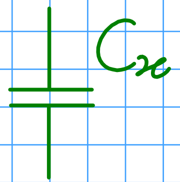
ZOTT

Sensori capacitivi

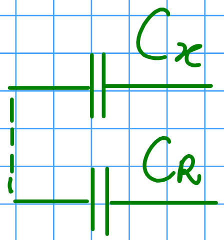
→ unipolari

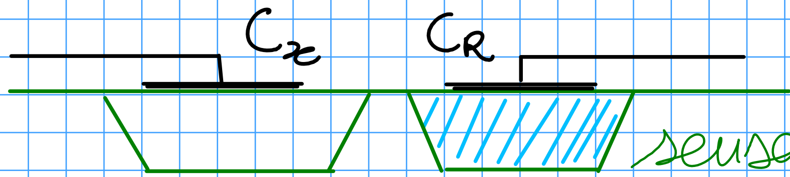


$C_x = C_0 + f(x)$ si vuole f lineare in x

sensori di umidità

→ pseudo differenziale





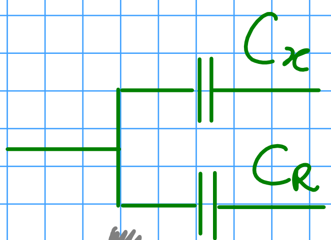
sensore di pressione

$C_x = C_0 + f(x)$

C_R = costante, si cerca uguale a C_0

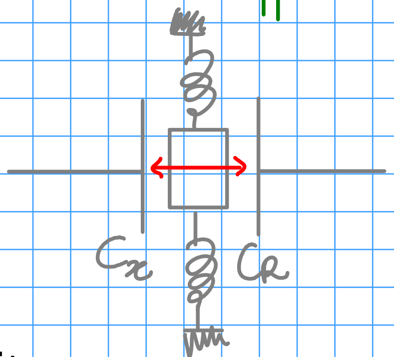
→ bilanciato o differenziale puro

spesso $f(x)$ è una variazione ridotta attorno a C_0



$C_x = C_0 + f(x)$

$C_R = C_0 - f(x)$



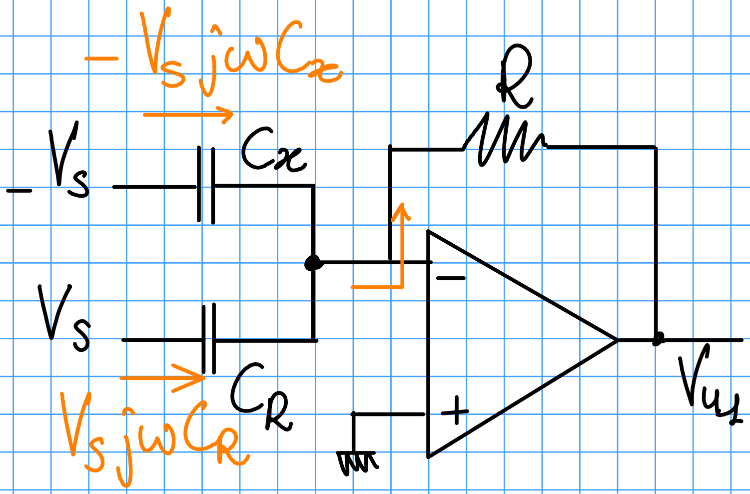
accellerometro mems

pregi differenziale

→ amplifico segnale utile

→ $C_{CM} = \frac{C_x + C_R}{2}$ costante

Come effettuo misura? impedenzimetro



Hp corto circuito virtuale e regime temporale

$$V_{U1} = -R\left(\dot{V}_s j\omega C_R - \dot{V}_s j\omega C_x\right) = -R\,\dot{V}_s j\omega\left(C_x - C_R\right)$$

da fasori a tensioni nel tempo $j\omega \rightarrow \omega \frac{d}{dt}$

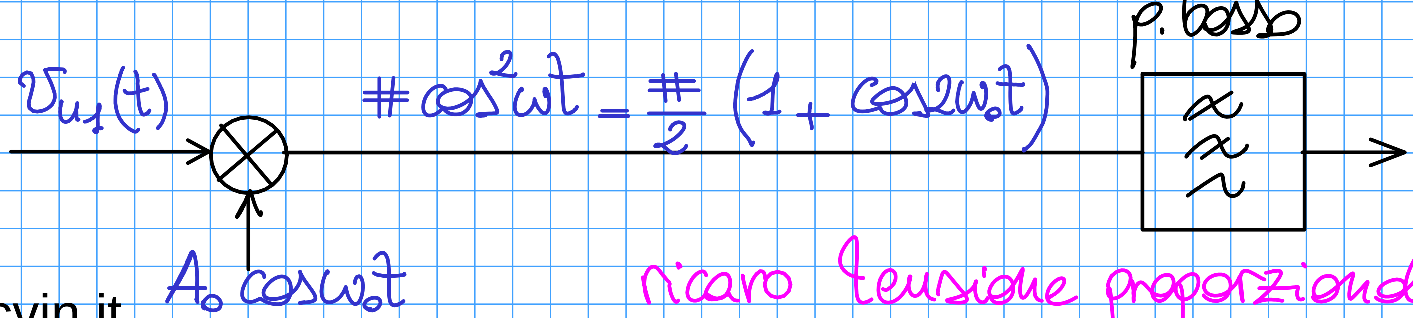
$$v_S(t) = V_s \sin\omega t \longrightarrow v_{u1}(t) = V_s R\underbrace{\left(C_x - C_R\right)}\omega\cos\omega t$$

si ottiene **modulazione di ampiezza** in uscita dell'impedenzimetro

estrazione informazioni con un **demodulatore**

1 rivelatore di inviluppo $\longrightarrow$ perdo informazioni su fase e ridurco SNR

2 demodulatore coerente con mixer



$$\# \cos^2\omega t = \frac{\#}{2}\left(1 + \cos 2\omega_0 t\right)$$

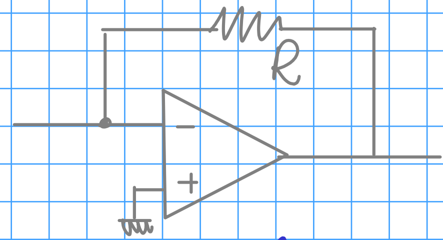
$$V_u = \frac{A_0}{2} V_s R\left(C_x - C_R\right)\omega$$

ricavo tensione proporzionale a $C_x - C_R$

acvin.it

Sistema potrebbe funzionare, valutiamo limiti operazionale

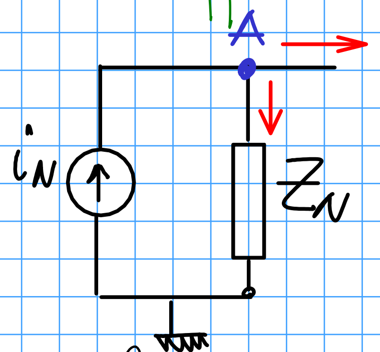
→ problema: idealità della funzione transresistiva



fino a quale frequenza posso considerare il circuito a lato come amplificatore transresistivo?

↳ la richiesta si riflette sulla **validità del corto circuito virtuale**

sviluppo con Norton dal lato sensore

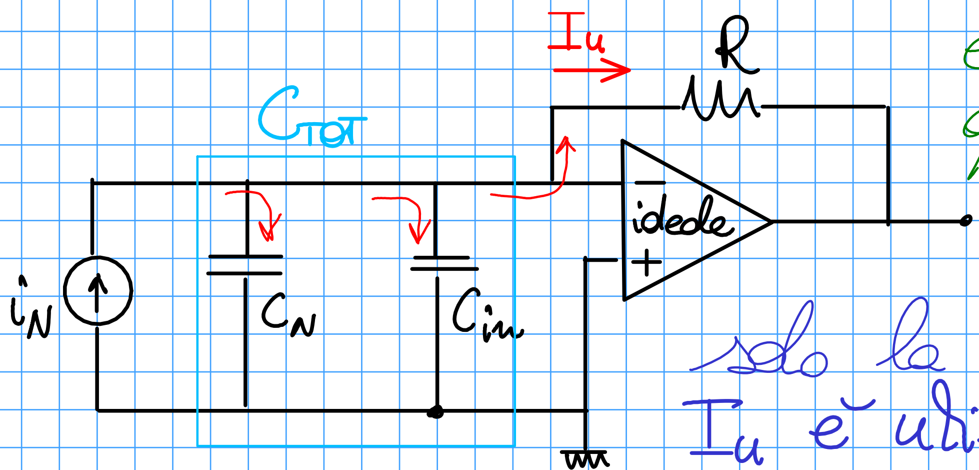


$$i_N = j\omega V_S (C_x - C_R)$$

Z_N impedenza sensore

è necessario valutare quale percentuale della i_N scorre in Z_N e quale verso l'ampli

in teoria, grazie a CCV, tutta la i_N scorre nella R
$$\begin{cases} i^+ = i^- = \phi \\ v^+ = v^- \end{cases}$$
mentre in realtà abbiamo:

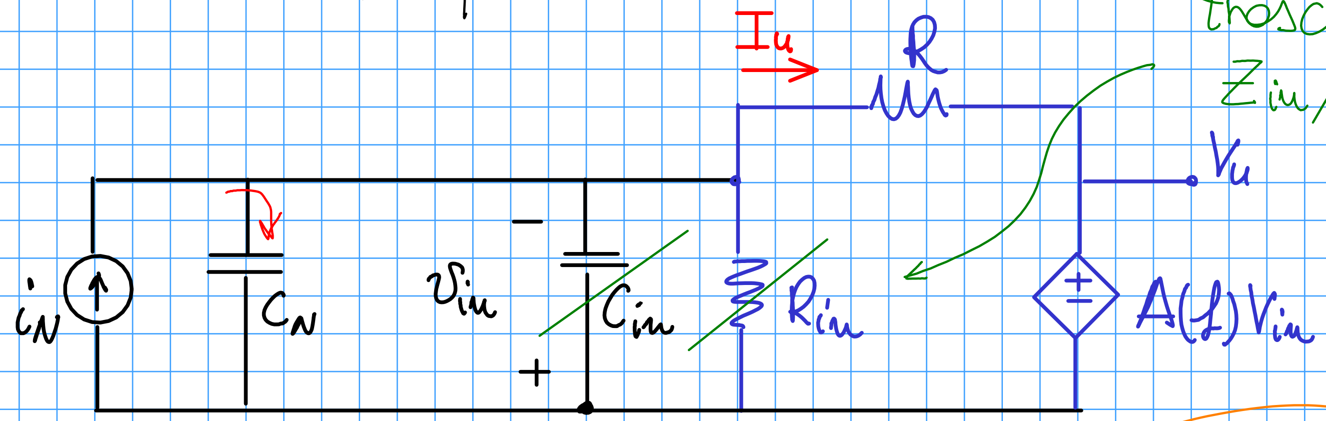


estraggo C_{in} dall'operazionale reale, questo finisce in parallelo alla Z_N

solo la componente di corrente in R, definita I_u è utile alla misura! I_N funzione di C_{TOT}

sviluppo operazionale con circuito equivalente e voluto I_u rispetto a i_N

trascurabile, in parallelo a $Z_{in} // Z_{C_N} \simeq Z_{C_N}$



$i_N = j\omega V_S (C_x - C_R)$

$$I_u = i_N \cdot \frac{1}{C_N s} \cdot \frac{1}{\frac{1}{C_N s} + R} = i_N \frac{1}{1 + j\omega R C_N}$$

$C_x + C_0$

$$I_u = \frac{j\omega V_S (C_x - C_R)}{1 + j\omega R (C_x + C_R)}$$

nel caso fully differential

$C_x = C_0 + f(x)$
$C_R = C_0 - f(x)$ $\longrightarrow$ $C_x - C_R = 2f(x)$

denominatore unitario, no distorsione!

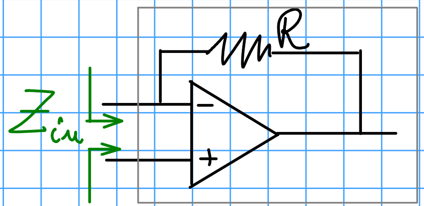
caso pseudo differential

$C_x = C_0 + f(x)$
$C_R = C_0$

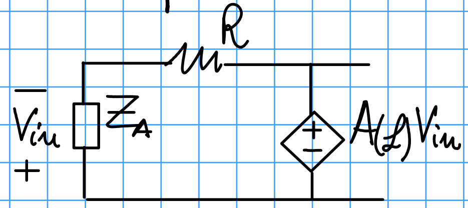
resta contributo denominatore alla fase $\rightarrow$ distorsione

acvin.it

valutiamo corrente di perdita $\longrightarrow$ impedenza ingresso amplificatore



$\sim$



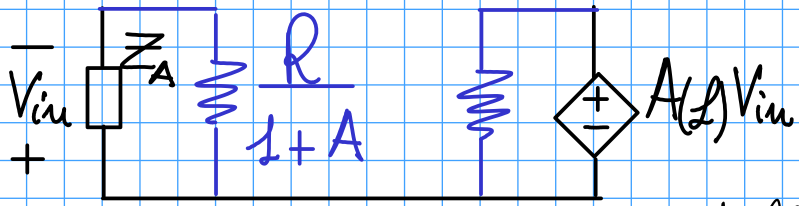
con $A(f) = \dfrac{A_0}{1 + j f/f_p}$ polo operazionale

$A_0 >>> 1$

◦ guadagno ingresso uscita elevato
◦ segno invertente

$\Big\}$ **Applico Miller**

siccome A_0 molto elevato



$$Z_{in} = \cancel{Z_A //} \frac{R}{1+A} \Longrightarrow Z_{in} \simeq \frac{R}{1+A(f)}$$

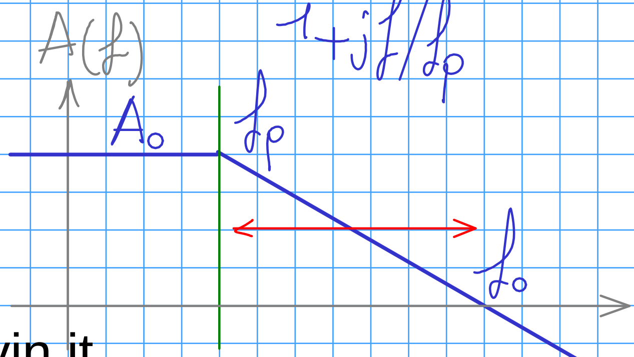
vorremmo una Z_{in} dell'amplificatore più piccola possibile per avvicinarci all'idealità del ccr (altrimenti $Z_{in} \simeq Z_A // R$)

$\longrightarrow$ range frequenziale di validità

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + \frac{A_0}{1+jf/f_p}} = \frac{R}{1+A_0} \cdot \frac{1 + jf/f_p}{1 + \frac{jf}{\boxed{f_p(1+A_0)}}}$$

nel caso di polo dominante corrisponde al prodotto guadagno banda o GBW

$$f_0 = f_p A_0$$



se lavoro in un range di frequenze

$$f_p << f << f_0 \longrightarrow \boxed{Z_{in} \simeq jR\frac{f}{f_0}}$$

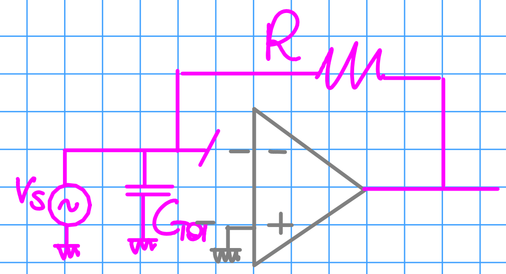
formula semplificata

Sistema può funzionare, Miller mantiene una Z_{in} "bassa" fino a $f \sim f_0$, quando crolla il guadagno e inizia a pesare Z_A

sono necessarie alcune condizioni per il funzionamento

① condizione $|Z_{in}| \ll |Z_{C_{TOT}}|$

$$\left| jR\frac{f}{f_0} \right| = R\frac{f}{f_0} \ll \frac{1}{\omega C_{TOT}} \longrightarrow f^2 \ll f_0 \cdot \boxed{\frac{1}{2\pi R C_{TOT}}}$$



frequenza di polo della rete di reazione β $f_{p\beta}$

una volta scelta R, calcolo $f_{p\beta}$ e controllo se verifica relazione

$$\boxed{f \ll \sqrt{f_0 \cdot f_{p\beta}}}$$

f piccola per ①

sembrerebbe utile quindi limitare f, in modo da sfruttare Miller e verificare la ①

problema si sposta sul rumore allo stadio successivo!

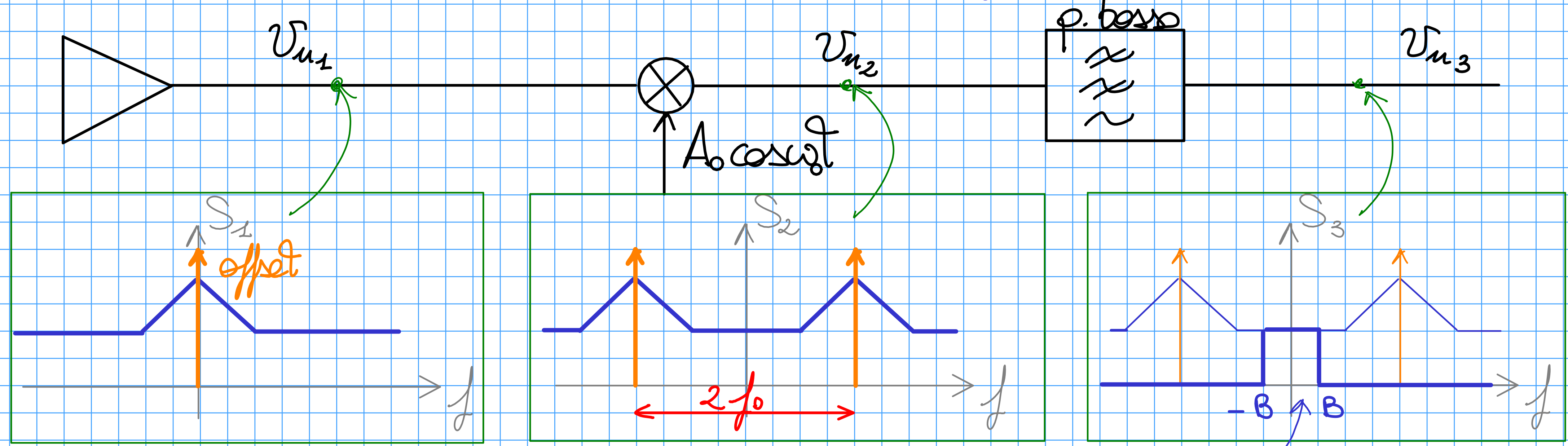
segnale utile

$V_u \propto V_S \cdot R \cdot \Delta C \cdot \omega$

riducendo ω riduco ampiezza uscita

② Rumore sulla componente R∆C introdotto da demodulatore

→ inserisco **solo rumore** nella catena (spengo v_s)

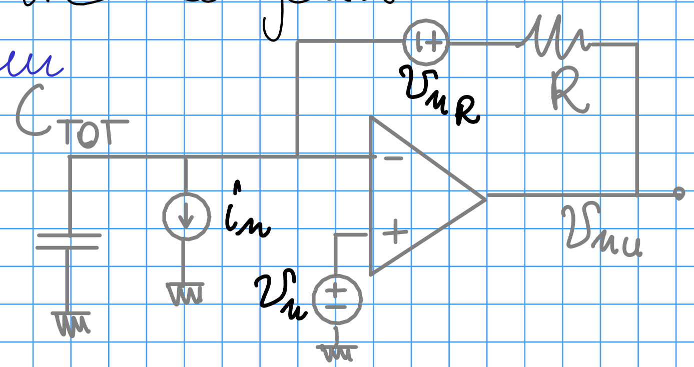


viene riportata in continua la componente S_{BB}

componente fliker ridotta quanto più è elevata f_0 di modulazione

il contributo di S_{BB} in continua proviene da tre sorgenti

nell'ipotesi di CCV (al limite commettiamo un errore su errore, trascurabile)



$$v_{nu} = v_{nR} - i_n R + v_n\left(1 + j\omega C_{TOT} R\right)$$

$$S_{v_{nu}} = 4KT\underline{R} + S_{I_n}\underline{R}^2 + S_{v_n}\left(1 + \underline{\omega}^2 C_T^2 \underline{R}^2\right)$$

limite a R e ω?

calcolo DR o per semplicità DR^{-1}

$$DR^{-1} = \frac{4 v_{u_{n\,RMS}}}{V_{u_{FS}}} = \frac{4\sqrt{S_{V_{u_n}} B_S}}{\omega V_S R \Delta C_{FS}}$$

banda segnale limitata dal filtro passa basso

massima oscillazione uscita (non tengo conto del mixer)

elimino radice con potenze

$$\frac{\cancel{16}\, v^2_{u_{n\,RMS}}}{V^2_{u_{FS}}} = \frac{\cancel{16}\, S_{V_{u}} B_S}{\omega^2 V_S^2 R^2 \Delta C_{FS}^2}$$

sostituisco termine

$$S_{V_{u_n}} = 4KTR + S_{I_n} R^2 + S_{V_n}\left(1 + \omega^2 C_T^2 R^2\right)$$

$$\frac{v^2_{u_n\,RMS}}{V^2_{u_{FS}}} = \frac{4\boxed{KT}\cancel{R} B_S}{\omega^2 V_S^2 R^{\cancel{2}} \Delta C_{FS}^2} + \frac{S_{I_n} R^{\cancel{2}} B_S}{\omega^2 V_S^2 R^{\cancel{2}} \Delta C_{FS}^2} + \boxed{\frac{S_{V_n}\left(1 + \omega^2 C_T^2 R^2\right) B_S}{\omega^2 V_S^2 R^2 \boxed{\Delta C_{FS}^2}}}$$

10^{-21}

trascurabili rispetto a ultimo termine

termine prevalente

rispetto alle conclusioni effettuate su S_{V_n} ora possiamo dire

→ lavorare a frequenze elevate riduce contributo rumore

→ maggiore R riduce rumore

→ piccole ΔC aumentano contributo rumore sviluppo il termine prevalente per valutarne i contributi

riducibile incrementando R e ω

definisce prestazioni massime, indip. da R e ω

$$\frac{\overline{v^2_{u_{n}}}_{RMS}}{V^2_{u_{FS}}} \approx \frac{S_{v_n}\left(1+\omega^2 C_T^2 R^2\right) B_S}{\omega^2 V_S^2 R^2 \Delta C_{FS}^2} = \boxed{\frac{S_{v_n} B_S}{\omega^2 V_S^2 R^2 \Delta C_{FS}^2}} + \boxed{\frac{S_{v_n} B_S}{V_S^2}\left(\frac{C_T}{\Delta C_{FS}}\right)^2}$$

contributo del solo amplificatore $\sim 10^{-12}$

$$\frac{S_{v_n} B_S}{V_S^2}\left(\frac{C_T}{\Delta C_{FS}}\right)^2$$

termine estremamente antipatico, perché sviluppando
$C_x = C_0 + C(x)$
→ C_0 grande aumenta C_T !
→ $C(x)$ ovvero ΔC_{FS} è piccolo!

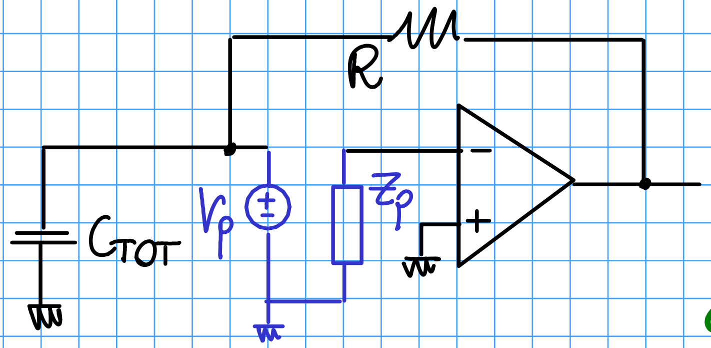
necessario un **compromesso** tra grandezze in gioco
mettendo da parte il termine $C_T/\Delta C$

→ **R e ω grandi** riducono contributo rumore **SNR ↑ DR ↓**

→ **R e ω piccole** migliorano risoluzione **SNR ↓ DR ↑**

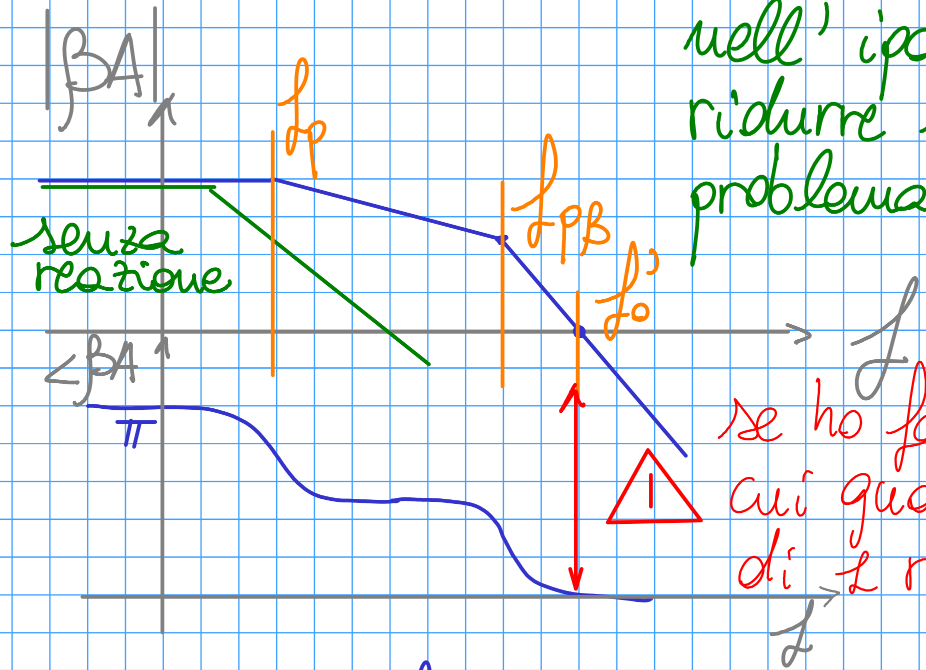
③ Stabilità — a volte trascurata, ma importante!

circuito chiuso in reazione potrebbe non essere stabile!



studio βA con criterio di Barkhausen negativo (non oscillazione)

osservazione: presenza di altri poli (trascurati nell'ipotesi di polo dominante) contribuisce a ridurre la fase complessiva → spostano problema a f minori di f_0!

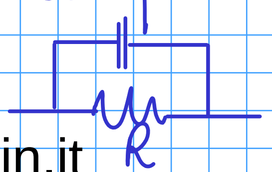


se ho fase nulla a f per cui guadagno è maggiore di 1 rischio instabilità

condizione di stabilità

$$\boxed{f_{p\beta} \geq f_0}$$

se non verifico margine di fase posso introdurre rete di compensazione a ponte su R



R elevata (per rumore) inserisce polo a bassa frequenza in modo da ridurre guadagno (recupero in fase)