

dall'ultima lezione → ci servono 7 parametri per definire completamente l'operazione 3 NOV

Analisi in continua

Stadio a source comune

distinguo i due stadi di amplificazione sui nodi ad alta impedenza 1 e 2

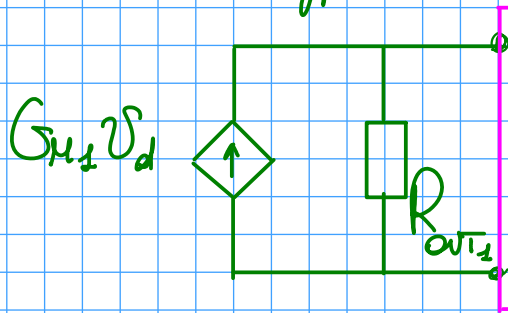
guadagno in continua $A_o = A_d A_1$

G_{M1} è la transconduttanza complessiva del primo stadio visto come norton

la indichiamo in questo modo per rendere generica la definizione di guadagno, e poter confrontare le varie topologie

$$G_{M1} = \frac{i_{out}}{v_{in}}$$

Stadio a source comune

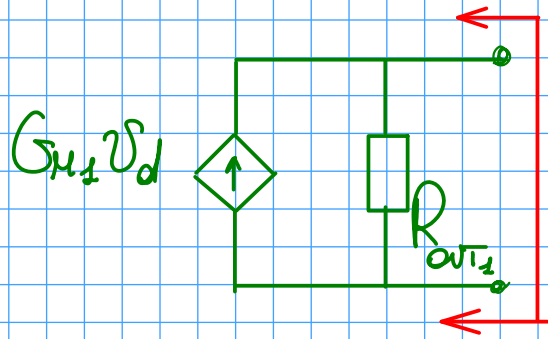


stadio in continua, con terminale d'uscita aperto

$$A_o = A_d A_1 \quad A_1 = G_{M2} R_2 \quad \text{con } R_2 = R_{out2} \text{ in questo caso}$$

$$A_d = G_{M1} R_1 \quad \text{con } R_1 = R_{out1} \text{ in questo caso}$$

Applichiamo alla nostra topologia, sostituisco R_1, R_2, G_{M1} e G_{M2}



$$R_1 = R_{out1} = r_{d1} // r_{d3}$$

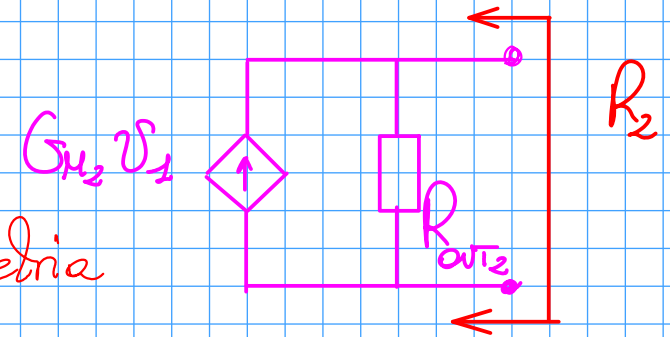
$$G_{M1} = \frac{g_{m1}}{2} + \frac{g_{m2}}{2} = g_{m1} \text{ per simmetria } g_{m1} = g_{m2}$$

Stadio differenziale

Stadio a source comune

$$R_2 = R_{out2} = r_{d5} // r_{d6}$$

$$G_{M2} = \frac{g_{m5}}{2} + \frac{g_{m6}}{2} = g_{m5} \text{ per simmetria}$$



quindi abbiamo

$$A_o = A_d A_1 = g_{m1} r_{d3} // r_{d1} \cdot g_{m5} r_{d5} // r_{d6}$$

compaiono solo i g_m
dei mos che amplificano

portiamo ancora avanti
la sostituzione con i
valori di r_d e g_m

in forte inversione

$$\rightarrow r_d = \frac{1}{\lambda I_D}$$

$$\rightarrow g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_t}$$

$$r_{d3} // r_{d1} = \frac{1}{\lambda_1 I_{D1} + \lambda_3 I_{D3}} = \frac{1}{I_{D1}(\lambda_1 + \lambda_3)}$$

$$I_{D3} = I_{D1}$$

riscrivo guadagno sostituendo r_d e g_m

$$A_o = \frac{2I_{D1}}{(V_{GS} - V_t)_1} \cdot \frac{1}{I_{D1}(\lambda_1 + \lambda_3)} \cdot \frac{2I_{D5}}{(V_{GS} - V_t)_5} \cdot \frac{1}{I_{D5}(\lambda_5 + \lambda_6)}$$

$$A_o = \frac{2}{(V_{GS} - V_t)_1} \cdot \frac{2}{(V_{GS} - V_t)_5} \cdot \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_3} \cdot \frac{1}{\lambda_5 + \lambda_6}$$

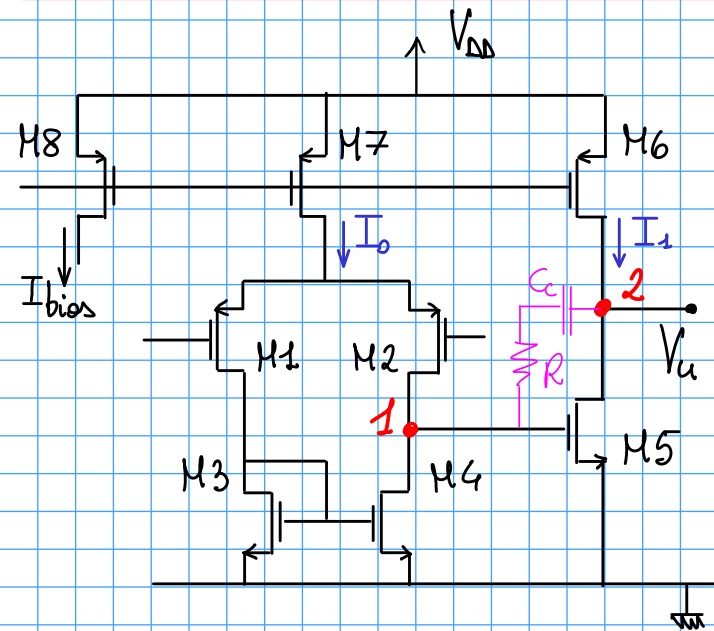
$V_{GS} - V_t$ piccole migliorano il guadagno A_o

→ spingo sistema in debole inversione
 $V_{GS} - V_t$ diventa $\approx V_t$ costante

$$A_o = \frac{1}{V_t} \cdot \frac{1}{V_t} \cdot \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_3} \cdot \frac{1}{\lambda_5 + \lambda_6}$$

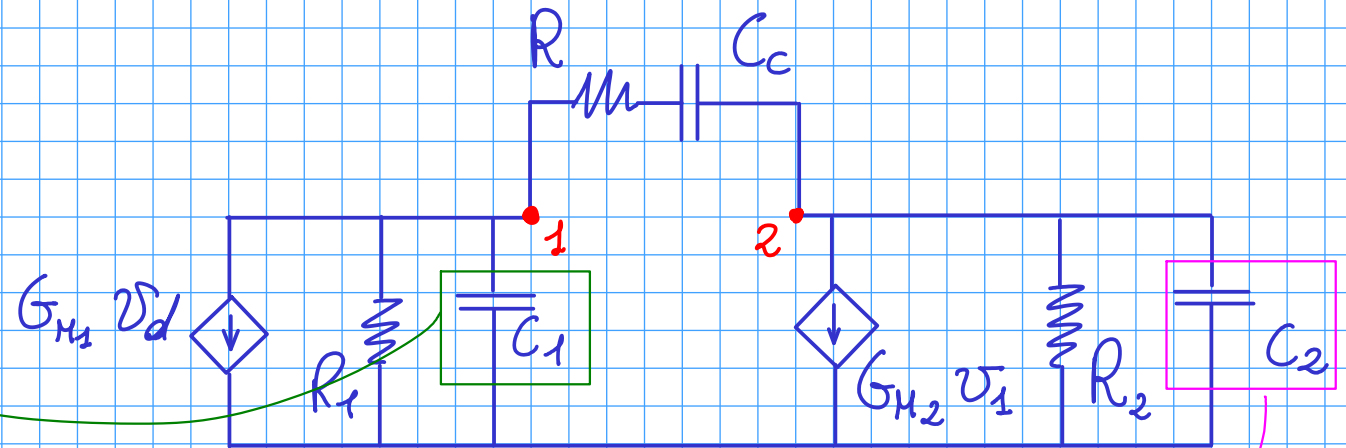
modulando le lunghezze L
 dei MOS M1-M3 e M5-M6
 regolo il guadagno, in prima
 approssimazione possiamo indicare
 $\lambda^{-1} = K_\lambda \cdot L$

Analisi in frequenza



ciruito delle variazioni, con semplificazioni
non consideriamo modo comune ed errori
degli specchi

→ inserisco rete di compensazione per
avere stabilità in config. unity gain
(worst case per la stabilità)



su nodo 1 vedo

- C_{gs5} verso M5
 - C_{db4} verso sub M4
 - C_{db2} verso sub M2
- tutte legate a W e L
ovvero ai parametri

$$C_1 = C_{gs5} + C_{db4} + C_{db2}$$

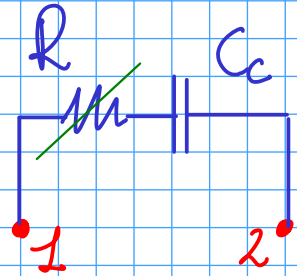
su nodo 2 vedo

- C_{db6} e C_{db5} verso M6 e M5
(dipendenti da W_5 e W_6)
- C_L capacità esterna, deve
essere una specifica di progetto

$$C_2 = C_{db6} + C_{db5} + C_L$$

evitiamo di fare troppi calcoli, soluzione semplificata

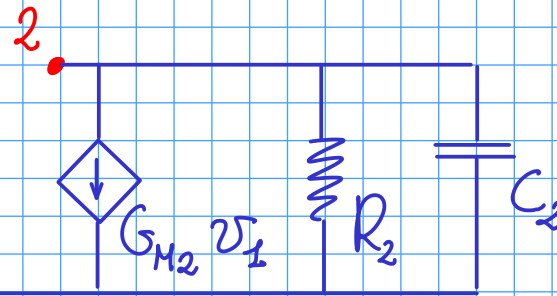
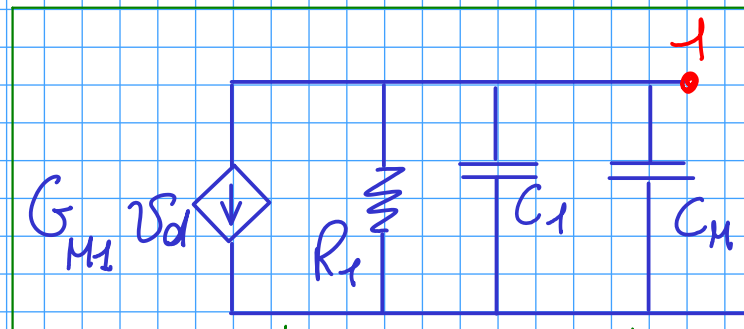
1° passo - semplifico rete di compensazione



a basse frequenze R trascurabile perché
reattanza capacitiva X_c elevata

2° passo - Teorema di Miller

H_p | forte separazione tra i poli
guadagno V_2/V_1 elevato e noto



riporto sull'ingresso
una capacità C_M
moltiplicata di un
fattore $K + 1$

risosta di tipo passa basso

$|H(\omega)|$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(C_1 + C_M)R_1}$$

ω

con $C_M = C_c (1 + G_{M2}R_2) \approx C_c G_{M2}R_2 \gg 1$
nella somma $C_1 + C_M$ prende C_M

$C_M \gg C_1$ effetto Miller

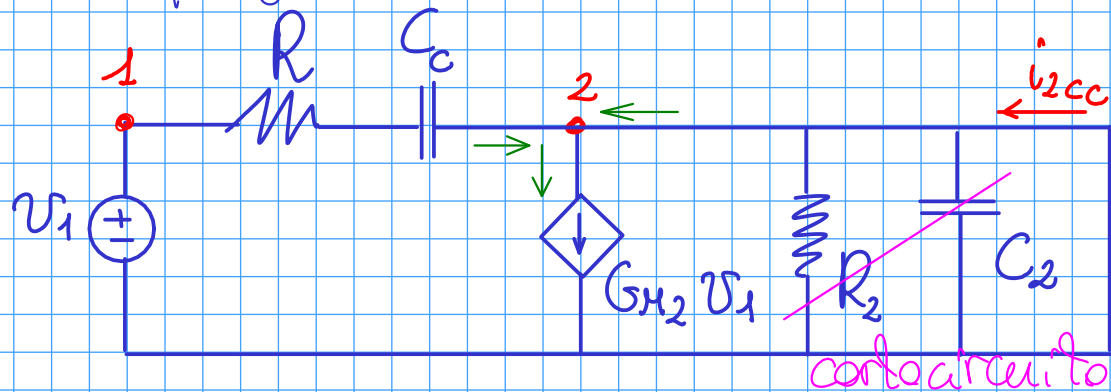
$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_c G_{M2} R_2 R_1}$$

primo polo ω_{p1}

proseguo analisi, alla ricerca di uno zero

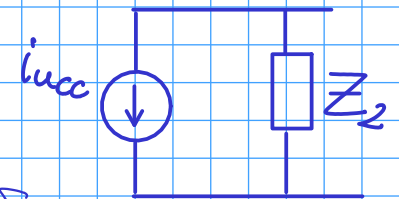
→ proseguo percorso della V_1 , d'innanzi su due rami: feed forward attraverso gruppo di compensazione e passaggio su $G_{H2} V_1$

impongo cortocircuito sull'uscita e corrente i_{ucc} nulla per cercare zero



al nodo 2:

$$i_{ucc} = G_{H2} V_1 - \frac{V_1}{R + \frac{1}{C_2 s}}$$



$$i_{ucc} = V_1 \left(G_{H2} - \frac{C_2 s}{1 + s R C_2} \right) \quad \text{impongo uguale a zero}$$

$$i_{ucc} = 0 \rightarrow G_{H2} - \frac{C_2 s}{1 + s R C_2} = 0 \rightarrow G_{H2} + \underline{s} G_{H2} R C_2 - C_2 \underline{s} = 0$$

$$i_{ucc} = 0 \rightarrow \omega_z = \frac{1}{C_2 \left(\frac{1}{G_{H2}} - R \right)}$$

Zero ω_z

nota: se inserisco $R = 0$ ottengo stessa espressione dello zero in uno specchio

Piccola parentesi su ω_z

non abbiamo ancora una risposta completa, perché mancano ancora le singolarità della Z_2 in parallelo a i_{2cc} ma almeno si vedono a parte reale negativa

$$\omega_z = \frac{1}{C_c \left(\frac{1}{G_{H2}} - R \right)}$$

in questo caso ci troviamo ad affrontare uno zero che può avere parte reale positiva e negativa in base ai valori di G_{H2} e R

ci aspettiamo che $\frac{1}{G_{H2}} \rightarrow \phi$, zero a parte positiva $\triangle 1$

Zero a parte reale positiva è un rischio per la stabilità, perché introduce fase come un polo alzando il guadagno! riduce margine di fase \rightarrow rischio di verificare Barkhausen

soluzione: inserisco una R di compensazione pari a $R = \frac{1}{G_{H2}}$ in modo da spostare zero più avanti possibile

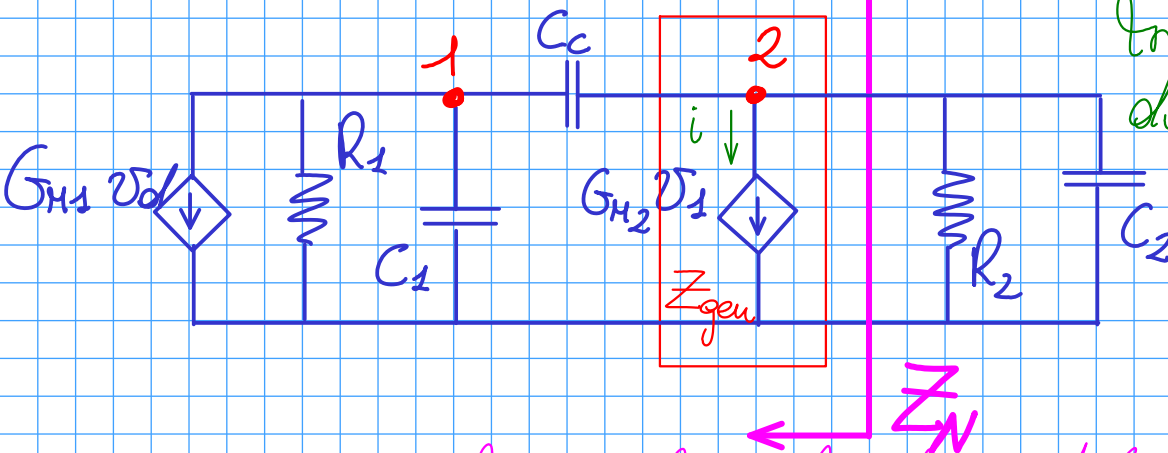
$$R = \frac{1}{G_{H2}} \rightarrow \omega_z = \infty$$

non vedo effetto dello zero nella risposta

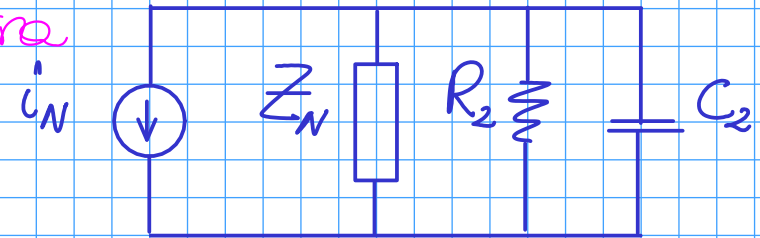
Introduco le altre singolarit 

Studio studio di uscita

trascuro resistenza R con ipotesi di basse - medie frequenze ($X_C \ll R$)



Sviluppo con Norton rete sulla sinistra

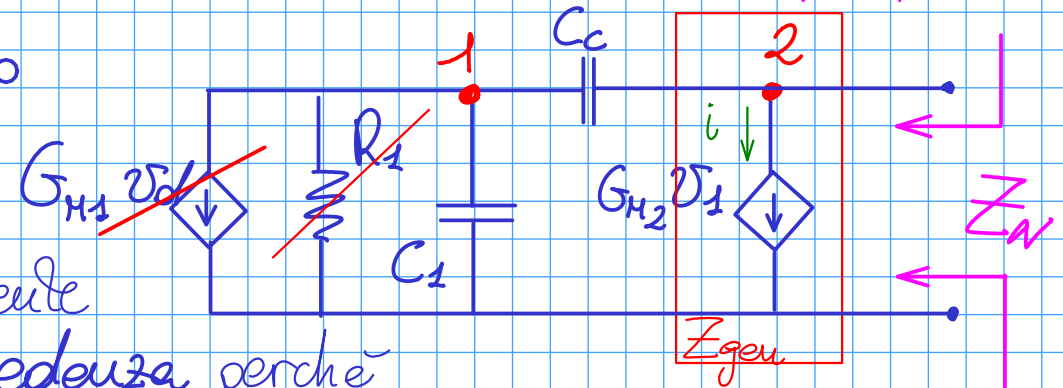


non sono interessato al valore della i_N , ma solo della Z_N

il polo della rete sar  sicuramente del tipo $\omega = \frac{1}{R_{eq} C_{eq}}$

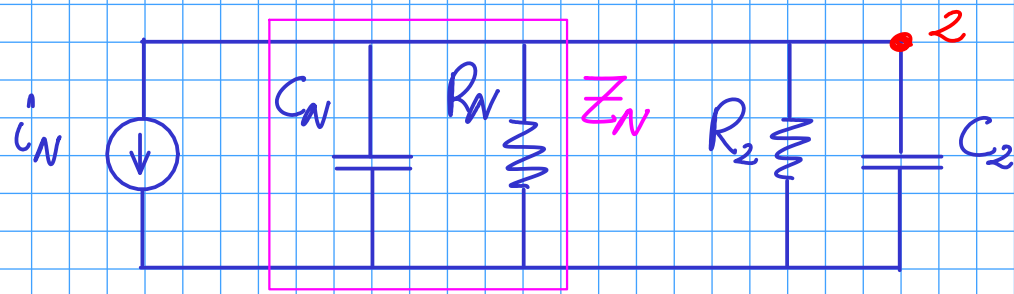
- per il calcolo della Z_N considero il generatore indipendente V_0 spento
- trascuro R_1 in confronto a X_{C_1}

a questo punto il generatore dipendente $G_{H_2} V_2$ pu  essere espresso come impedenza perch  conosco tensione ai capi e corrente del generatore



$$V_1 = \frac{C_c}{C_1 + C_c} V_2 \rightarrow i = G_{H_2} V_1 = G_{H_2} \frac{C_c}{C_1 + C_c} V_2 \rightarrow \frac{V_2}{i} = R_{gen} = \frac{1}{G_{H_2}} \frac{C_1 + C_c}{C_c}$$

con Norton la situazione diventa



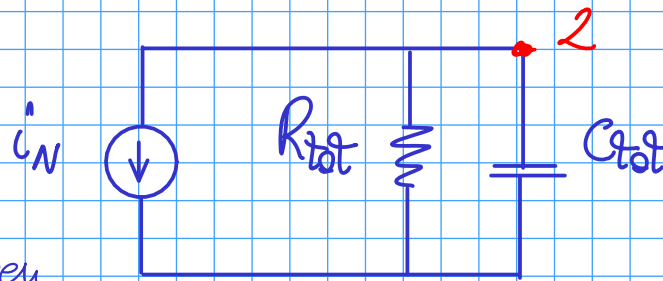
separo Z_N nelle sue componenti reali e immaginarie

$C_N =$ serie di C_1 e C_c

definito

$$G_{tot} = C_2 // C_N$$

$$R_{tot} = R_{gen} // R_2 \approx R_{gen}$$



finito, il polo si trova

$$\omega = \frac{1}{R_{tot} C_{tot}}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_{tot} C_{tot}} = \frac{G_{H2} C_c}{C_1 + C_c} \cdot \frac{1}{C_2 + \frac{C_1 C_c}{C_1 + C_c}} = G_{H2} C_c \frac{1}{C_2 C_1 + C_2 C_c + C_1 C_c}$$

divido e moltiplico per $C_1 + C_2$

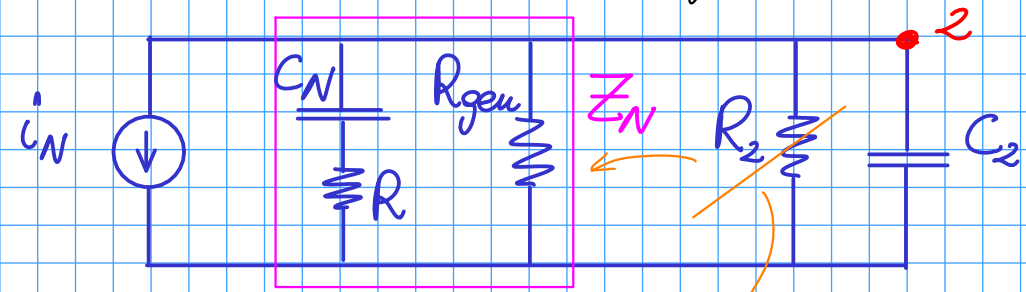
$$\omega_2 = \frac{G_{H2}}{C_1 + C_2} \frac{1}{1 + \frac{C_s}{C_c}}$$

secondo polo

con $C_s =$ serie di C_1 e C_2

3 condensatori, 1 maglia impropria \rightarrow hanno due poli
 e reinserisco R nel gruppo di compensazione
 ottengo un **nuovo polo** \rightarrow utile per ripristinare margine di fase

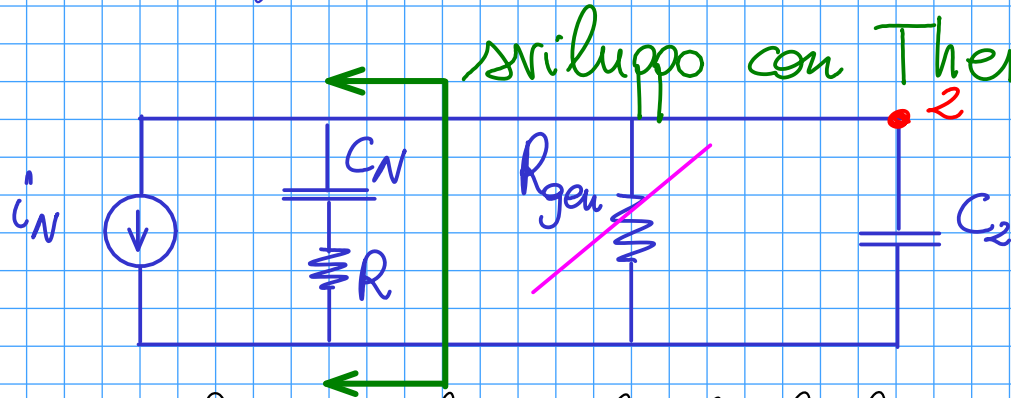
Stesso procedimento visto per trovare ω_2 , lavoro su equivalente di Norton con l'aggiunta dell'aiuto di Thevenin



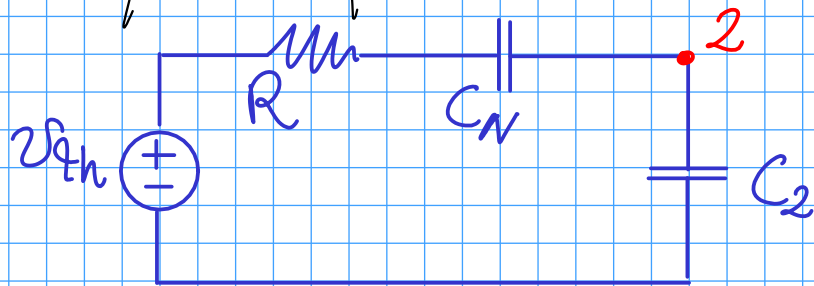
R_2 trascurabile rispetto a R_{gen}

facciamo l'approssimazione di poter trascurare R_{gen} rispetto a C_2

sviluppo con Thevenin



a questo punto calcolo la tensione V_2 in funzione di V_{th}



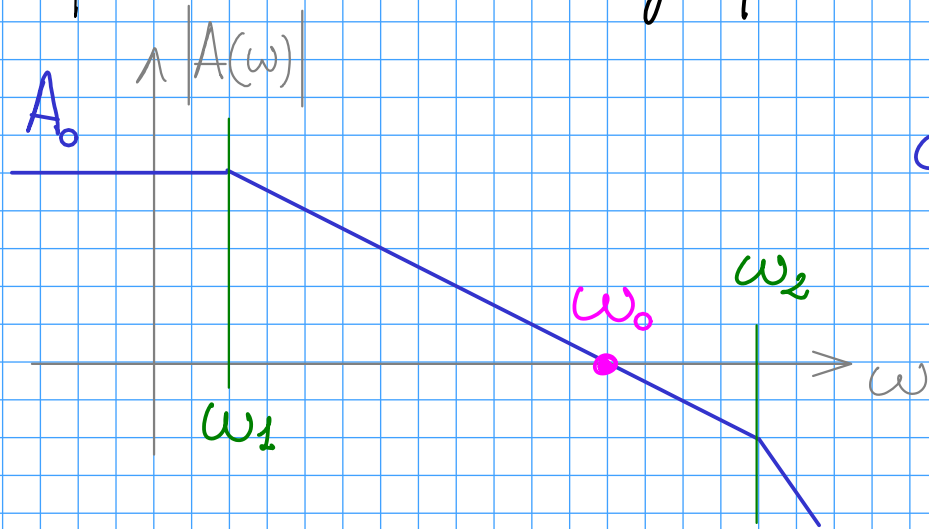
$$\frac{V_2}{V_{th}} = \frac{\frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2} + \frac{1}{sC_N} + R} = \frac{1}{R_2 C_N} \cdot \frac{1}{\boxed{\frac{1}{RC_{S3}} + s}}$$

$$\omega_3 = \frac{1}{RC_{S3}}$$

terzo polo

con C_{S3} = serie di C_2, C_N

Nell'ipotesi che $\omega_1 \ll \omega_2$, $\omega_1 \ll \omega_3 \rightarrow$ polo dominante
 posso calcolare la frequenza di guadagno unitario (o di taglio)



$$\omega_0 = A_0 \omega_1 = \cancel{G_{M1} R_1} \cancel{G_{M2} R_2} \cdot \frac{1}{C_c \cancel{R_2} \cancel{G_{M2} R_1}}$$

$$\omega_0 = \frac{G_{M1}}{C_c}$$

pulsazione a
guadagno unitario

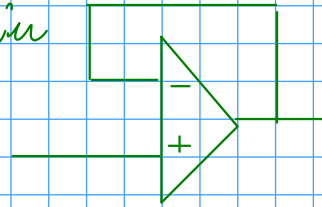
$$\rightarrow GBW = PGB = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

il posizionamento e soprattutto la distanza tra i poli, sono due aspetti fondamentali per valutare la stabilità del circuito

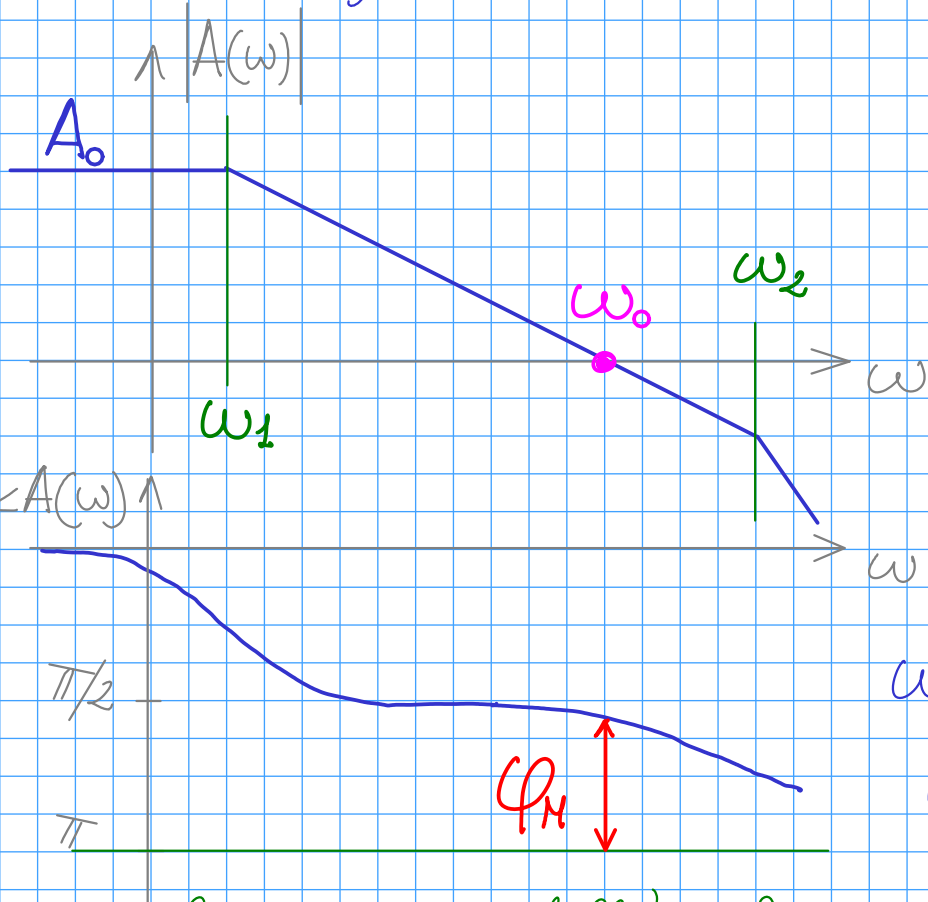
→ osservazione: verranno considerati solo i poli ω_1 , ω_2 e lo zero ω_z . Naturalmente il circuito presenterà altre singolarità dovute agli specchi e alle capacità parassite.
 Di conseguenza sarà necessario mantenere un maggior margine di fase φ_M per garantire la stabilità

Stabilità

consideriamo la configurazione a unity gain perché rappresenta il caso peggiore per la stabilità



→ rete β unitaria e di segno negativo, studio solo $|A(\omega)|$



con $\omega_0 \gg \omega_1$ studiando su $\omega = \omega_0$

→ contributo di $\pi/2$ alla fase dato da ω_1

→ contributo ω_2 sulle fase pari a $\text{atan}\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)$

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} + \text{atan} \frac{\omega}{\omega_2}$$

margin di fase rispetto a π in $\omega = \omega_0$

$$\varphi_M = \pi - \Delta\varphi = 90^\circ - \text{atan}\left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)$$

per le proprietà dell'arcotangente

$$\varphi_M = \text{atan} \frac{\omega_2}{\omega_0}$$

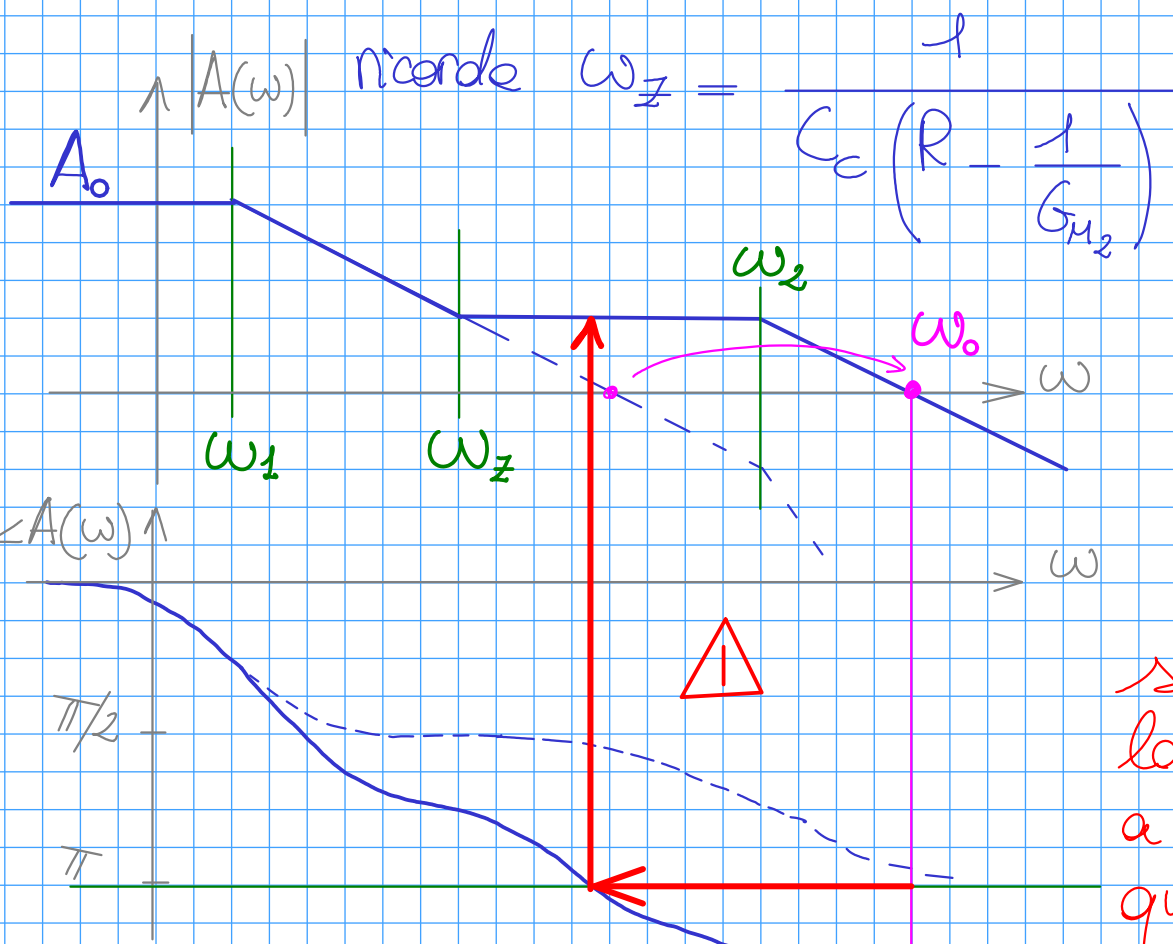
margin di fase considerando solo i due poli ω_1 e ω_2

per comodità definisco $\sigma = \frac{\omega_2}{\omega_0}$

$$\varphi_M = 70^\circ \rightarrow \sigma \approx 3$$

$$\varphi_M = 45^\circ \rightarrow \sigma \approx 1$$

introduco contributo zero in una posizione "scomoda" per la stabilità e a parte reale positiva!



lo inserisco prima di w_0 (e prima di w_2)

primo effetto visibile sul modulo è una traslazione in alto della frequenza w_0 (non è più a polo dominante)

sulla fase è una catastrofe: lo zero a parte reale positiva porta a oltrepassare il limite a $\varphi = \pi$ quando ancora il sistema ha un guadagno elevato \rightarrow instabilità

ecco perché si cerca di spostare ad alte frequenze lo zero w_z , fissando $R = \frac{1}{G_{M2}}$

potrei anche utilizzare w_z per cancellare w_2 , ma a causa degli errori di matching è rischioso