^2}{32(U_{GS} - U_{GS0})^2}$$

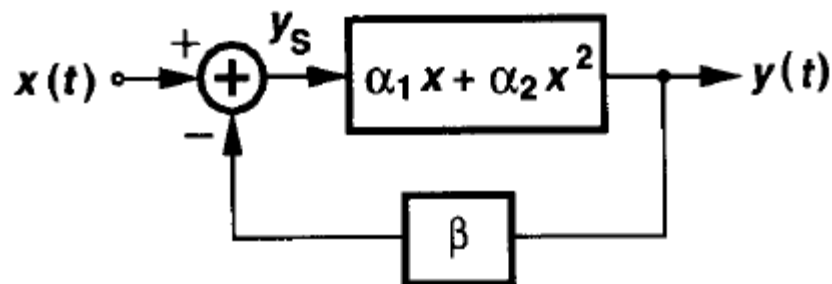
U odnosu na *single-ended* pojačalo puno manje izobličenje (manji nazivnik + kvadrat)

Struja je dvostruko veća u odnosu na spoj zajedničkog uvida. Ako povećamo struju uz W/L konstantno, treba povećati $U_{GS} - U_{GS0}$ (za $\sqrt{2}$ puta) što i dalje daje znatno veću nelinearnost.

$$\frac{A_{HD2}}{A_O} = \frac{U_m}{4\sqrt{2}(U_{GS} - U_{GS0})} \bigg|_{\frac{W}{L} = \text{konst.}}$$



Utjecaj negativne povratne veze na nelinearnost



Negativna povratna veza daje pojačanje u zatvorenoj petlji koje je relativno neovisno o pojačanju otvorene petlje

Nelinearnost možemo promatrati kao varijaciju pojačanja o razini ulaznog napona

Za očekivati je da će povratna veza smanjiti tu varijaciju

Analiza nelinearnosti u sustavu s negativnom povratnom vezom je kompleksna

Pretpostavljamo “blago” nelinearan sustav čiju prijenosnu karakteristiku možemo aproksimirati polinomom 2.stupnja

$$y(t) \approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t)$$

Kod dobro dizajniranog pojačala ta pretpostavka je u redu, samo želimo vidjeti utjecaj

Utjecaj negativne povratne veze na nelinearnost

Ako na ulaz primjenimo sinusni signal

$$x(t) = U_m \cos \omega t$$

Izlaz će sadržavati osnovni i drugi harmonik

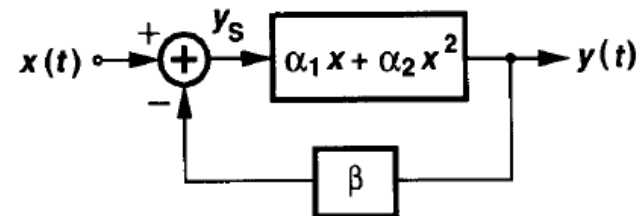
$$y(t) \approx a \cos \omega t + b \cos(2\omega t)$$

Na izlazu sumatora:

$$\begin{aligned} y_s(t) &= x(t) - \beta \cdot y(t) = U_m \cos \omega t - \beta \cdot (a \cos \omega t + b \cos(2\omega t)) = \\ &= (U_m - \beta \cdot a) \cos \omega t - \beta \cdot b \cos(2\omega t) \end{aligned}$$

Taj signal doživljava izobličenje osnovnog pojačala:

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 y_s(t) + \alpha_2 y_s^2(t) \\ &= \alpha_1 [(U_m - \beta \cdot a) \cos \omega t - \beta \cdot b \cos(2\omega t)] + \alpha_2 [(U_m - \beta \cdot a) \cos \omega t - \beta \cdot b \cos(2\omega t)]^2 \\ &= [\alpha_1 (U_m - \beta \cdot a) - \alpha_2 (U_m - \beta \cdot a) \beta \cdot b] \cos \omega t + \\ &\quad + \left[-\alpha_1 \beta \cdot b + \frac{\alpha_2 (U_m - \beta \cdot a)^2}{2} \right] \cos(2\omega t) + \dots \end{aligned}$$



Utjecaj negativne povratne veze na nelinearnost

Izjednačavanjem koeficijenata za harmonike:

$$a = \alpha_1(U_m - \beta \cdot a) - \alpha_2(U_m - \beta \cdot a)\beta \cdot b = (\alpha_1 - \alpha_2\beta b)(U_m - \beta \cdot a)$$

$$b = -\alpha_1\beta \cdot b + \frac{\alpha_2(U_m - \beta \cdot a)^2}{2}$$

Pretpostavka “blage” nelinearnosti daje da su $\alpha_2, b \ll$

$$a = \alpha_1(U_m - \beta \cdot a) \Rightarrow a = \frac{\alpha_1}{1 + \beta \alpha_1} U_m$$

Proračun za b:

$$a = \alpha_1(U_m - \beta \cdot a) \Rightarrow (U_m - \beta \cdot a) = \frac{a}{\alpha_1}$$

$$b + \alpha_1\beta b = \frac{\alpha_2}{2}(U_m - \beta \cdot a)^2$$

$$b(1 + \beta \alpha_1) = \frac{\alpha_2}{2} \left(\frac{a}{\alpha_1} \right)^2 = \frac{\alpha_2}{2} \left(\frac{\frac{\alpha_1}{1 + \beta \alpha_1} U_m}{\alpha_1} \right)^2 = \frac{\alpha_2}{2} \left(\frac{U_m}{1 + \beta \alpha_1} \right)^2$$

Utjecaj negativne povratne veze na nelinearnost

$$b + \alpha_1 \beta b = \frac{\alpha_2}{2} (U_m - \beta \cdot a)^2$$

$$b = \frac{\alpha_2}{2} \frac{U_m^2}{(1 + \beta \alpha_1)^3}$$

Normalizacijom dobivamo:

$$\frac{b}{a} = \frac{\frac{\alpha_2}{2} \frac{U_m^2}{(1 + \beta \alpha_1)^3}}{\frac{\alpha_1}{1 + \beta \alpha_1} U_m} = \frac{\alpha_2}{2\alpha_1} \frac{U_m}{(1 + \beta \alpha_1)^2}$$

Bez povratne veze bi bilo:

$$\frac{b}{a} = \frac{\frac{\alpha_2 U_m^2}{2}}{\alpha_1 U_m} = \frac{\alpha_2}{2\alpha_1} U_m$$

Nelinearnost smanjena
faktorom:

$$(1 + \beta \alpha_1)^2$$

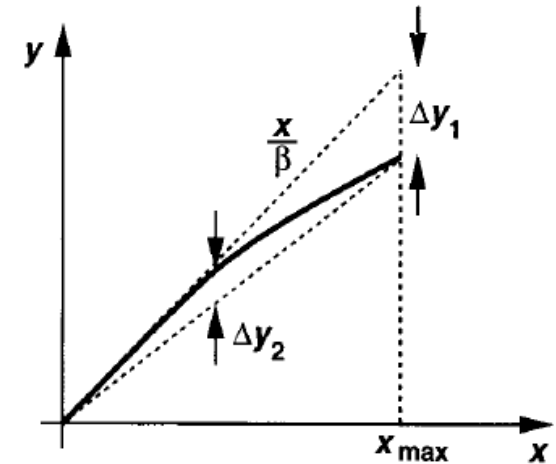
Odnos između pogreške pojačanja i nelinearnosti

U pojačalu s negativnom povratnom vezom

Pogreška pojačanja je približno:

$$\frac{1}{\beta A_0}$$

Gdje je A_0 pojačanje osnovnog pojačala, β faktor povratne veze



Ako nacrtamo idealnu karakteristiku koju predstavlja pravac s nagibom $1/\beta$ te pravac koji spaja rubne točke stvarne prijenosne karakteristike, vidimo da je nelinearnost Δy_2 uvijek manja od pogreške pojačanja Δy_1

Ovo vrijedi ako pojačanje pada monotono s x što je tipično ponašanje pojačala.

Prema tome ako želimo da nelinearnost bude manja od neke vrijednosti ($\Delta y_2 < \varepsilon$) dovoljno je postići da je pogreška pojačanja manja od te vrijednosti ($\Delta y_1 < \varepsilon$)

To se često koristi u analognom dizajnu jer je lakše predvidjeti pojačanje otvorene petlje nego nelinearnost.

Nelinearnost kapaciteta

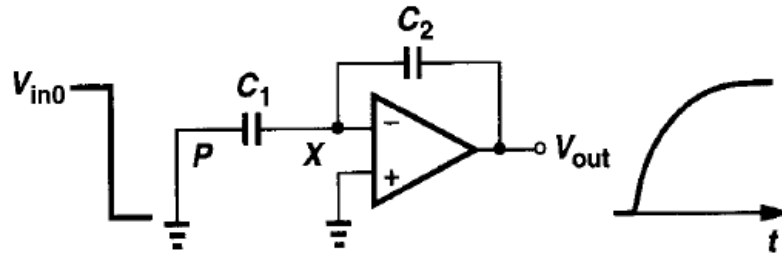
U sklopovima s preklapajućim kapacitetima nelinearnost kapaciteta može uzrokovati znatna izobličenja

Za linearni kapacitet: $Q(U_1) = C \cdot U_1$

Za nelinearni kapacitet: $Q(U_1) = \int_0^{U_1} C(U) dU$

Za analizu nelinearnosti, kapacitet predstavljamo: $C = C_0(1 + \alpha_1 U + \alpha_2 U^2 + \dots)$

Nelinearnost kapaciteta



Za neinvertirajuće pojačalo kod prelaska u fazu pojačanja napon na C_1 jednak je U_{ul0} , dok je na C_2 napon nula.

Uz pretpostavku nominalnog pojačanja $M=C_1/C_2$, možemo za C_1 napisati:

$$C_1(U) \approx M \boxed{C_0(1 + \alpha_1 U)} C_2$$

Za naboj na C_1 možemo napisati:

$$Q_1 = \int_0^{U_{ul0}} C_1 dU = \int_0^{U_{ul0}} M C_0 (1 + \alpha_1 U) dU = M C_0 U_{ul0} + M C_0 \alpha_1 \frac{U_{ul0}^2}{2}$$

Slično za naboj na C_2 možemo pisati:

$$Q_2 = \int_0^{U_{iz}} C_2 dU = \int_0^{U_{iz}} C_0 (1 + \alpha_1 U) dU = C_0 U_{iz} + C_0 \alpha_1 \frac{U_{iz}^2}{2}$$

Nelinearnost kapaciteta

Izjednačavanjem naboja:

$$Q_1 = Q_2 \Rightarrow MC_0 U_{ul0} + MC_0 \alpha_1 \frac{U_{ul0}^2}{2} = C_0 U_{iz} + C_0 \alpha_1 \frac{U_{iz}^2}{2}$$

Rješavanjem po U_{iz} dobivamo:

$$U_{iz} = \frac{1}{\alpha_1} \left(-1 + \sqrt{1 + \alpha_1^2 U_{ul0}^2 + 2M\alpha_1 U_{ul0}} \right)$$

Druga dva člana ispod korijena su puno manja od 1.

$$\text{Uz } \varepsilon \ll 1 \text{ vrijedi: } \sqrt{1 + \varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2} - \frac{\varepsilon^2}{8}$$

$$\text{Slijedi: } U_{iz} \approx MU_{ul0} + (1 - M) \frac{M\alpha_1}{2} U_{ul0}^2$$

Drugi član predstavlja nelinearnost zbog naponske ovisnosti kapaciteta

Tehnike linearizacije

Pojačala s povratnom vezom postižu veliku linearnost.

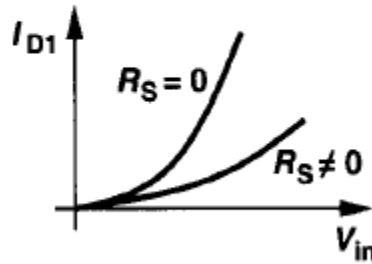
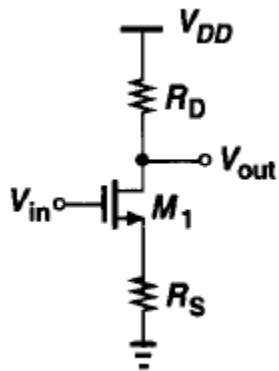
Stabilnost i smirivanje odziva ograničavaju njihovu primjenu u sklopovima velike brzine rada.

Razvijene su druge tehnike linearizacije pogodne za aplikacije velike brzine rada.

Prilikom linearizacije nastoji se smanjiti ovisnost pojačanja o razini ulaznog napona.

To se uglavnom postiže tako da pojačanje bude neovisno o struji napajanja.

Tehnike linearizacije uvodna degeneracija, zajednički uvod



Degeneracija se postiže linearnim otpornikom R_S

R_S smanjuje napon primjenjen između upravljačke elektrode i uvoda te prienosna karakteristika postaje linearnija

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

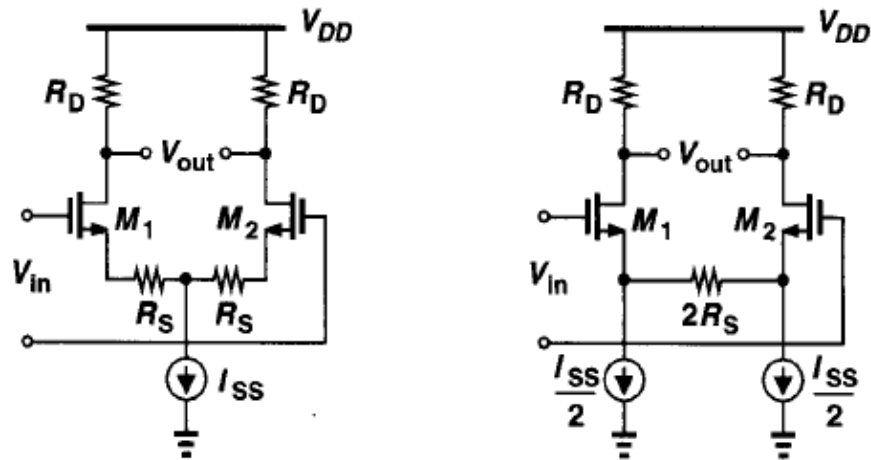
Uz $g_m R_S \gg 1$ $G_m \approx \frac{1}{R_S}$

U tom slučaju G_m ne ovisi o ulaznoj veličini kao niti naponsko pojačanje – pojačalo je linearizirano

$$|A_V| = G_m R_D \approx \frac{R_D}{R_S}$$

Korištenje otpornika za degeneraciju dovodi do kompromisa vezanih uz linearnost, šum, disipaciju snage i pojačanje

Tehnike linearizacije uvodna degeneracija, diferencijski par



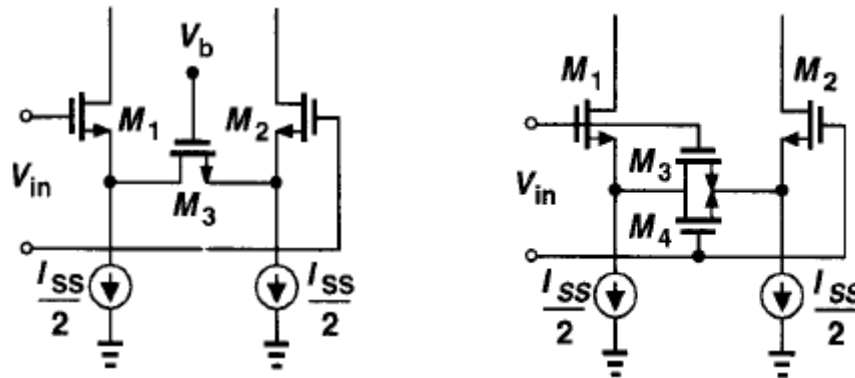
Na shemi lijevo struja $I_{SS}/2$ teče kroz svaku granu pojačala te se javlja pad napona $I_{SS}R_S/2$ na otpornicima i smanjuje se hod izlaznog napona

Može biti kritično ako se želi postići velika degeneracija

Na shemi desno tog problema nema, ali veći je šum te napon pomaka zbog neusklađenosti strujnih izvora

Glavni nedostatak korištenja otpornika je dostupnost kvalitetnih otpornika u tehnologiji

Tehnike linearizacije uvodna degeneracija, diferencijski par

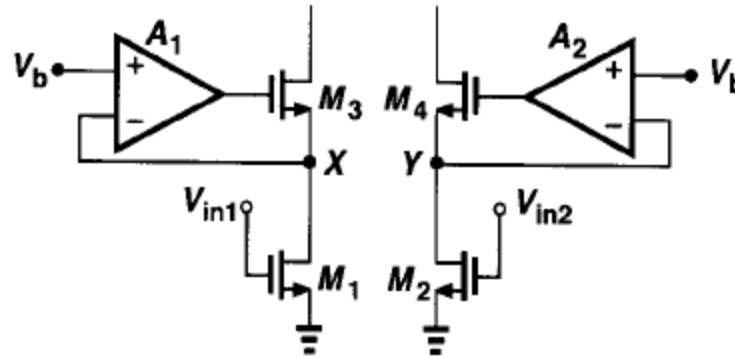


Otpornik se može zamijeniti MOSFET-om koji radi duboko u triodnom području (linearno područje) – slika lijevo

Problem je za velike hodove ulaznog napona tranzistor izlazi iz linearnog područja i otpor u vođenju se mijenja. Također U_b mora pratiti zajednički signal na ulazu kako bi otpor bio dobro definiran

Na slici desno M_3 i M_4 su duboko u triodnom uz $U_{ul}=0$. Kako se U_{ul} mijenja, jedan tranzistor ostaje u triodnom dok drugi ide prema zasićenju. Sklop je relativno linearan za veće raspone ulaznog napona

Tehnike linearizacije – tranzistori u triodnom



U triodnom području:

$$I_D = K \left[(U_{GS} - U_{GS0}) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$$

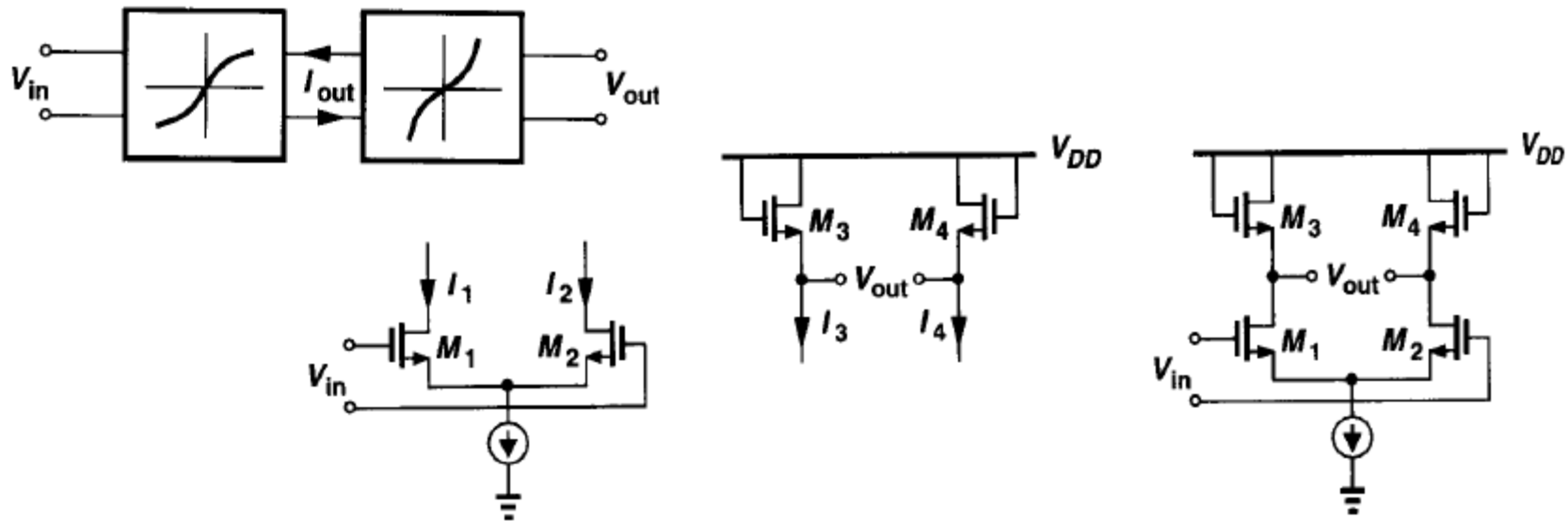
Uz mali i konstantni U_{DS} , I_D ovisi linearno o U_{GS}

Koriste se kaskodni tranzistori M_3 i M_4 te se pomoćna pojačala A_1 i A_2 koja drže napone u čvorovima X i Y jednake U_b

Nedostaci:

- Mala strmina ulaznih tranzistora
- Ulazni zajednički signal mora pratiti U_b i biti strogo kontroliran da se definiraju I_{D1} i I_{D2}
- M_3 , M_4 , A_1 , A_2 unose šum

Tehnike linearizacije – post-korekcija

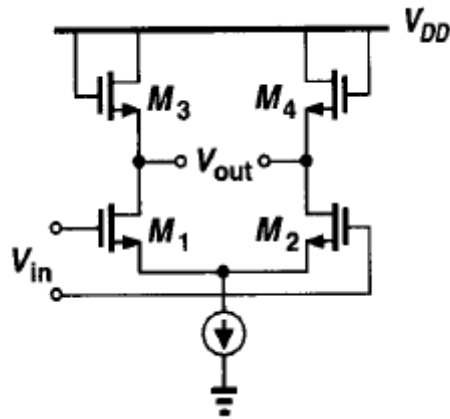


Pojačalo promatramo u dva dijela. U prvom dijelu pretvara se ulazni napon u struju, a u drugom struja u napon.

Npr. diferencijsko pojačalo sa diodno spojenim tranzistorima kao trošilo

Ulazni diferencijski par pretvara napon u struje koje teku kroz M3 i M4. Naponi u izlaznim čvorovima ovise o U_{GS} tranzistora M3 i M4.

Tehnike linearizacije – post-korekcija



$$U_{ul1} - U_{ul2} = U_{GS1} - U_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}}$$

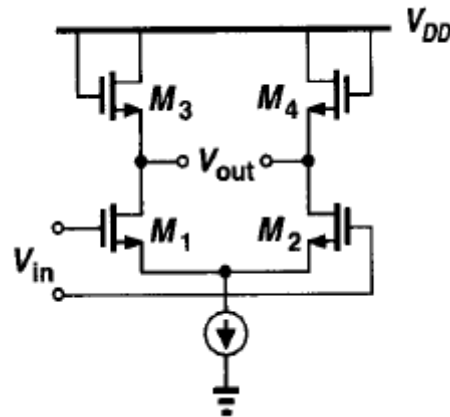
$$U_{iz} = U_{GS3} - U_{GS4} = \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}} - \sqrt{\frac{2I_{D4}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}}$$

$$I_{D1} = I_{D3}, \quad I_{D2} = I_{D4}$$

$$U_{iz} = U_{GS3} - U_{GS4} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}} =$$

$$\sqrt{\frac{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}} \cdot \left[\sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}} \right] = \boxed{\sqrt{\frac{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}}}} \cdot [U_{ul1} - U_{ul2}]$$

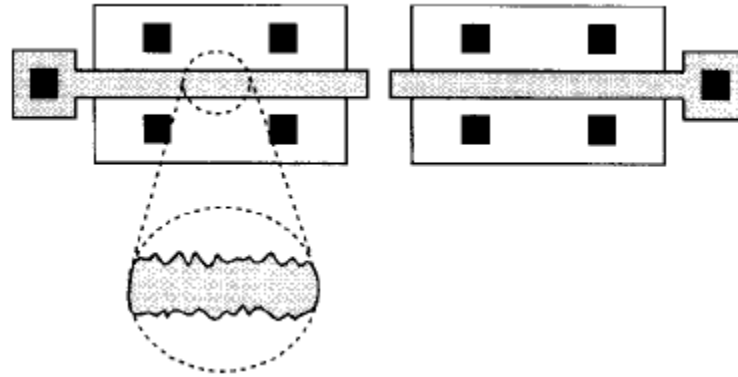
Tehnike linearizacije – post-korekcija



U stvarnosti efekt podloge i druge neidealnosti vezane uz efekte kratkog kanala povećavaju nelinearnost

Porastom ulaznog diferencijskog napona M_1 i M_2 ulaze u područje ispod napona praga i pojačanje naglo opada

Neusklađenost karakteristika



Eng. Mismatch

U stvarnosti nominalno identične komponente imaju neusklađene karakteristike zbog tolerancija pojedinih tehnoloških koraka koje se koriste u proizvodnji.

Npr. Dimenzije upravljačke elektrode tranzistora imaju slučajne mikroskopske varijacije i posljedično neusklađene duljine i širine kanala iako su topološki projektirane da budu identične.

Tipično postoji i neusklađenost napona pragova zbog varijacije u dopingu (konc. primjesa) u podlozi i upravljačkoj elektrodi.

Neusklađenost karakteristika

Pristup analizi neusklađenosti:

1. Prepoznati i formulirati mehanizme koji dovode do neusklađenosti
2. Analizirati utjecaj neusklađenosti na karakteristike sklopova

Točka 1 je vrlo kompleksna i ovisi o tehnologiji proizvodnje i topološkom prikazu sklopa. Najčešće je potrebno izmjeriti stvarnu neusklađenost. Npr. Neusklađenost kondenzatora je tipično 0.1 %, ali ta brojka nije izvedena iz nekih fundamentalnih zakona. Uzimaju se u obzir samo neki trendovi i intuicija.

Neusklađenost karakteristika

Struja u zasićenju:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (U_{GS} - U_{GS0})^2$$

Neusklađenost između μ , C_{ox} , W , L i U_{GS0} rezultira u neusklađenosti:

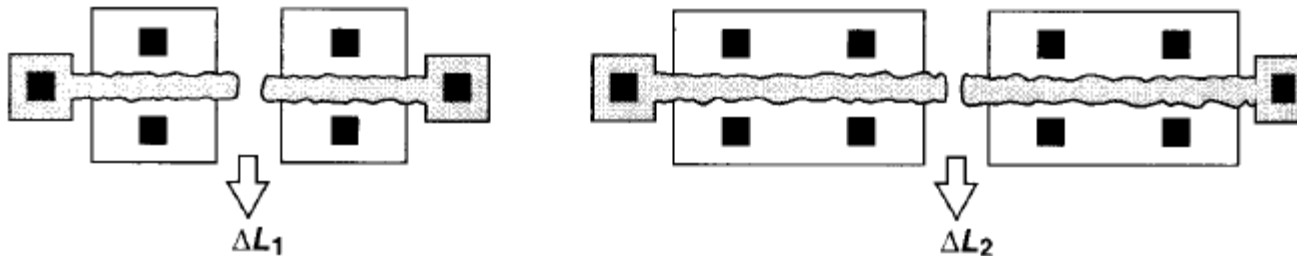
- Struja I_D ako je U_{GS} konstantno (bitno kod strujnih zrcala)
- Napona U_{GS} ako je I_D konstantno (bitno kod pojačala)

Kako se W i L povećavaju smanjuju se relativne neusklađenosti $\Delta W/W$ i $\Delta L/L$

Povrh toga bilo koje povećanje površine tranzistora $W \cdot L$ smanjuje SVE neusklađenosti – npr.

Povećanje W smanjuje i $\Delta W/W$ i $\Delta L/L$

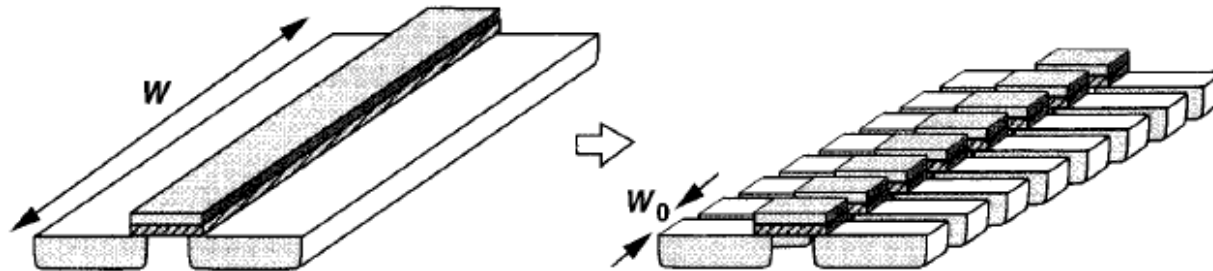
To je zato jer povećanjem površine slučajne varijacije su podložne većem “usrednjavanju”



Smanjenje neusklađenosti duljine kanala ΔL s povećanjem širine kanala W

Postiže se $\Delta L_2 < \Delta L_1$

Neusklađenost karakteristika



Tranzistor s većim W možemo promatrati kao paralelnu kombinaciju manjih tranzistora sa širinom W_0

Ekvivalentna duljina kanala je:

$$L_{eq} = (L_1 + L_2 + \dots + L_n) / n$$

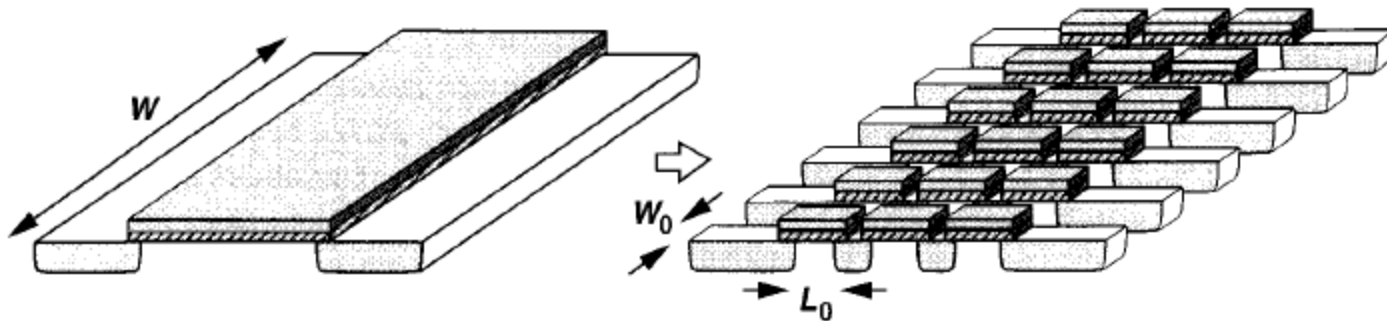
A ukupna varijacija:

$$\Delta L_{eq} \approx \frac{\sqrt{\Delta L_1^2 + \Delta L_2^2 + \dots + \Delta L_n^2}}{n} = \frac{\sqrt{n \cdot \Delta L_0^2}}{n} = \frac{\Delta L_0}{\sqrt{n}}$$

Gdje je ΔL_0 statistička varijacija duljine kanala tranzistora koji ima širinu kanala W_0

Kako se n povećava varijacija L_{eq} se smanjuje

Neusklađenost karakteristika



Razmatranje se može proširiti na ostale parametre tranzistora - μC_{ox} i U_{GS0}

Neusklađenost se smanjuje ako se površina tranzistora povećava.

Veći tranzistor se može prikazati kao paralelna i serijska kombinacija malih tranzistora s dimenzijama W_0 i L_0 od kojih svaki ima $(\mu C_{ox})_j$ i $(U_{GS0})_j$

Za veći broj jediničnih tranzistora, μC_{ox} i U_{GS0} imaju veće “usrednjavanje” pa je neusklađenost kod većih tranzistora manja.

$$\Delta U_{GS0} = \frac{A_{UGS0}}{\sqrt{W \cdot L}}$$

A_{UGS0} i A_K su faktori proporcionalnosti

$$\Delta \left(\mu C_{ox} \frac{W}{L} \right) = \frac{A_K}{\sqrt{W \cdot L}}$$

Pokazalo se da se A_{UGS0} smanjuje sa smanjenjem debljine oksida

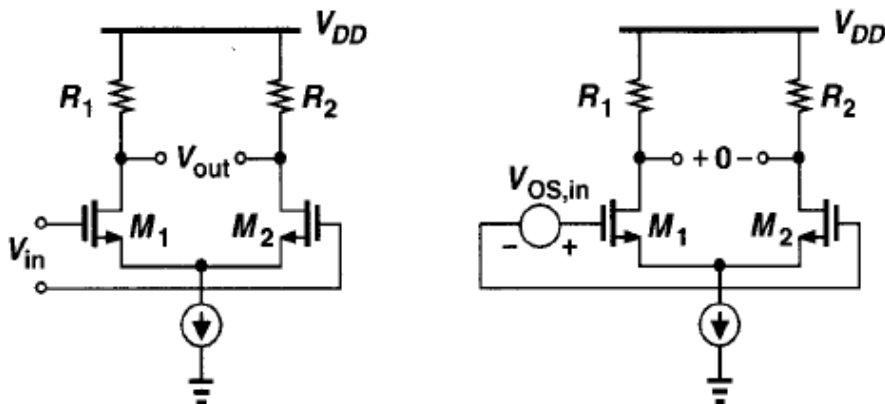
Neusklađenost karakteristika

Kako je kapacitet kanala proporcionalan WLC_{ox} vidimo da su ΔU_{GS0} i kapacitet kanala u kompromisu

Tri najvažnija utjecaja neusklađenosti na karakteristike sklopova su:

- Istosmjerni napon pomaka
- Izobličenja parnog reda (kojih nema kod savršeno simetričnih diferencijalnih pojačala)
- Smanjenje faktora potiskivanja zajedničkog signala

Istosmjerni napon pomaka



Uz potpuno simetrične grane pojačala uz $U_{ul}=0$ dobiva se $U_{iz}=0$

Ako su karakteristike komponenata u granama neusklađene, javlja se napon pomaka

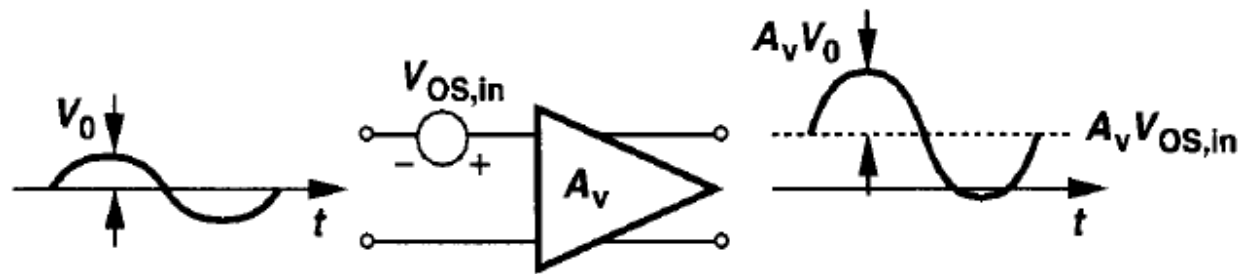
Definiramo ga ili kao izlazni ili kao ulazni napon pomaka

- Napon pomaka ($U_{OS,iz}$) je napon koji mjerimo uz $U_{ul}=0$
 - Napon pomaka ($U_{OS,ul}$) je napon koji treba spojiti na ulaz kako bi se postiglo $U_{iz}=0$
- U praksi napon pomaka se obično svodi na ulaz

$$|U_{OS,ul}| = \frac{|U_{OS,iz}|}{A_V}$$

Kao i kod šuma, polaritet napona nije bitan

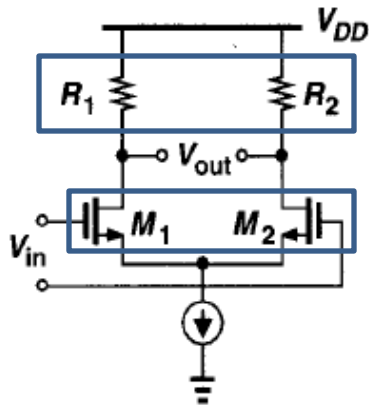
Istosmjerni napon pomaka – ograničenje na rad sklopa



Ako želimo pojačati ulazni signal na izlazu će se uz pojačani signal pojaviti i pojačani istosmjerni pomak .

To može utjecati na hod izlaznog napona ili u slučaju više direktno vezanih pojačala potjerati sljedeće stupnjeve u nelinearni režim (nelinearni dio prijenosne karakteristike)

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par



Pretpostavljamo:

$$U_{GS01} = U_{GS0}, \quad U_{GS02} = U_{GS0} + \Delta U_{GS0}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{W}{L}, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_2 = \frac{W}{L} + \Delta\left(\frac{W}{L}\right)$$

$$R_1 = R_D, \quad R_2 = R_D + \Delta R$$

Zanemaruje se neusklađenost $\mu_n C_{ox}$

Kako bi $U_{iz}=0$ mora vrijediti $I_{D1}R_1 = I_{D2}R_2$. Struje I_{D1} i I_{D2} su različite i pišemo:

$$I_{D1} = I_D, \quad I_{D2} = I_D + \Delta I_D$$

Za ulazni napon pomaka vrijedi:

$$U_{OS,ul} = U_{GS1} - U_{GS2}$$

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par

$$\begin{aligned}
 U_{OS,ul} &= U_{GS1} - U_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} + U_{GS01} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2}} - U_{GS02} = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox}}} \left[\sqrt{\frac{I_D}{\left(\frac{W}{L}\right)}} - \sqrt{\frac{I_D + \Delta I_D}{\frac{W}{L} + \Delta \left(\frac{W}{L}\right)}} \right] - \Delta U_{GS0} = \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox}}} \sqrt{\frac{I_D}{\left(\frac{W}{L}\right)}} \left[1 - \sqrt{\frac{1 + \frac{\Delta I_D}{I_D}}{1 + \Delta \left(\frac{W}{L}\right) / \frac{W}{L}}} \right] - \Delta U_{GS0}
 \end{aligned}$$

Uz pretpostavku $\Delta I_D / I_D$ i $\Delta(W/L) / (W/L) \ll 1$ $U_{GS0} \ll 1$ $\sqrt{1+\varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2}$ i $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon}} \approx 1 - \frac{\varepsilon}{2}$

$$U_{OS,ul} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left[1 - \left(1 + \frac{\varepsilon_1}{2I_D} \right) \left(1 - \frac{\varepsilon_2}{2(W/L)} \right) \right] - \Delta U_{GS0} =$$

$$\approx \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left[-\frac{\Delta I_D}{2I_D} + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)} \right] - \Delta U_{GS0}$$

Zanemaren je najmanji član $\varepsilon_1 \varepsilon_2$

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par

Kako vrijedi $I_{D1}R_1 = I_{D2}R_2$ imamo:

$$I_D R_D = (I_D + \Delta I_D)(R_D + \Delta R_D) \approx I_D R_D + R_D \Delta I_D + I_D \Delta R_D$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta I_D}{I_D} = -\frac{\Delta R_D}{R_D}$$

Slijedi:

Prenapon upravljačke
elektrode

$$U_{OS,ul} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left[\frac{\Delta R_D}{2R_D} + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)} \right] - \Delta U_{GS0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left[\frac{\Delta R_D}{R_D} + \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right] - \Delta U_{GS0}$$

$$U_{OS,ul} = \frac{(U_{GS} - U_{GS0})}{2} \left[\frac{\Delta R_D}{R_D} + \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right] - \Delta U_{GS0}$$

Neuklađenost otpornika i dimenzija tranzistora raste s prenaponom upravljačke elektrode

Neuklađenost U_{GS0} direktno je preslikana na ulaz

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par

Kako su neusklađenosti nezavisne statističke varijable pišemo preko standardnih devijacija:

$$U_{OS,ul}^2 = \left(\frac{U_{GS} - U_{GS0}}{2} \right)^2 \left\{ \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} \right)^2 + \left[\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]^2 \right\} + \Delta U_{GS0}^2$$

Analogija sa šumom:

Ako ulazne stezaljke pojačala kratko spojimo izlazni napon sadrži šum koji predstavlja napon koji se mijenja u vremenu

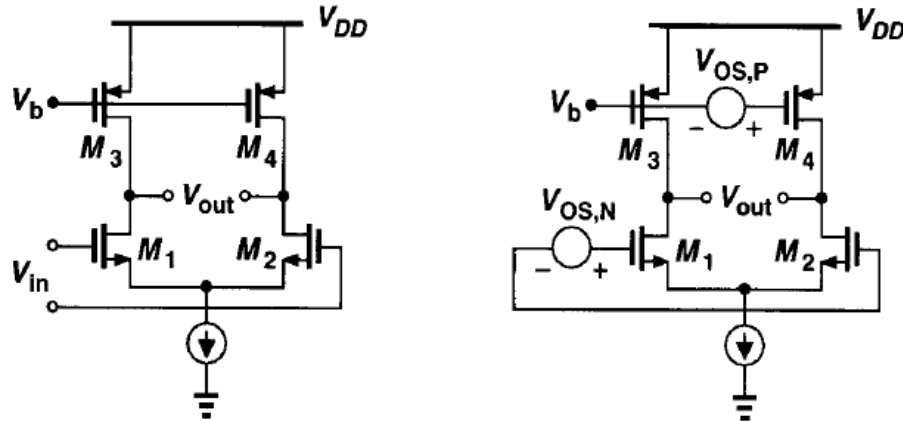
Možemo reći da napon pomaka izgleda kao komponenta šuma s vrlo niskom frekvencijom koja se toliko sporo mijenja tako da je konstantna dok je mjerimo

Ako ih tako promatramo, napone pomaka možemo predstaviti kao izvore šuma i primjeniti analizu koju koristimo kod proračuna šuma (AADIS)

Prema tome napon pomaka dva nominalno jednaka tranzistora predstavljamo naponskim izvorom spojenim u seriju s upravljačkom elektrodom jednog od tranzistora

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par

Primjer. Izračunati napon pomaka sveden na ulaz pojačala sa slike. Svi tranzistori su u zasićenju.



$$U_{OS,N} = \frac{(U_{GS} - U_{GS0})_N}{2} \left[\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]_N + \Delta U_{GS0,N}$$

$$U_{OS,P} = \frac{(U_{GS} - U_{GS0})_P}{2} \left[\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]_P + \Delta U_{GS0,P}$$

$U_{OS,P}$ je pojačan parom PMOS tranzistora s pojačanjem $g_{mP}(r_{OP} \parallel r_{ON})$
i sveden na ulaz NMOS para podijeljen pojačanjem $g_{mN}(r_{OP} \parallel r_{ON})$

Istosmjerni napon pomaka – diferencijski par

$$U_{OS,ul} = U_{OS,N} + \frac{g_{mP}}{g_{mN}} U_{OS,P} = \frac{(U_{GS} - U_{GS0})_N}{2} \left[\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]_N + \Delta U_{GS0,N} + \\ + \frac{g_{mP}}{g_{mN}} \left\{ \frac{(U_{GS} - U_{GS0})_P}{2} \left[\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]_P + \Delta U_{GS0,P} \right\}$$

U praksi se dodaju standardne devijacije, formula sa slajda 38

Kao i kod šuma, doprinos napona pomaka PMOS tranzistora proporcionalan je g_{mP}/g_{mN}

Neusklađenost strujnih izvora

Ako je $y=f(x_1, x_2, \dots)$, onda je totalni diferencijal:

$$d y = \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots$$

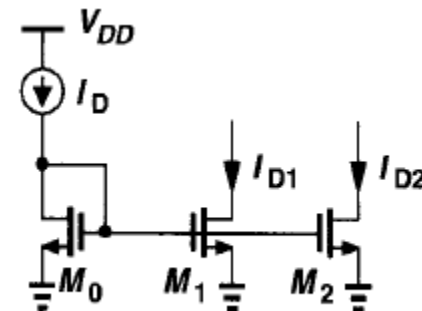
To znači da je svaka komponenta neusklađenosti Δx_i “otežana” s pripadajućom osjetljivošću $\partial f / \partial x_i$ u doprinosu ukupnoj neusklađenosti.

Kako je:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0})^2$$

Uz zanemarenje neusklađenosti $\mu_n C_{ox}$ imamo:

$$\begin{aligned} \Delta I_D &= \frac{\partial I_D}{\partial \left(\frac{W}{L} \right)} \Delta \left(\frac{W}{L} \right) + \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS0}} \Delta U_{GS0} = \\ &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (U_{GS} - U_{GS0})^2 \Delta \left(\frac{W}{L} \right) - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) \Delta U_{GS0} \end{aligned}$$



Neusklađenost strujnih izvora

Za razliku od napona pomaka svedenog na ulaz, neusklađenost struja se uobičajeno normalizira na srednju vrijednost:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} (U_{GS} - U_{GS0})^2 \Delta \left(\frac{W}{L} \right) - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{GS0}) \Delta U_{GS0}}{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (U_{GS} - U_{GS0})^2}$$

$$\boxed{\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} - 2 \frac{\Delta U_{GS0}}{(U_{GS} - U_{GS0})}}$$

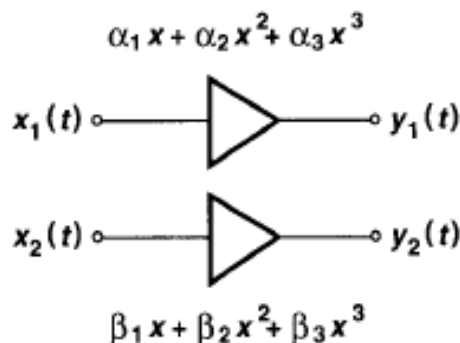
Kako bi se smanjila neusklađenost struja, prenapon $U_{GS} - U_{GS0}$ mora se povećati što je suprotan zahtjev u odnosu na napon pomaka.

To je zato jer kako se $U_{GS} - U_{GS0}$ povećava, neusklađenost napona pragova ima manji utjecaj na struju tranzistora.

Nelinearnost parnog reda

U diferencijskim sklopovima nelinearnost parnog reda ne postoji.

U stvarnosti, zbog neusklađenosti simetrija sklopova nije savršena i postoji određena nelinearnost parnog reda



$$y_1 - y_2 = (\alpha_1 x_1 - \beta_1 x_2) + (\alpha_2 x_1^2 - \beta_2 x_2^2) + (\alpha_3 x_1^3 - \beta_3 x_2^3)$$

Uz $x_1 = -x_2$

$$y_1 - y_2 = (\alpha_1 + \beta_1)x_1 + (\alpha_2 - \beta_2)x_1^2 + (\alpha_3 + \beta_3)x_1^3$$

Uz $x_1(t) = A \cos \omega t$ drugi harmonik ima amplitudu $(\alpha_2 - \beta_2) \frac{A^2}{2}$

Proporcionalno je neusklađenosti koeficijenta drugog reda prijenosne karakteristike.

Tehnike eliminacije napona pomaka

Neusklađenost napona praga je u kompromisu s ulaznim kapacitetom (dimenzije tranzistora).

Ulazni kapacitet može postati prevelik što smanjuje brzinu rada i zahtjeva veliku disipaciju snage u prethodnom stupnju.

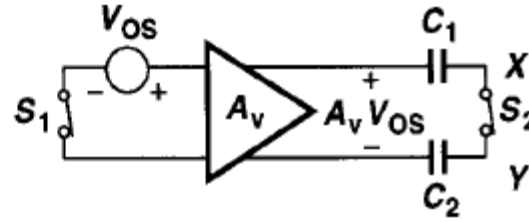
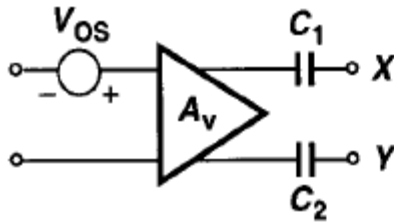
Mehanički stres koji se javlja prilikom pakiranja komponenata u kućište može povećati napon pomaka.

Mnogi sklopovi s velikom preciznosti zahtjevaju elektroničko uklanjanje napona pomaka.

Eliminacijom napona pomaka znatno se smanjuje i $1/f$ šum

Tehnike eliminacije napona pomaka

Eliminacija napona pomaka na izlazu



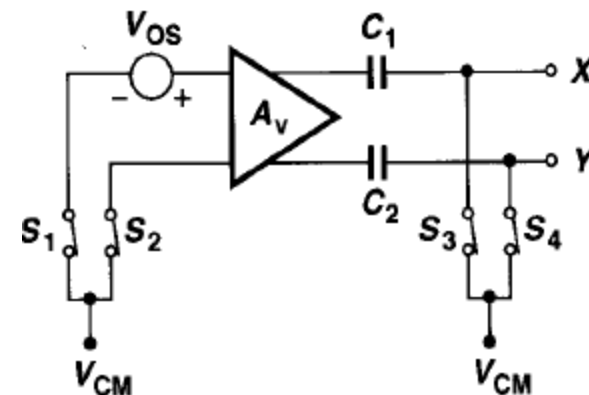
Diferencijskom pojačalu koje ima ulazni napon pomaka V_{Os} u seriju s izlazima dodaju se kondenzatori.

Kada se S_1 i S_2 zatvore, nakon smirivanja odziva $A_v U_{Os}$ se sprema na C_1 i C_2 .

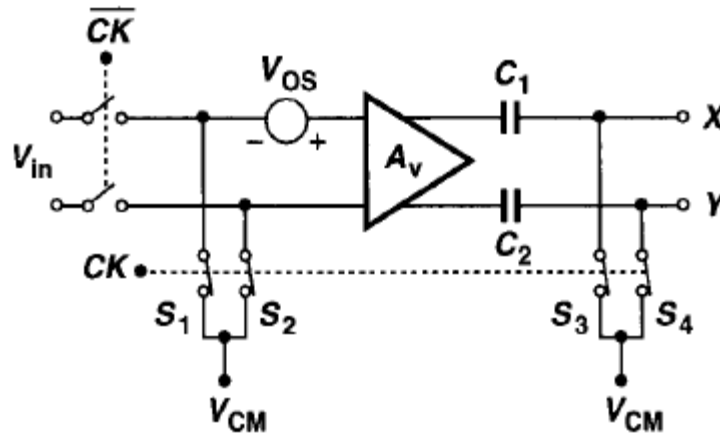
Za ulazni diferencijski napon nula, diferencijski napon između X i Y je nula.

Nakon otvaranja S_1 i S_2 , sklop koji se sastoji od pojačala i kondenzatora C_1 i C_2 ima napon pomaka jednak nuli.

U praktičnoj realizaciji ulazi i izlazi se spajaju na odgovarajuće zajedničke napone.



Tehnike eliminacije napona pomaka



Sklop zahtijeva dodatni period za eliminaciju napona pomaka za vrijeme kojeg je ulazni napon odspojen.

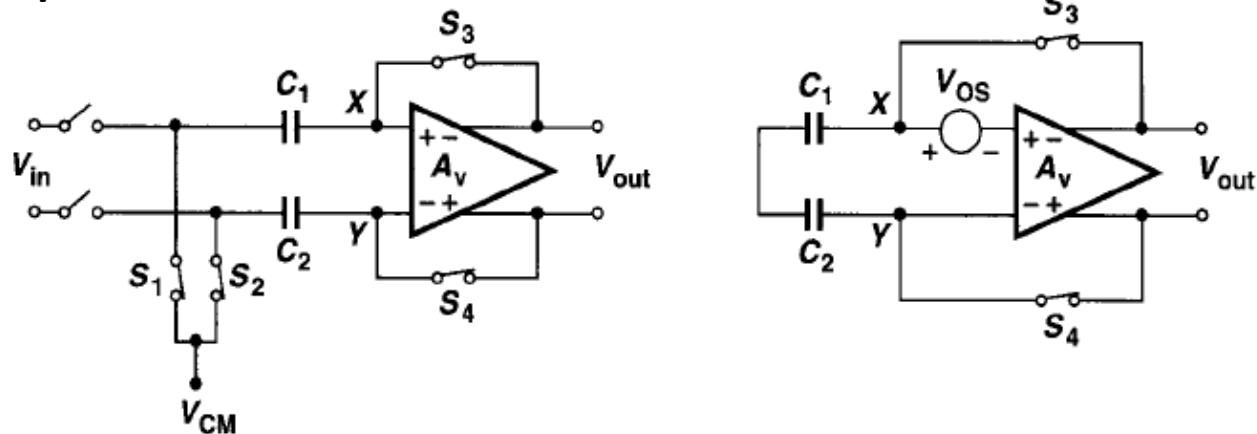
Ako S_3 i S_4 nemaju neusklađenost injektiranog naboja tehnika u potpunosti eliminira napon pomaka.

Problem je ako pojačalo ima jako veliko pojačanje $A_v U_{OS}$ može potjerati izlaz pojačala u zasićenje

Nije dobro za velika pojačanja (recimo za $A_v > 10$)

Tehnike eliminacije napona pomaka

Eliminacija napona pomaka na ulazu



Za veća pojačanja

U fazi pamćenja napona pomaka, pojačalo se spaja u spoj sljedila:

$$U_{iz} = -A_V (U_{iz} - U_{os}) \Rightarrow U_{iz} = \frac{A_V}{1 + A_V} U_{os} \approx U_{os}$$

Pojačalo postavlja ulazne stezaljke u prividni kratki spoj (U_{iz}/A_V), pa je napon koji se preko C_1 i C_2 postavlja jednak $U_{XY} \approx U_{os}$

Kada se S_3 i S_4 otvore, ukupni ulazni napon pomaka jednak je U_{os}/A_V

U stvarnosti neusklađenost injektiranog naboja iz S_3 i S_4 može potjerati izlaz pojačala u zasićenje

Tehnike eliminacije napona pomaka

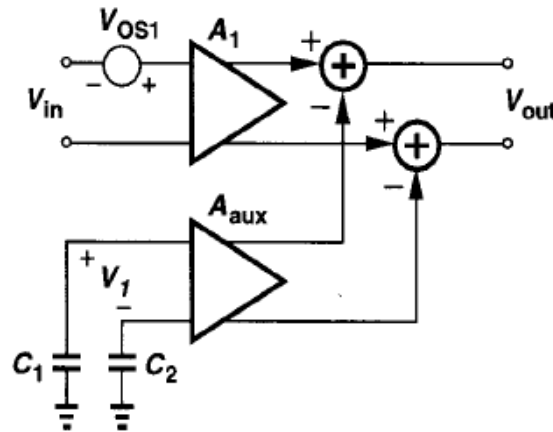
Kod tehnika pamćenja napona pomaka na ulazu i izlazu problem je što se kondenzatori nalaze na putu signala.

Posebno problematično kod pojačala s povratnom vezom jer smanjuje iznose pripadajućih polova što može uzrokovati probleme sa stabilnosti.

Čak i kod pojačala bez povratne veze, povećava vrijeme smirivanja odziva i smanjuje brzinu.

Kako bi se eliminirali ti nedostaci postoje tehnike koje izoliraju kondenzatore za pamćenje od signalnog puta.

Tehnike eliminacije napona pomaka



Ideja je da korištenjem pomoćnog pojačala A_{aux} izoliramo kondenzatore za pamćenje napona pomaka.

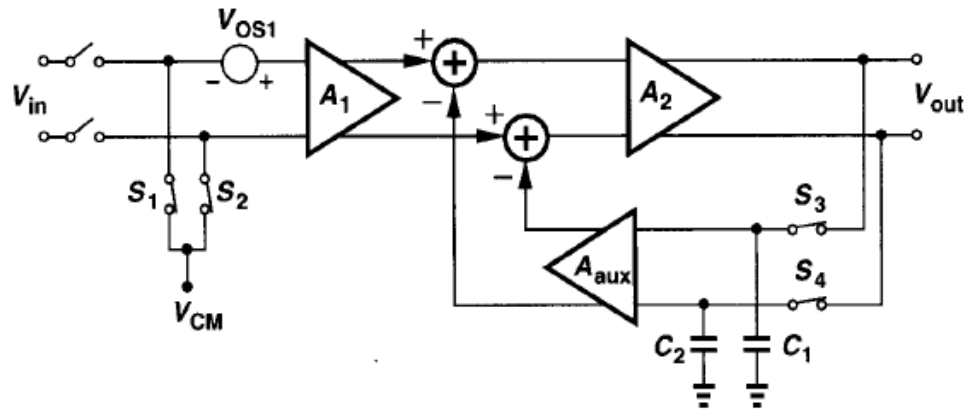
Pomoćno pojačalo pojačava spremljeni napon U_1 i oduzima ga na izlazu A_2 .

Ako kratko spojimo ulazne stezaljke. $U_{iz}=0$ ako je zadovoljen uvjet:

$$U_1 A_{aux} = U_{OS} A_1$$

Kako se generira U_1 ?

Tehnike eliminacije napona pomaka



Dodaje se drugi stupanj pojačala A_2 čiji izlaz se mjeri u fazi eliminacije napona pomaka. Ako se S_1 i S_2 zatvore (uz S_3 i S_4 otvorene):

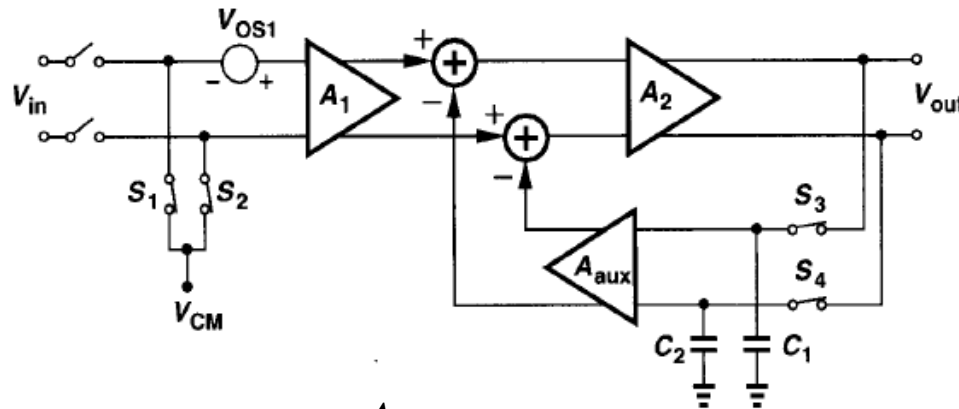
$$U_{iz} = U_{OS} A_1 A_2$$

Ako se S_3 i S_4 zatvore (uz S_1 i S_2 zatvorene), A_2 i A_{aux} se postavljaju u negativnu povratnu vezu:

$$U_{iz} = (U_{OS} A_1 - A_{aux} U_{iz}) A_2$$

$$U_{iz} (1 + A_{aux} A_2) = U_{OS} A_1 A_2$$

$$U_{iz} = \frac{A_2}{1 + A_{aux} A_2} A_1 U_{OS} \approx \frac{A_1}{A_{aux}} U_{OS} \quad \text{Napon spremljen na } C_1 \text{ i } C_2$$



$$U_{iz} \approx \frac{A_1}{A_{aux}} U_{OS}$$

To je upravo napon koji je potreban za eliminaciju napona pomaka jer na izlazu A_{aux} onda imamo:

$$\frac{A_1}{A_{aux}} U_{OS} \cdot A_{aux} = A_1 U_{OS}$$

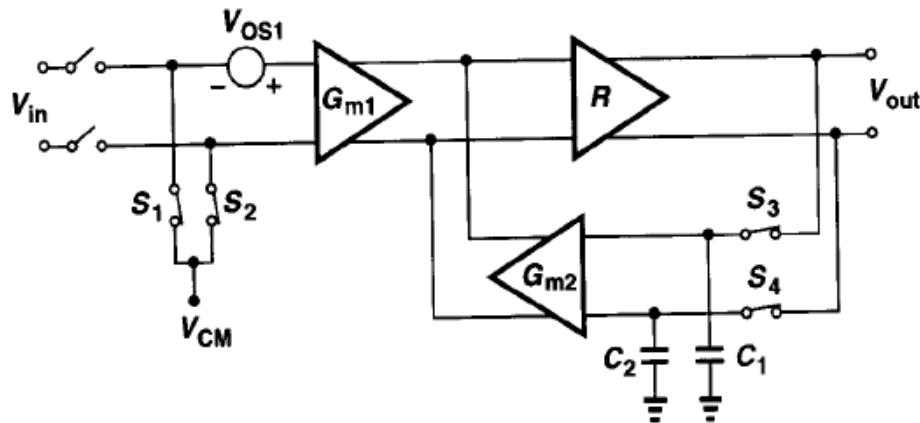
koji eliminira pomak na izlazu A_1

Nedostatci:

2 stupnja pojačala limitiraju brzinu

Zbrajanje izlaznih napona A_1 i A_2 je dosta komplicirano, lakše je zbrajati struje

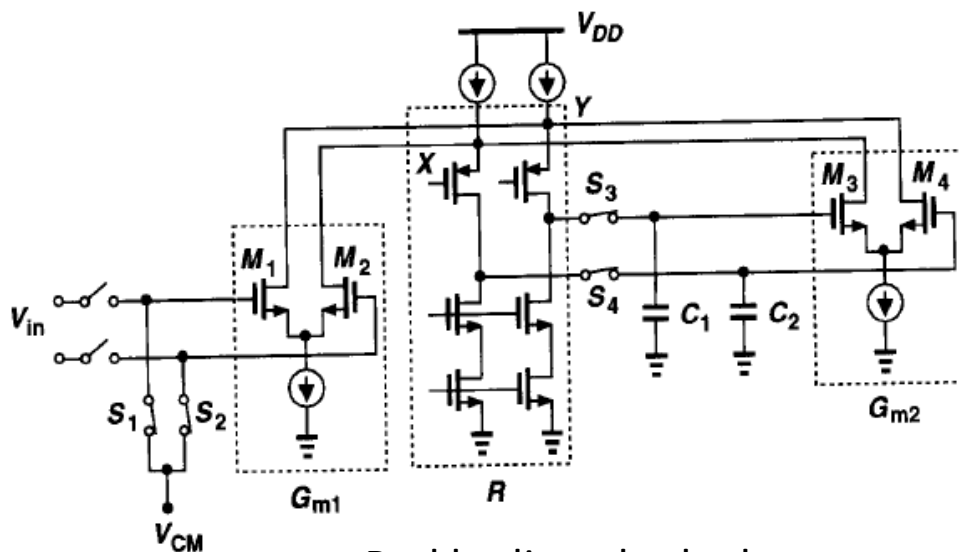
Tehnike eliminacije napona pomaka



Uobičajena izvedba.

G_{m1} i R predstavljaju jedan stupanj pojačala gdje je G_{m1} ulazni diferencijski par

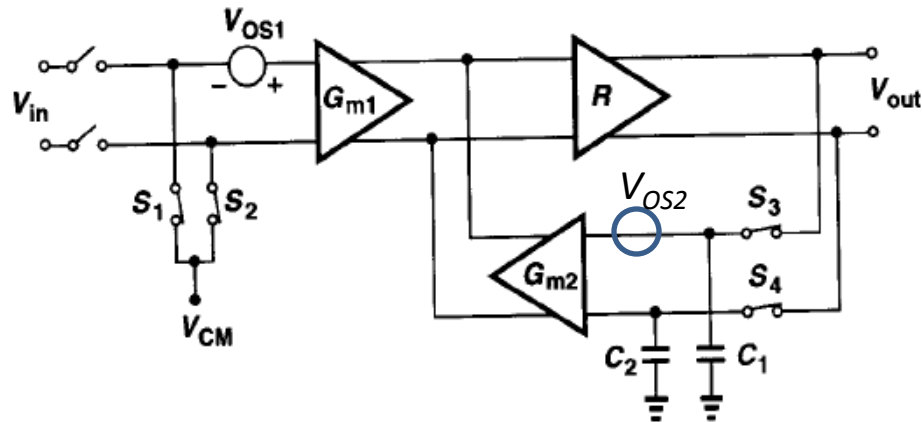
Pomoćni diferencijski par G_{m2} koji generira korekcijsku struju pomaka i dodaje je u niskoimpedantne čvorove X i Y



Preklopljena kaskoda

Prikazana izvedba sa preklopljenom kaskodom

Tehnike eliminacije napona pomaka



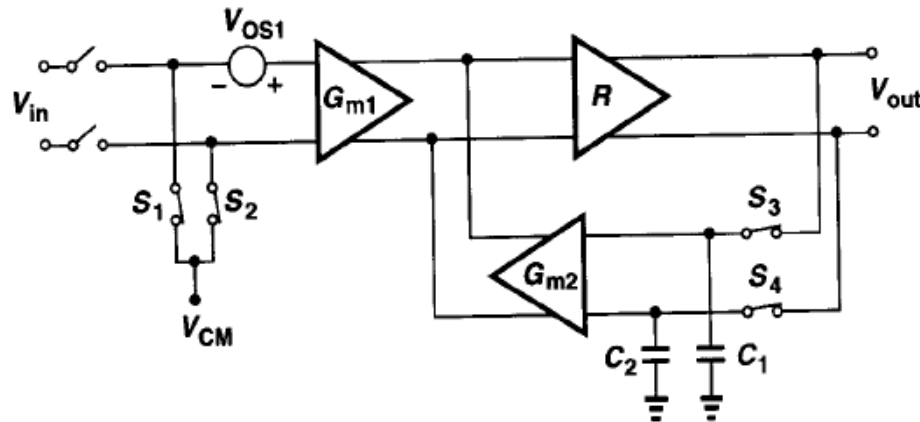
Ako uzmemo u obzir i napon pomaka G_{m2} možemo računati napon spremljen na C_1 i C_2 :

$$U_{iz} = (G_{m1}U_{OS1} - G_{m2}[U_{iz} - U_{OS2}])R$$

$$U_{iz}(1 + G_{m2}R) = G_{m1}RU_{OS1} + G_{m2}RU_{OS2}$$

$$U_{iz} = \frac{G_{m1}RU_{OS1} + G_{m2}RU_{OS2}}{1 + G_{m2}R} \quad \text{Napon spremljen na } C_1 \text{ i } C_2$$

Tehnike eliminacije napona pomaka



Napon pomaka sveden na ulaz onda je jednak:

$$U_{OS,uk} = \frac{U_{iz}}{G_{m1}R} = \frac{G_{m1}RU_{OS1} + G_{m2}RU_{OS2}}{G_{m1}R(1 + G_{m2}R)} = \frac{U_{OS1}}{(1 + G_{m2}R)} + \frac{G_{m2}U_{OS2}}{G_{m1}(1 + G_{m2}R)} \approx \boxed{\frac{U_{OS1}}{G_{m2}R} + \frac{U_{OS2}}{G_{m1}R}}$$

Gdje je pretpostavljeno $G_{m2}R \gg 1$

Kod otvaranja S3 i S4, neusklađenost injektiranih naboja unosi pogrešku koja se ne eliminira jer je povratna veza otvorena.

Ako je pogreška ΔU ona unosi napon pomaka sveden na ulaz $\Delta U(G_{m2}/G_{m1})$

Uobičajeno se uzima $G_{m1} \approx 10G_{m2}$

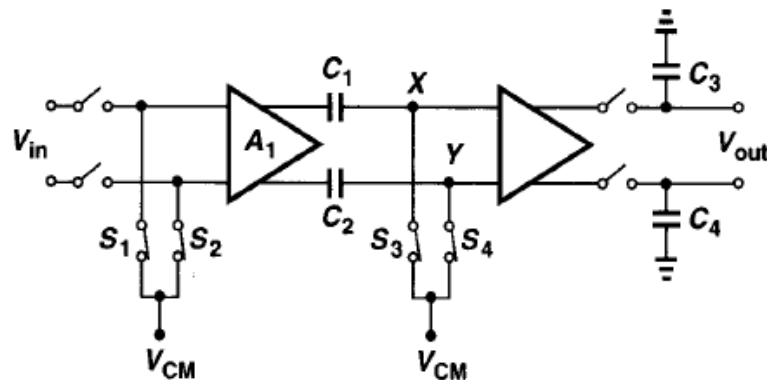
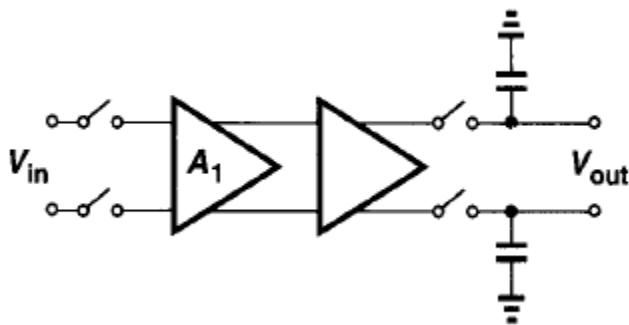
Tehnike eliminacije napona pomaka

Spremljeni napon pomaka mora se periodički osvježavati

Curenje pn -spojeva i tranzistora ispod napona praga kvari korekcijski napon spremljen na C_1 i C_2

Spremljeni korekcijski napon mora se periodički osvježavati (frekvencija reda kHz)

Smanjenje šuma prilikom eliminacije pomaka



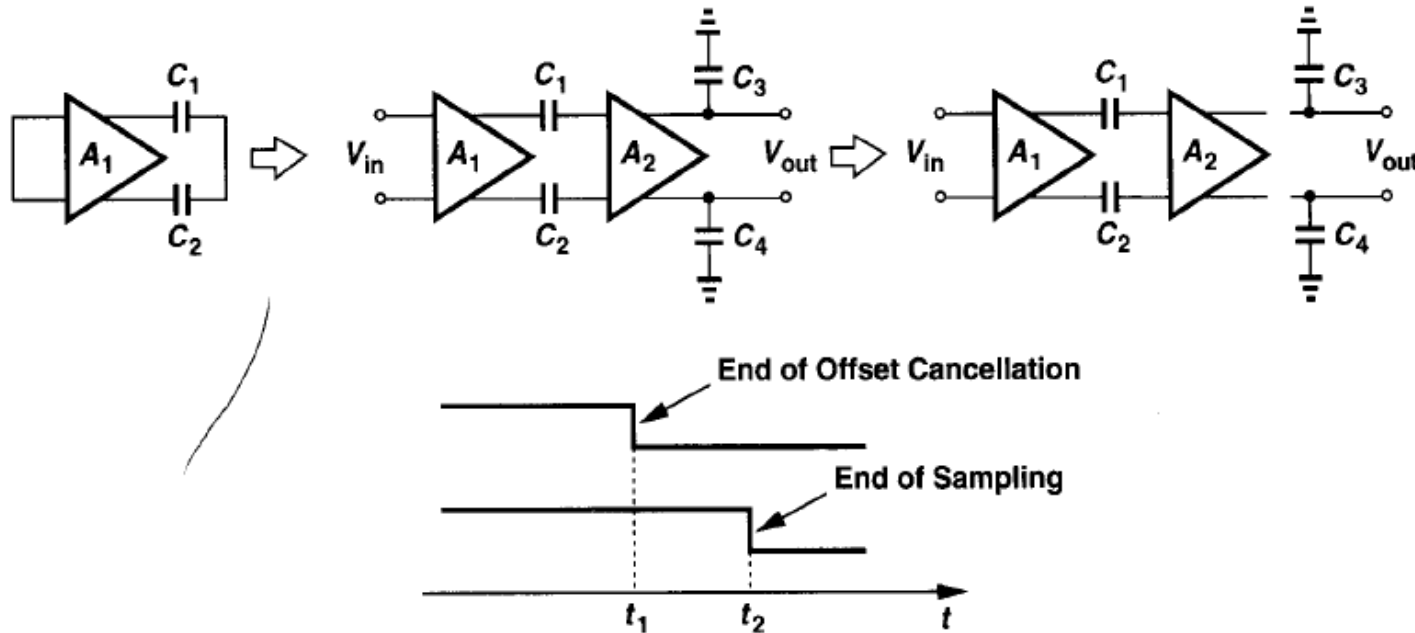
Napon pomaka možemo promatrati kao šum koji ima vrlo nisku frekvenciju.

Za pretpostaviti je da eliminacija napona pomaka može smanjiti i niskofrekvencijski šum.

Npr. Šum A_1 u sklopu za uzorkovanje na slici direktno kvari U_{ul} .

Ako je spektar signala od interesa od 0 do nekoliko MHz, posebno je kritičan $1/f$ šum čija je korner frekvencija šuma ima red veličike 100 kHz do nekoliko MHz u CMOS tehnologiji

Smanjenje šuma prilikom eliminacije pomaka



Ako pretpostavimo da na pojačalo primjenimo eliminaciju napona pomaka prije svakog uzimanja uzorka.

Npr. spremimo pomak na C_1 i C_2 (slika lijevo), zatim spojimo ulaz, pojačamo s A_1 i A_2 te rezultat spremimo na C_3 i C_4 (sredina) i zatim otvorimo sklopke za uzorkovanje (desno).

Vrijeme od eliminacije pomaka do uzimanja uzorka je $\Delta t = t_2 - t_1$

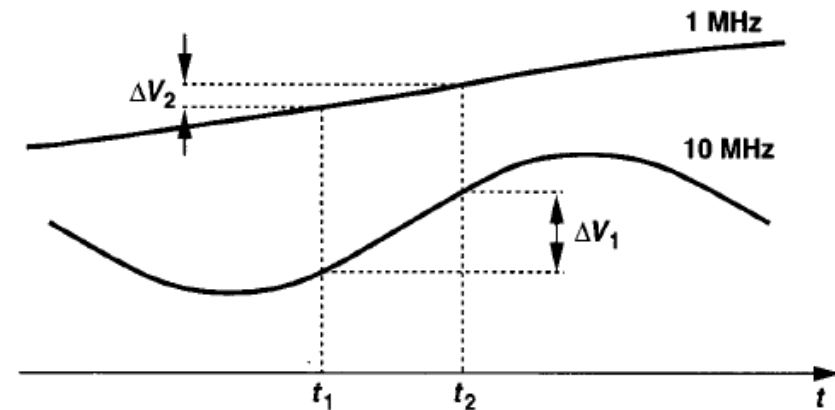
Kako je u t_1 , $U_{XY} = 0$ do t_2 samo visokofrekvencijske komponente šuma, reda veličine $> 1/\Delta t$ mogu promijeniti U_{XY} pa eliminacija uklanja šum frekvencije $< 1/\Delta t$

Smanjenje šuma prilikom eliminacije pomaka

Primjer: Pretpostavimo $\Delta t = 10$ ns, ispitujemo komponente šuma na 1 i 10 MHz, koje aproksimiramo sinusnim signalima. Maksimalna brzina porasta sinusnog napona amplitude A je $2\pi fA$. Prema tome maksimalna promjena koju sinusni signal može postići u Δt intervalu iznosi $\Delta V = 2\pi fA \Delta t$. Ako to promjene normaliziramo na vrijednost amplitude imamo:

$$\text{Za } f_1 = 1 \text{ MHz} \rightarrow \frac{\Delta V_1}{A} = 2\pi f_1 \Delta t = 6.3\%$$

$$\text{Za } f_2 = 10 \text{ MHz} \rightarrow \frac{\Delta V_2}{A} = 2\pi f_2 \Delta t = 63\%$$



Tehnika zvana korelirano dvostruko uzorkovanje (eng. correlated double sampling).

Originalno se koristi kod CCD elemenata.

Guši se niskofrekvencijski $1/f$ šum.

Dovodi do aliasinga širokopojasnog šuma.