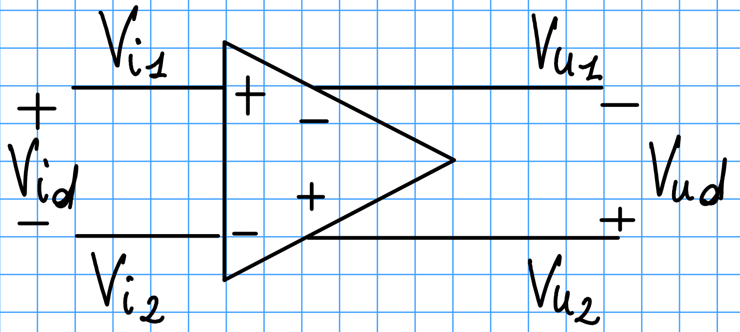
OpAmp fully differential

21 NOV

introduzione

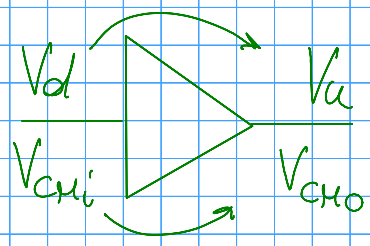


alternativamente

$$\begin{cases} V_{id} = V_{i1} - V_{i2} & \longrightarrow V_d \\ V_{ic} = \dfrac{V_{i1} + V_{i2}}{2} & \longrightarrow V_{CMi} \end{cases}$$

$$V_{ud} = V_{u2} - V_{u1} \longrightarrow V_u$$

$$V_{uc} = \frac{V_{u2} + V_{u1}}{2} \longrightarrow V_{CMo}$$



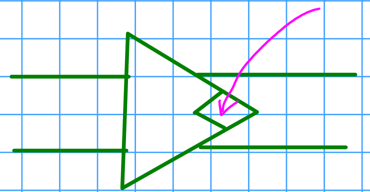
relazioni tra grandezze

$$\begin{cases} V_{ud} = A\,(V_{id} - \underline{V_{io}}) \\ V_{CMo} = \text{costante} \end{cases}$$

inteso come disturbo generico in ingresso, offset o rumore

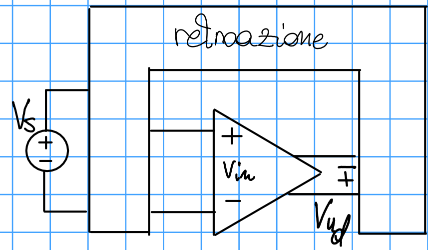
fissato da circuito interno

notazione grafica



indica la presenza di un circuito interno di stabilizzazione del modo comune di uscita V_{CMo}

Percorso di azione e reazione, con rete esterna per β
cerco relazione sull'ingresso



$V_{id} = \alpha V_{sd} + \beta V_{ud}$ con $\beta > 0$ e $A > 0$

sostituisco a V_{ud} l'espressione legata al guadagno dell'amplificatore

$V_{ud} = A(V_{id} - V_{io})$

$$V_{id} = \alpha V_{sd} + \beta A (V_{id} - V_{io}) \longrightarrow V_{id} = \frac{\alpha V_{sd}}{1 - \boxed{\beta A}} - \frac{\boxed{\beta A}}{1 - \boxed{\beta A}} V_{io}$$

spingo βA a valori elevati

per $\beta A \rightarrow \infty$

$$V_{id} = \cancelto{0}{\frac{\alpha V_{sd}}{1 - \beta A}} - \cancelto{-1}{\frac{\beta A}{1 - \beta A}} V_{io} \longrightarrow \overset{\beta A \rightarrow \infty}{\boxed{V_{id} \approx V_{io}}}$$

chiuso in reazione trovo V_{io} in ingresso!

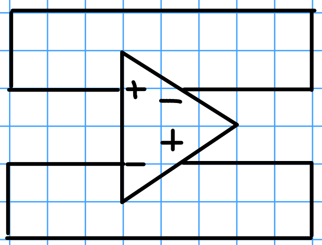
invertendo relazione V_{id}, V_{ic} trovo V_{i1} e V_{i2} in funzione di V_{id} e V_{ic}

$$\begin{cases} V_{i1} = V_{CMi} + \dfrac{V_{io}}{2} \\ V_{i2} = V_{CMi} - \dfrac{V_{io}}{2} \end{cases}$$

con V_{CMi} fissato dal circuito interno di stabilizzazione ad un valore tale da garantire il funzionamento

Topologie circuitali utilizzate

1 _ configurazione di reset



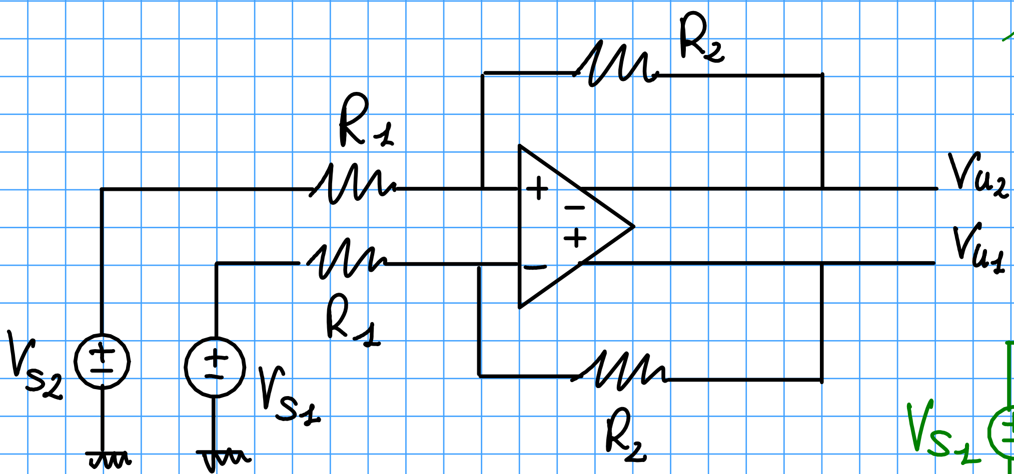
$$V_{i1} = V_{u1} \quad V_{i2} = V_{u2} \quad \begin{cases} V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = V_{u1} - V_{u2} \longrightarrow V_{id} = -V_{ud} \\ V_{ic} = \dfrac{V_{i1} + V_{i2}}{2} = \dfrac{V_{u1} + V_{u2}}{2} \longrightarrow V_{ic} = V_{CM0} \end{cases}$$

riscrivo la relazione in ingresso $\rightarrow$

$$\begin{cases} V_{i1} = V_{ic} + \dfrac{V_{io}}{2} = V_{CM0} + \dfrac{V_{io}}{2} \\ V_{i2} = V_{ic} - \dfrac{V_{io}}{2} = V_{CM0} - \dfrac{V_{io}}{2} \end{cases}$$

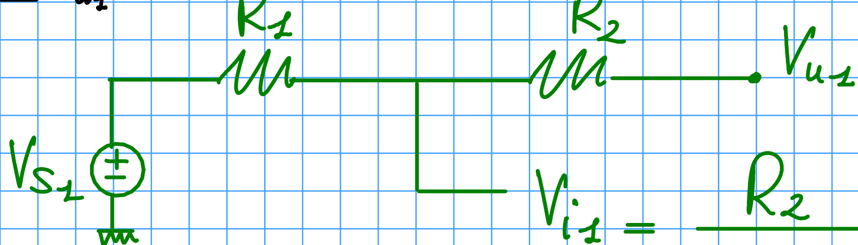
dove $V_{CMi} = V_{CM0}$

2 _ Amplificatore a reazione resistiva

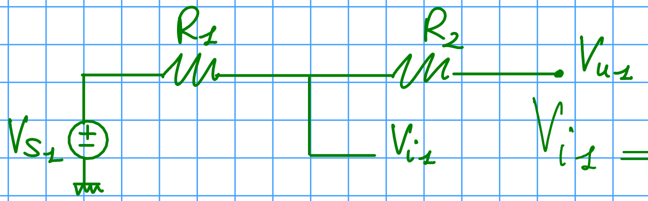


siccome possiamo trascurare la corrente in ingresso, utilizzo circuito semplificato

solo per il ramo superiore



$$V_{i1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{S1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{u1}$$



$$V_{i1} = \overbrace{\boxed{\frac{R_2}{R_1+R_2}}}^{\alpha} V_{s1} + \overbrace{\boxed{\frac{R_1}{R_1+R_2}}}^{\beta} V_{u1} \quad \text{e} \quad V_{i1} = \alpha V_{s1} + \beta V_{u1}$$

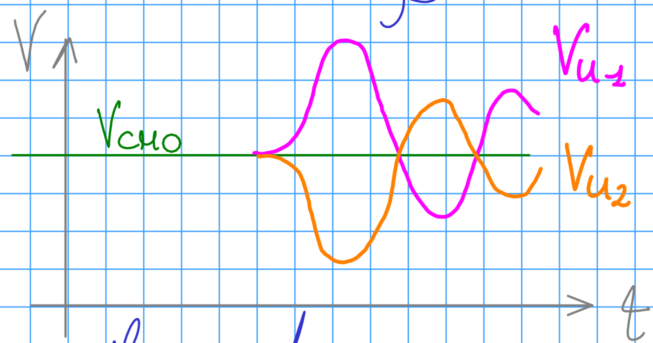
stessa cosa su ramo inferiore $\longrightarrow$ $V_{i2} = \alpha V_{s2} + \beta V_{u2}$

se $\beta A \gg 1$ $\longrightarrow$ è valido il corto circuito virtuale $\longrightarrow$ $\boxed{V_{id} \simeq \phi}$

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = \beta\big(\overbrace{V_{u1} - V_{u2}}^{-V_{ud}}\big) + \alpha\big(\overbrace{V_{s1} - V_{s2}}^{V_{sd}}\big) = -\beta V_{ud} + \alpha V_{sd} = \phi$$

$$\longrightarrow \quad V_{ud} = \frac{\alpha}{\beta} V_{sd} \quad \longrightarrow \quad \boxed{V_{ud} = \frac{R_1}{R_2} V_{sd}}$$

amplifica del rapporto tra resistenze



variazione simmetrica attorno a V_{CMO}

$\rightarrow$ idea: V_{CMO} fissato a metà della dinamica per avere simmetria in uscita

per il modo comune

$$\left.\begin{aligned} V_{i1} &= \alpha V_{s1} + \beta V_{u1} \\ V_{i2} &= \alpha V_{s2} + \beta V_{u2} \end{aligned}\right\} \text{ sommo e divido per due}$$

$$\boxed{V_{CMi} = \beta \underline{V_{CMO}} + \alpha \underline{V_{CMS}}}$$

stabilizzato

deve rientrare nella dinamica di modo comune osservazioni

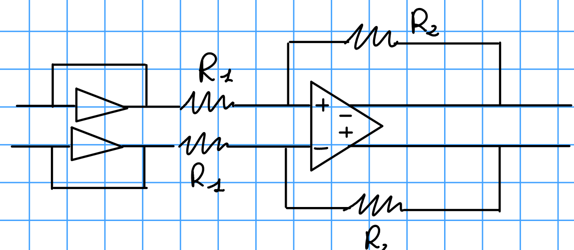
→ nel caso dell'amplificatore a reazione resistiva appena visto, ha un'uscita simile ad un OPAMP invertente, **come decido il segno dell'uscita nel caso di amplificatore fully differential?**

$$V_{ud} = \boxed{\pm} \frac{R_2}{R_1} V_{sd}$$

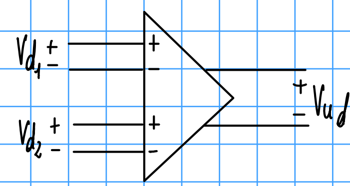
facile, basta invertire il riferimento sui nodi d'uscita!
$V_{u2} - V_{u1}$ → non invertente
$V_{u1} - V_{u2}$ → invertente

la distinzione tra invertente e non invertente non è più topologica ma solo di riferimenti delle tensioni!

→ si evidenzia un limite della topologia, in quanto in **entrambe i rami troviamo una resistenza di ingresso R_1**, che non può essere elevata per ragioni di ingombro su Silicio e di rumore
esistono due soluzioni:



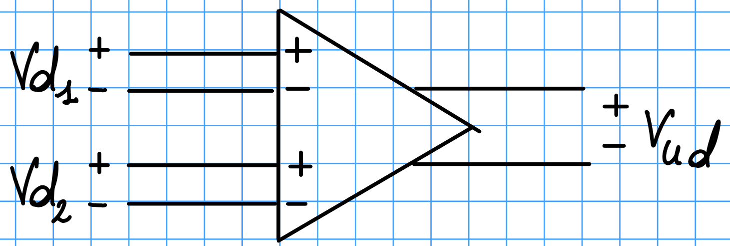
→ **inserisco buffer sugli ingressi**
- maggiore area occupata
- introduco rumore, offset



→ **utilizzo un DDA, Differential Difference Amplifier**
come si costruisce?

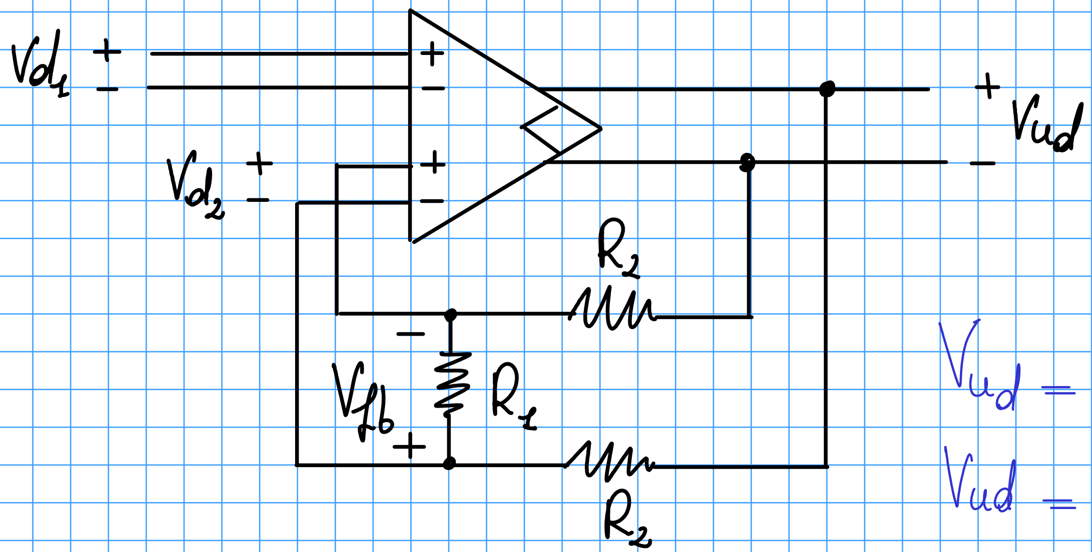
acvin.it

DDA – Differential Difference Amplifier



$$V_{ud} = A\left(V_{d_1} + V_{d_2} - V_{io}\right)$$

vediamolo inserito in un circuito



definito β

$$V_{fb} = \boxed{\frac{R_1}{R_1 + 2R_2}} V_{ud} = \beta V_{ud}$$

$$V_{d_2} = -V_{fb}$$

trascurato per ora

$$V_{ud} = A\left(V_{d_1} + V_{d_2} - \cancel{V_{io}}\right) = A V_{d_1} - A V_{fb}$$

$$V_{ud} = A V_{d_1} - A\beta V_{ud}$$

$$V_{ud} = \frac{A}{1+\beta A} V_{d_1} = \frac{V_{d_1}}{\beta} \cdot \frac{\beta A}{1+\beta A}$$

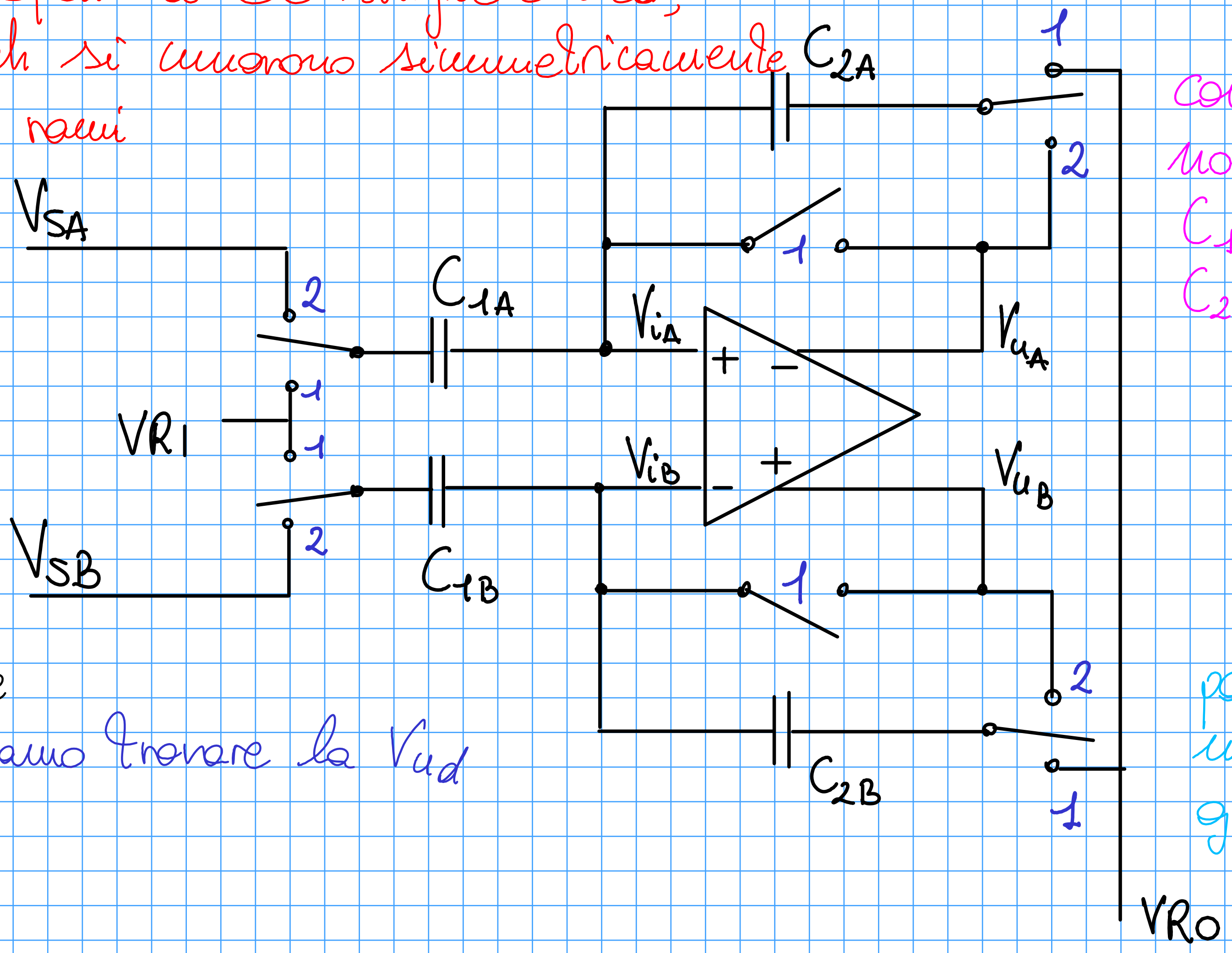
$$\boxed{\text{con } \beta A \gg 1 \rightarrow V_{ud} \simeq \frac{V_{d_1}}{\beta} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) V_{d_1}}$$

simile a amplificatore da strumentazione

3 – Amplificatori switched capacitor

distinzione tra i componenti dei rami simmetrici

nota: rispetto a SC single ended,
gli switch si muovono simmetricamente
sui due rami



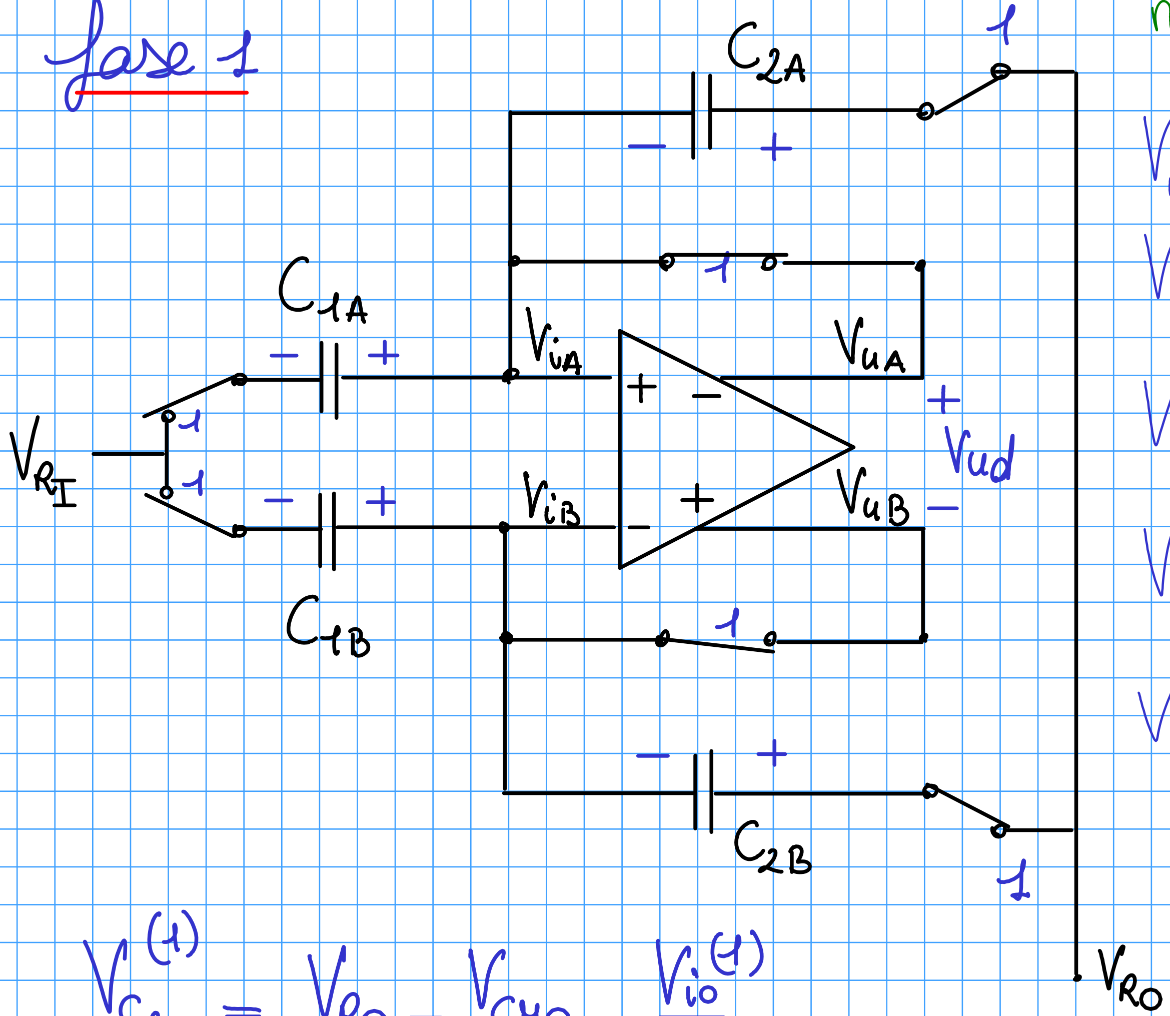
condensatori nominalmente identici
$C_{1A} = C_{1B}$
$C_{2A} = C_{2B}$

potenziale costante, non è detto che sia ground

richieste
→ vogliamo trovare la V_{ud}
→ V_{CMi}

nell'analisi trascuriamo il rumore KT/C
ma introduciamo l'effetto dell'iniezione di carica

fase 1



ricorda: in reset $V_{id} \approx V_{io}$ con $\beta A >> 1$!

$$\left.\begin{aligned} V_{iA} &= V_{uA} = V_{CMO} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2} \\ V_{iB} &= V_{uB} = V_{CMO} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2} \end{aligned}\right| \text{reset}$$

$$V_{ud}^{(1)} = -V_{id}^{(1)} = -V_{io}^{(1)}$$ solo offset in uscita

$$V_{C1A}^{(1)} = V_{CMO} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}$$

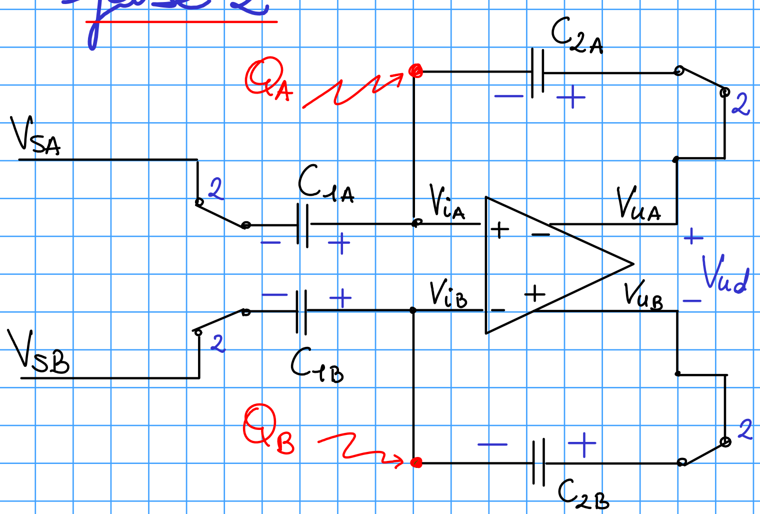
$$V_{C1B}^{(1)} = V_{CMO} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}$$

$$V_{C2A}^{(1)} = V_{RO} - V_{CMO} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2}$$

$$V_{C2B}^{(1)} = V_{RO} - V_{CMO} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2}$$

saltiamo fase intermedia perché trascuriamo KT/C

fase 2



introduciamo l'iniezione di carica da parte dei mos interruttori con cariche Q_A e Q_B, sui nodi di ingresso sensibili all'iniezione

$$V_{uA}^{(2)} = \boxed{V_{iA}^{(2)}} + \boxed{V_{C2A}^{(2)}}$$
$$V_{uB}^{(2)} = V_{iB}^{(2)} + V_{C2B}^{(2)}$$

$$\boxed{\begin{aligned} V_{iA} &= V_{CMi} + \frac{V_{io}^{(2)}}{2} \\ V_{iB} &= V_{CMi} - \frac{V_{io}^{(2)}}{2} \end{aligned}}$$

$$V_{C2A}^{(2)} = V_{C2A}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C2A}}{C_2} \longrightarrow \text{con } \Delta Q_{C2A} = \Delta Q_{C1A} - Q_A$$

$$V_{C2B}^{(2)} = V_{C2B}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C2B}}{C_2} \longrightarrow \text{con } \Delta Q_{C2B} = \Delta Q_{C1B} - Q_B$$

$$\boxed{\begin{aligned} V_{C1A}^{(2)} &= V_{iA}^{(2)} - V_{SA} \\ V_{C1B}^{(2)} &= V_{iB}^{(2)} - V_{SB} \end{aligned}}$$

$$\Delta Q_{C1A} = \left(V_{C1A}^{(2)} - V_{C1A}^{(1)}\right) C_1 = \left[V_{CMi} + \frac{V_{io}^{(2)}}{2} - V_{SA} - \left(V_{CMo} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}\right)\right] C_1$$

$$\Delta Q_{C1B} = \left(V_{C1B}^{(2)} - V_{C1B}^{(1)}\right) C_1 = \left[V_{CMi} - \frac{V_{io}^{(2)}}{2} - V_{SB} - \left(V_{CMo} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}\right)\right] C_1$$

acvin.it

ricompongo tutto

$$V_{ud} = V_{u_A}^{(2)} - V_{u_B}^{(2)} = \boxed{V_{iA}^{(2)} - V_{iB}^{(2)}} + V_{C_{2A}}^{(2)} - V_{C_{2B}}^{(2)} = \boxed{V_{io}^{(2)}} + V_{C_{2A}}^{(1)} - V_{C_{2B}}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C2A} - \Delta Q_{C2A}}{C_2} =$$

$$= V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C_{1A}} - \Delta Q_{C_{1B}} + Q_B - Q_A}{C_2}$$

$$= V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)} + C_1 \frac{\left(V_{S_B} - V_{S_A} + V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)}\right)}{C_2} + \frac{Q_B - Q_A}{C_2}$$

in conclusione

termine di offset/rumore
tecnica CDS correlated double sampling riduce offset
componente di rumore risulta preponderante

$$V_{ud} = \boxed{-\frac{C_1}{C_2}\left(V_{S_A} - V_{S_B}\right)} + \boxed{\left(V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)}\right)\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)} - \boxed{\frac{Q_A - Q_B}{C_2}}$$

componente utile $V_{Sd} = V_{SA} - V_{SB}$

non riducibile in single ended

differenza tra iniezione di carica, diventa quasi un errore di matching con una piccola dipendenza legata a V_S

acvin.it

24 NOV

Riporto il rumore in ingresso, divido per guadagno

con $A = -\frac{C_1}{C_2}$ divido uscita per il guadagno A in modulo

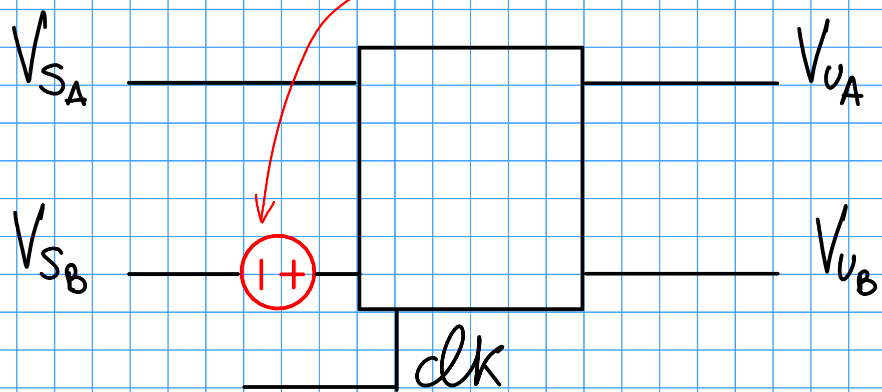
referred to the input RTI $\rightarrow \left(V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)}\right)\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \cdot \frac{1}{|A|} - \frac{Q_A - Q_B}{C_2 |A|}$

$$V_{dn} = \left(V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)}\right)\left(1 + \cancel{\frac{1}{|A|}}\right) - \frac{Q_A - Q_B}{C_1}$$

C_1 elevato riduce il peso dell'iniezione di carica

con $|A| \gg 1 \rightarrow \boxed{V_{dn} \cong \left(V_{io}^{(2)} - V_{io}^{(1)}\right)}$

grazie alla condizione su A, il rumore riportato in ingresso presenta un contributo trascurabile dell'iniezione di carica



acvin.it

Cosa possiamo dire del modo comune?

→ in **uscita** ipotizziamo sia stabilizzato da un circuito dedicato

→ in **ingresso**? in fase 1 $V_{CMi}^{(1)} = V_{CMo}$ per reset, in fase 2?

$$V_{UA}^{(2)} = V_{iA}^{(2)} + V_{C_2A}^{(2)}$$
$$V_{UB}^{(2)} = V_{iB}^{(2)} + V_{C_2B}^{(2)}$$

sommo e divido per due

$$V_{CMo}^{(2)} = \boxed{\frac{V_{iA}^{(2)} + V_{iB}^{(2)}}{2}} + \boxed{\frac{V_{C_2A}^{(2)} + V_{C_2B}^{(2)}}{2}}$$

V_{CMi}

$$\boxed{\begin{aligned} V_{C_2A}^{(2)} &= V_{C_2A}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C_1A}}{C_2} - \frac{Q_A}{C_2} \\ V_{C_2B}^{(2)} &= V_{C_2B}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C_2B}}{C_2} - \frac{Q_B}{C_2} \end{aligned}}$$

sommo e divido

$$\boxed{\frac{V_{C_2A}^{(2)} + V_{C_2B}^{(2)}}{2}} = \boxed{\frac{V_{C_2A}^{(1)} + V_{C_2B}^{(1)}}{2}} + \frac{\boxed{\Delta Q_{C_1A} + \Delta Q_{C_1B}}}{C_2} - \frac{Q_A + Q_B}{C_2}$$

$$\boxed{\begin{aligned} V_{C_2A}^{(1)} &= V_{RO} - V_{CMO} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2} \\ V_{C_2B}^{(1)} &= V_{RO} - V_{CMO} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2} \end{aligned}}$$

sommo e divido

$$\boxed{\frac{V_{C_2A}^{(1)} + V_{C_2B}^{(1)}}{2}} = V_{RO} - V_{CMO}$$

$$\boxed{\begin{aligned} \Delta Q_{C_1A} &= \left[V_{CMi} + \frac{V_{io}^{(2)}}{2} - V_{SA} - \left(V_{CMO} + \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}\right)\right] C_1 \\ \Delta Q_{C_1B} &= \left[V_{CMi} - \frac{V_{io}^{(2)}}{2} - V_{SB} - \left(V_{CMO} - \frac{V_{io}^{(1)}}{2} - V_{RI}\right)\right] C_1 \end{aligned}}$$

sommo

$$\boxed{\Delta Q_{C_1A} + \Delta Q_{C_1B}} = C_1 \left(V_{CMi} - V_{CMS} - V_{CMO} + V_{RI}\right)$$

unisco i vari termini

trascurabile con C_2 elevata

$$\frac{V_{C_{2A}}^{(2)} + V_{C_{2B}}^{(2)}}{2} = V_{R_O} - V_{CM_O} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{CM_i} - V_{CM_S} - V_{CM_O} + V_{R_I}\right) - \cancel{\frac{Q_A + Q_B}{C_2}}$$

ed infine

$$V_{CM_O}^{(2)} = V_{CM_i} + V_{R_O} - V_{CM_O} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{CM_i} - V_{CM_S} - V_{CM_O} + V_{R_I}\right)$$

estraggo V_{CM_i}, con Hp V_{CM_O} stabilizzato

$$\boxed{V_{CM_i}^{(2)} = \frac{\boxed{V_{CM_O} - V_{R_O}}}{1+|A|} + \frac{|A|}{1+|A|}\left(V_{CM_S} - V_{R_I}\right) + V_{CM_O}}$$

se impongo $V_{R_O} = V_{CM_O}$ elimino contributo

→ scelta progettuale $V_{R_O} = V_{CM_O}$

V_{CM_S} è incognito, mentre V_{R_I} è una scelta di progetto

→ $|A|$ non aiuta a ridurre contributo

se V_{CM_S} è nota → impongo $V_{R_I} = V_{CM_S}$

condizione su V_{CM_S}

osservazione:

$$V_u = |A|\left(V_{S_A} - V_{S_B}\right)$$

→ se utilizzo un sensore capacitivo differenziale, la differenza tra V_{S_A} e V_{S_B} è costante → funziona da amplificatore