Amplificatore operazionale

24 OTT

aspetti immancabili

- → ingresso differenziale
- → guadagno elevato
- → elevata impedenza di ingresso
- → stabilità in reazione

parentesi su topologia circuiti per sistemi opamp

visione del progettista

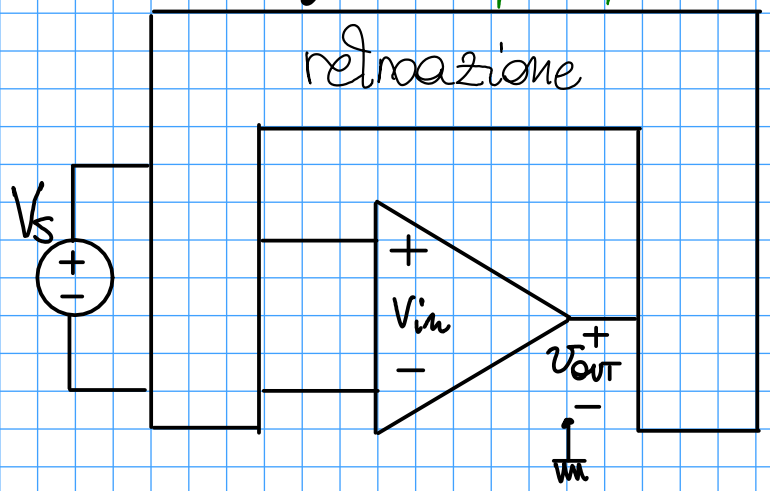
specifiche di progetto

- → valore del guadagno in continua
- → CMRR
- → velocità, in termini di PGB (o GBW in inglese) e slew rate
- → margine di fase necessità o meno di compensazione
- → Noise, riportato in ingresso (v_{ni}, v_{fi} termico e flicker)
- → offset, errore la v_{io}
- → consumo statico
- → massima corrente erogabile
- → dinamiche di uscita

acvin.it

Guadagno

opamp lavora chiuso in una catena di reazione negativa



$v_{in} = \alpha v_s + \beta v_{out}$ con $v_{out} = A v_{in}$

$$\frac{v_{out}}{v_s} = -\frac{\alpha}{\beta}\,\frac{1}{1-(\beta A)^{-1}}$$

$$\lim_{x \to 0} \frac{1}{1+x} = 1 - x$$

se $\beta A \gg 1$ $\longrightarrow$ $\dfrac{v_{out}}{v_s} \cong -\dfrac{\alpha}{\beta}\left(1 + \dfrac{1}{\beta A}\right)$

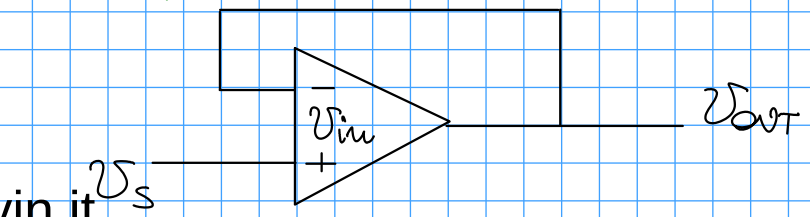
errore relativo su valore ottenuto da sistema ideale (cortocircuito virtuale)

risultato da ccv

$$|\varepsilon_r| = \left|\frac{1}{\beta A}\right|$$

specifica su ε_r (con rete β fissata) si traduce in una specifica su A

esempio

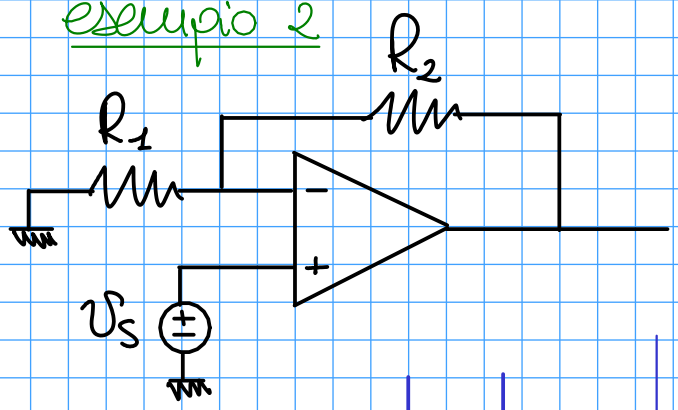


$\alpha = 1$, $\beta = -1$ $\rightsquigarrow$ ccv $v_{out} = +v_s$

$$|\epsilon_r| = \left|\frac{1}{\beta A}\right| = \frac{1}{|A|}$$

acvin.it

esempio 2



$$\alpha = 1, \quad \beta = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

per ccr $\rightarrow$ $-\frac{\alpha}{\beta} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_v$

$$|\epsilon_r| = \left|\frac{1}{\beta A}\right| = \left|\frac{1}{A}\right| |A_v|$$

A_v è l'amplificazione della rete in reazione

ϵ_r dipende sia da A in continua, sia da A_v guadagno della rete

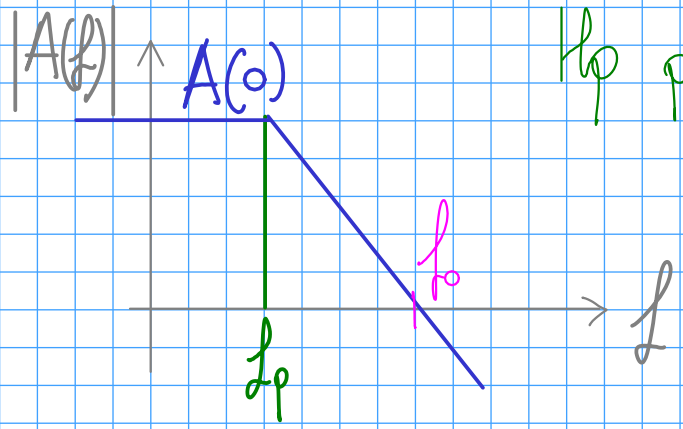
Questo per quanto riguarda il caso statico, ma le stesse considerazioni valgono per un'**analisi in frequenza**, con la complicazione della dipendenza da f di β e A

$\rightarrow$ visto il comportamento a polo dominante dell'amplificatore si cerca di ridurre il range di frequenze dove l'errore ϵ_r è limitato aumentando il più possibile $A(0)$

acvin.it

velocità _ PGB (o GBW dall'inglese)

27 OTT



Hp polo dominante a bassa frequenza

specifica $\epsilon_r = \left| \frac{1}{\beta(f) A(f)} \right|$

dato ϵ_r definisco banda massima di utilizzo

nel caso in cui l'operazionale abbia:

→ A_0 elevato
→ polo dominante

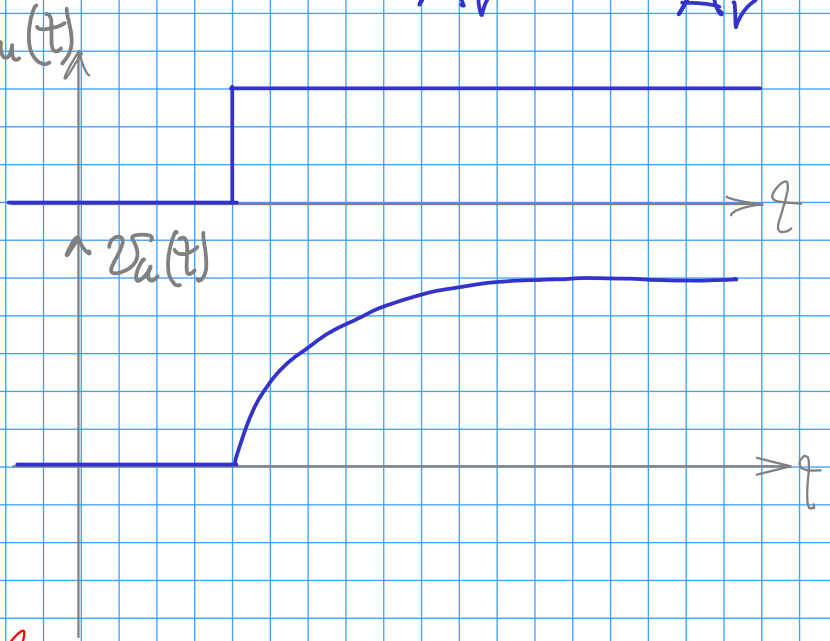
$\rightarrow PGB = A_0 f_p \cong f_0$

legato a tempo di risposta

$\rightarrow f_H = \frac{PGB}{A_r} = \frac{f_0}{A_r}$

velocità _ slew rate

→ velocità di saturazione dello stadio di uscita, dipende anche da V_{DD}



si trovano due diverse definizioni

$\tau_1 = K/f$

$\tau_2 = \Delta V / \Delta r$

misuro e prendo la minore delle due

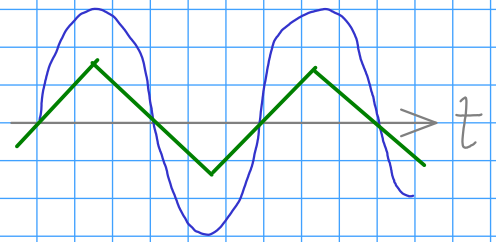
⚠ per segnali sinusoidali

acvin.it

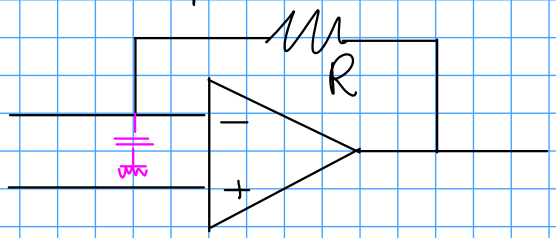
Analizziamo ora in particolare le specifiche richieste da amplificatori per circuiti switched capacitor

→ ad ogni clock viene invertito il collegamento al piedino, ed è fondamentale che l'amplificatore riesca a seguire la variazione → slew rate massimo possibile

ad esempio, se amplificatore non riesce a seguire un'onda sinusoidale, entra in condizione di slew rate e in uscita si ottiene un'onda triangolare



inoltre la presenza di capacità all'ingresso, assieme ad una R esterna, possono introdurre **poli a bassa frequenza** tali da rendere il sistema instabile



Specifiche per switched capacitor:

→ GBW = f_0 polo dominante

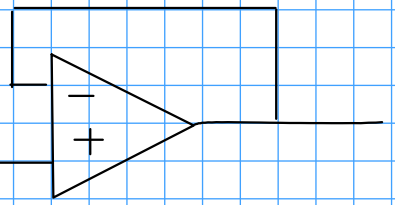
→ margine di fase

→ impedenza di uscita

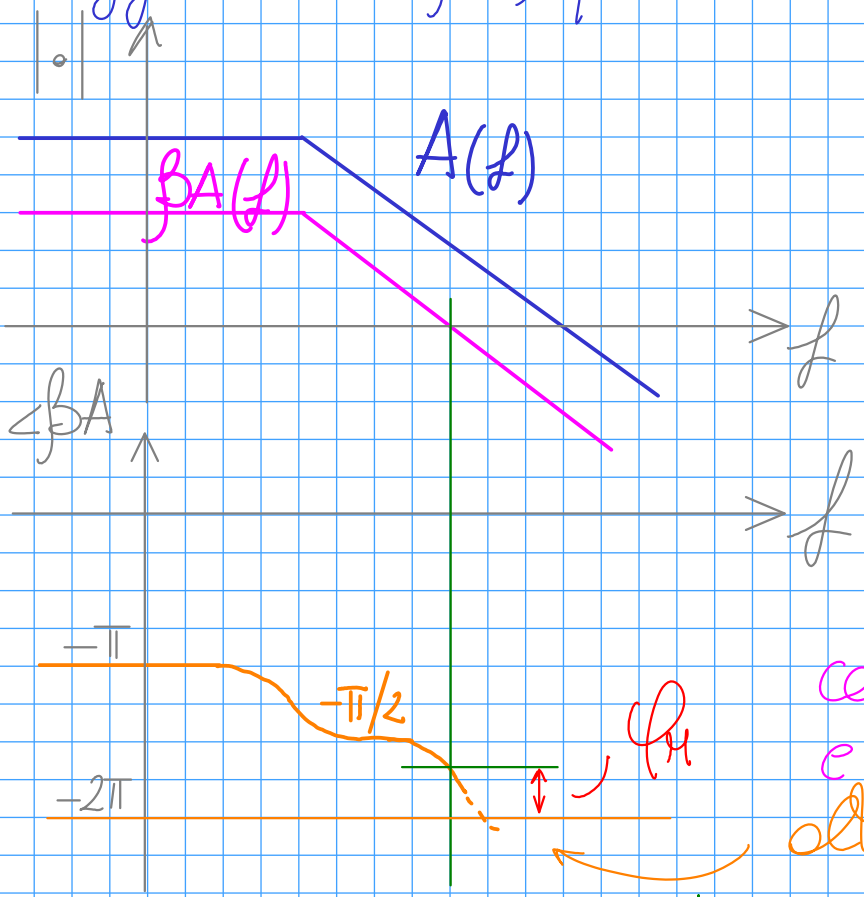
acvin.it

Stabilità

→ con rete passiva β massimo $|\beta| = 1$



maggiore è il $|\beta A|$, più si riduce φ_M (margine di fase)



Criterio di Barkhausen

$$\angle \beta A = \phi$$

$$|\beta A| \geq 1$$

per amplificatore voglio che **non sia verificata**

cerco frequenza per la quale $|\beta A| = 1$ e misuro margine di fase da 2π dei poli a frequenze maggiori

φ_M tipico 70°

perché serve φ_M:

- → progettazione sottostima reazione, aggiungo sicurezza
- → variazioni ambientali, errori matching
- → oscillazioni iniziano (e prima (sovraelongazioni))

Furbata: siccome β passivo vale al massimo 1 → studio $A(f)$ per φ_M

acvin.it

Impedenza di uscita

siamo abituati a considerare $R_{out} = \infty$ per operazionale, ma per CMOS di solito si trova $R_{out} \sim 50\,K\Omega$ (es TL 291)

R_{out} bassa necessita di un **source follower** sull'uscita che però comportano:

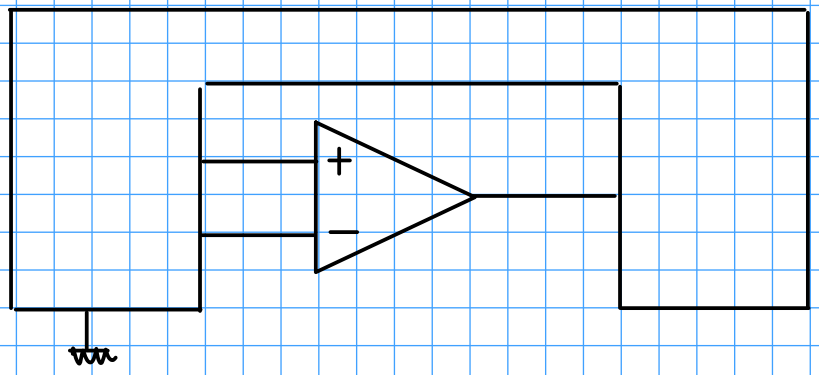
- limite alla dinamica di un V_{GS}
- effetto body su PMOS ed NMOS
- non compatibile con basse V_{DD}

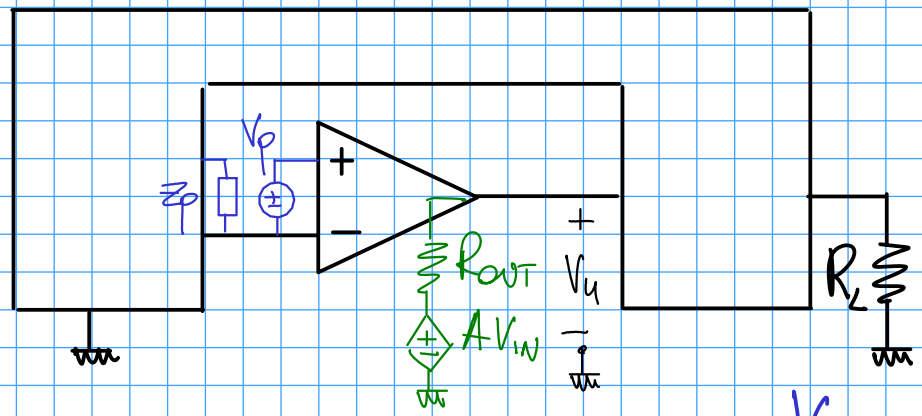
si preferisce utilizzare stadio di uscita diverso ad alta impedenza

è un problema? operazionale è usualmente in retroazione e deve verificare $\epsilon_r = \left| \frac{1}{\beta A} \right|$

acvin.it

Studio retroazione con teorema di scomposizione

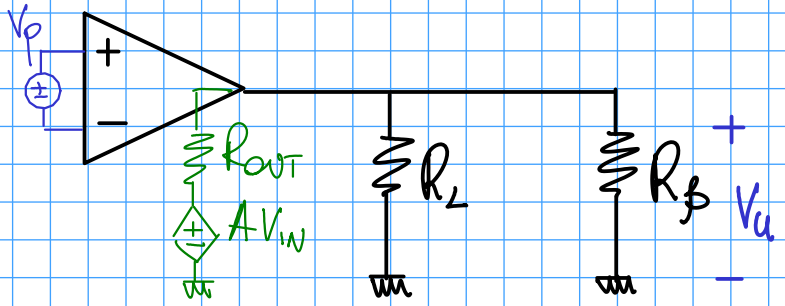




dopo scomposizione rete per β è un carico sull'uscita, non influenza gli ingressi

$$V_u = \frac{R_L // R_\beta}{R_L // R_\beta + R_{OUT}} A V_{in} = \boxed{\frac{1}{1 + \frac{R_{OUT}}{R_L // R_\beta}} A V_{in}}$$

A'



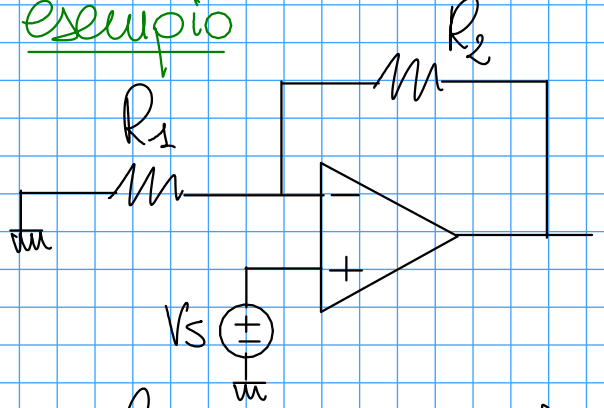
A effettivo viene ridotto dal partitore mentre R_β non è influenzato da R_{OUT}

$$\epsilon_r = \left| \frac{1}{\beta A} \right| \longrightarrow \text{con } A' < A \longrightarrow \epsilon_r < \left| \frac{1}{\beta A'} \right|$$

se A "residua" verifica condizione su ϵ_r, sistema funziona!

acvin.it

esempio

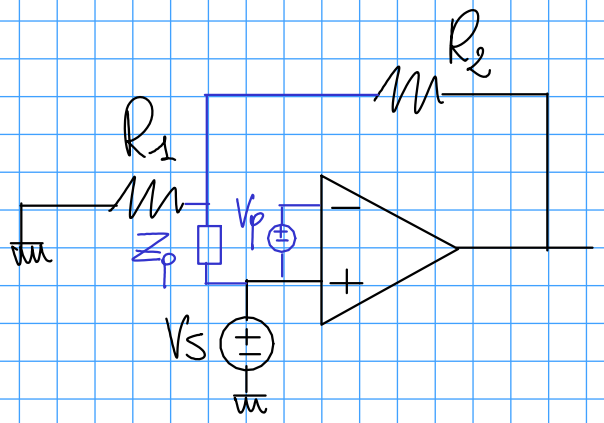


quando vale il carico di uscita per l'amplificatore? senza R_L

potrei pensare che per il CCV $R_B = R_2$!

NO!

applico scomposizione



$$R_B = R_1 // Z_o + R_2$$

rete di uscita comprende due resistenze, avrò un carico maggiore → minori richieste di corrente sull'uscita!

a parità di A_V

→ R_1 e R_2 piccole → carico elevato in ingresso

→ R_1 e R_2 grandi → rumore e ingombro su silicio

acvin.it