

Lez 06 20/10/2025

- DESIGN WITH OPAMP AND ANALOG IC

Scigno Franco

McGraw Hill (casa editrice)

- THE ART OF ELECTRONICS. (Per usare l'elettronica)

- PHYSICS OF SEMICONDUCTORS -

Sze - Wiley (casa editrice)

- SEMICONDUCTOR DEVICE FUNDAMENTALS

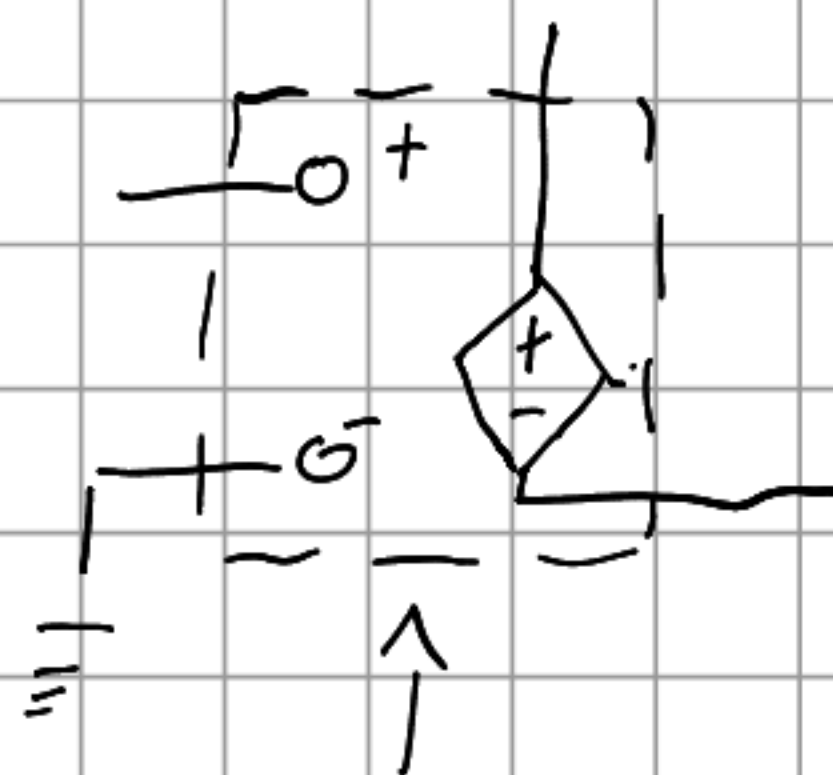
- Pierret, Pearson (casa editrice)

(Millman  $\rightarrow$  per circuiti a transistor)

# ANCORA NON IDEALITÀ

$$V_{out} = \overset{\text{Large}}{\Delta_d} (V_+ - V_-) + \Delta_{cm} (V_+ + V_-)$$

$\hat{L} \approx 0$



amplificatore controllato da 2 ingressi diff.

$$\frac{\Delta_{cm}}{\Delta_d} = \text{reiezione di modo comune}$$

$\hookrightarrow$  misura di ampl. di common-mode rispetto ampl. differenziale.

- L' ampl. prima o poi inizia a sfasare.

- In generale  $\rightarrow \omega_0 = \alpha + j\beta \rightarrow$  polo di  $V_{out}(\omega)$   
 $\hookrightarrow \beta < 0 \Rightarrow$  ho oscillatore

- OpAmp con feedback resistivo con  $\beta < 1$ , per non avere autosc ha:

$$\left. \begin{aligned} |A(\omega_1)| &= 1 \\ \varphi(\omega_1) &< \pi \end{aligned} \right\}$$

margin di fase

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\omega_{\tilde{n}}) &= \pi \\ |A(\omega_{\tilde{n}})| &< 1 \end{aligned} \right\}$$

margin di gain

cond. da rispettare per non avere autosc.

$$A(\omega) \approx \frac{A_0 \overset{DC}{\leftarrow}}{1 + j\omega \tau_0 \leftarrow \begin{array}{l} \text{guarda zero dominante} \\ \text{di polo dominante} \end{array}}$$

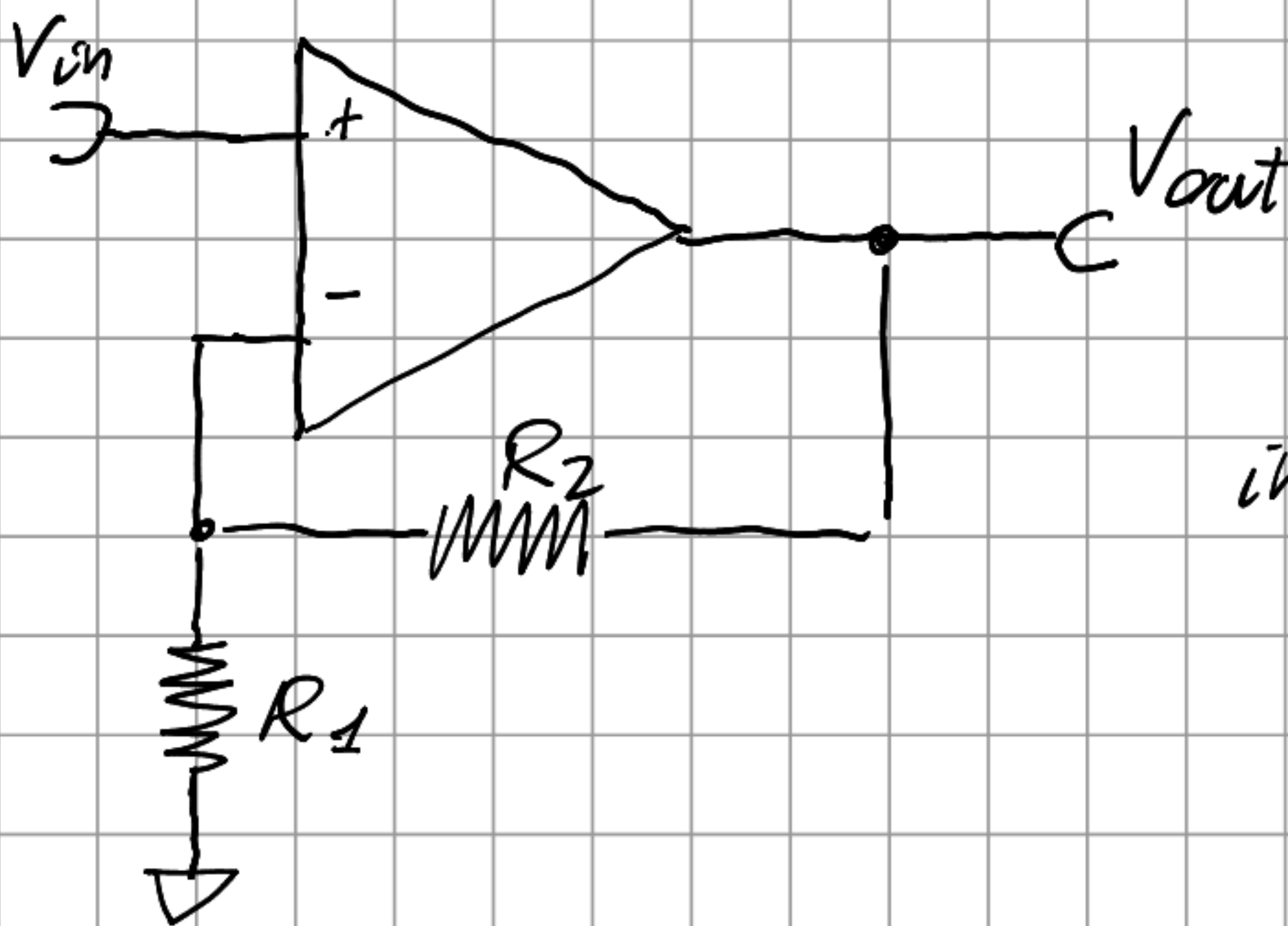
approx di polo dominante

l'effetto dell'altro lo vedo a freq. molto più alte.

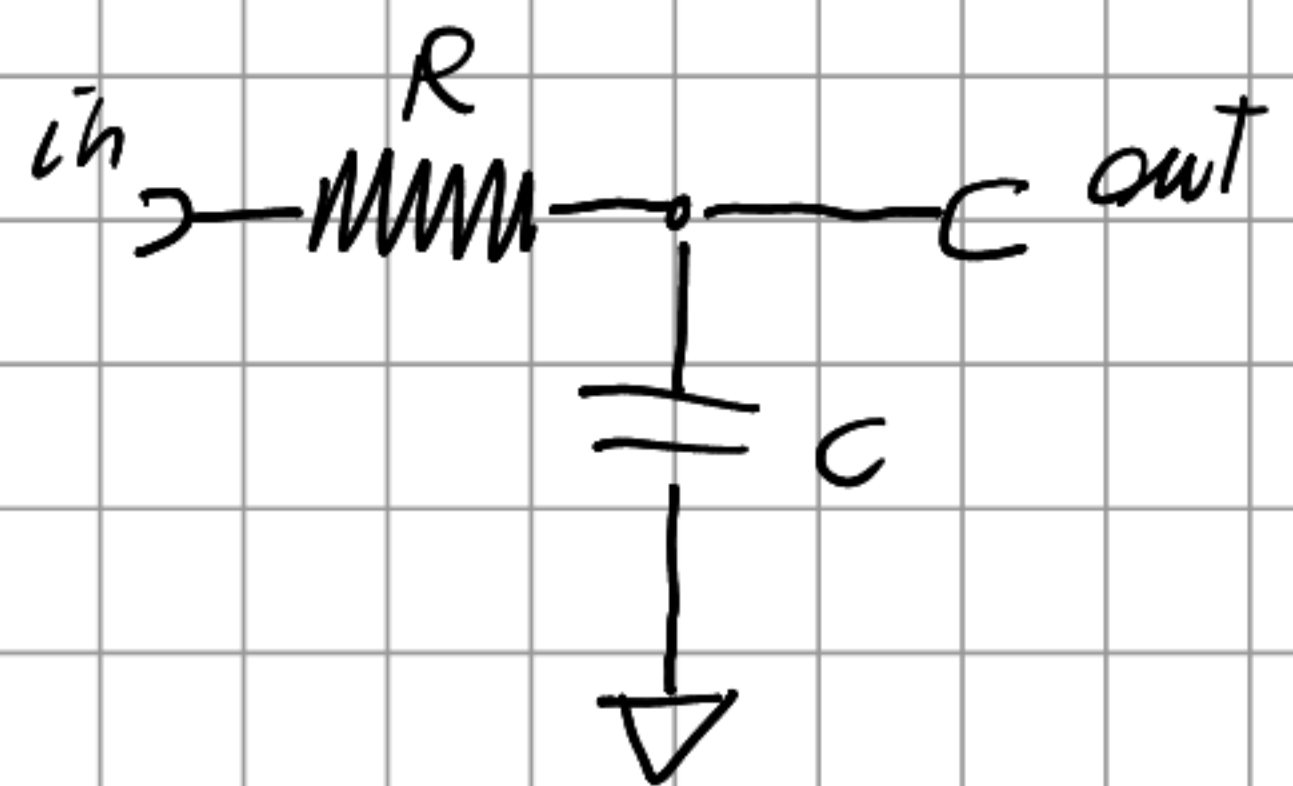
## • CONSEQUENZE:

### i) Prodotto BANDA × GUADAGNO

Più amplifica, prima OpAmp taglia



Per studiare questi circuiti servirebbe la trasformata di Laplace



$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 + j\omega \tau}$$

$$1 + j\omega_0 \tau = 0 \Rightarrow \omega_0 = 1/\tau$$

$$e^{+j\omega_0 t} = e^{-t/\tau}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$G(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)}$$

Assumo risposta in freq. non banale.

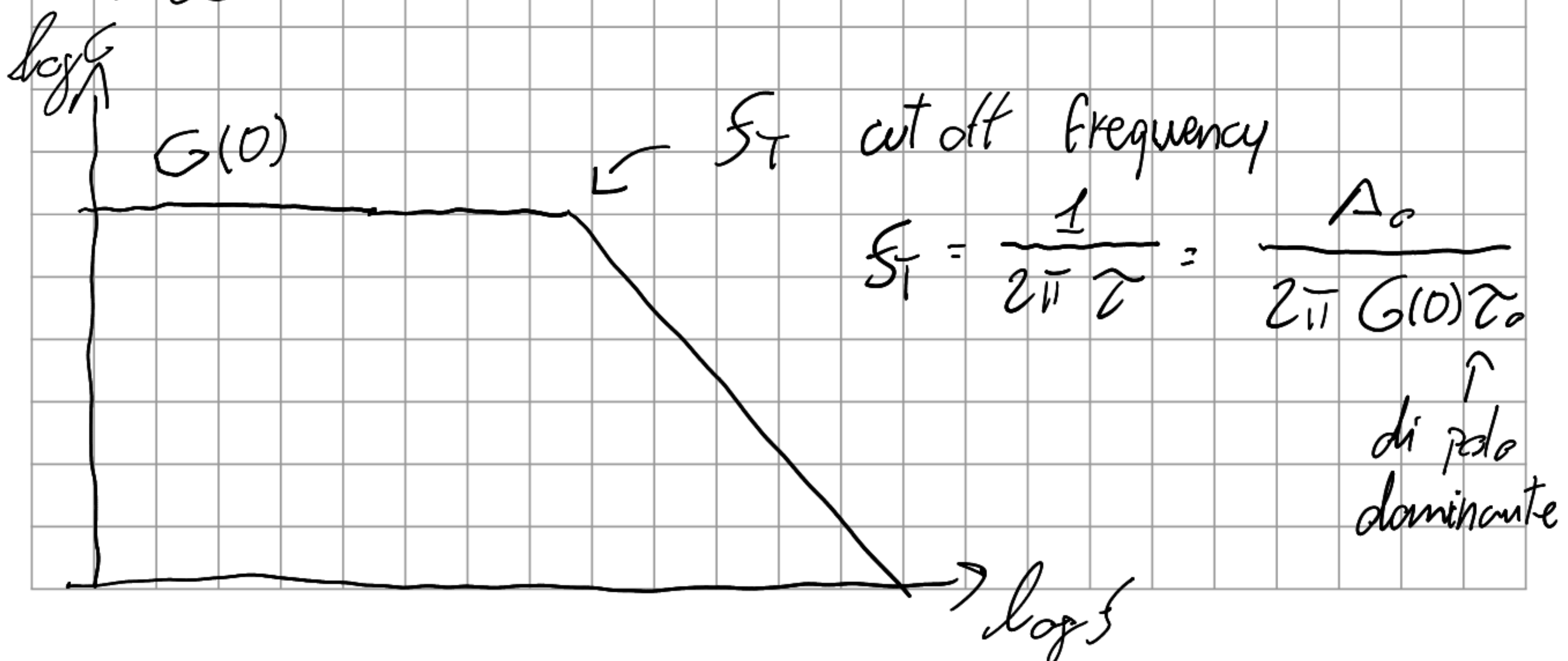
$$= \frac{\frac{A_0}{1 + j\omega\tau}}{1 + \frac{\beta A_0}{1 + j\omega\tau}}$$

$$= \frac{A_0}{1 + j\omega\tau_0 + \beta A_0}$$

$$= \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega\tau_0}{1 + \beta A_0}}$$

← polo traslato

$$= \underset{\substack{\uparrow \\ \text{in DC}}}{G(0)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_0 \left[ \frac{G(0)}{A_0} \right]}$$



$$\Rightarrow G(0) \tau_c = \frac{A_o}{\tau_u \tau_o} = \underbrace{G}_{\text{gain}} \underbrace{BWP}_{\text{bandwidth} \sim \text{cut-off freq.}} \rightarrow \text{product}$$

$\Rightarrow \tau \uparrow \Rightarrow A \downarrow$  se esso da bandwidth

Oss:  $G(0) = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  se  $A(\omega) \gg \frac{1}{\beta}$

$\tau_T$  non sarà uguale perché polo dominante e' solo un'approx

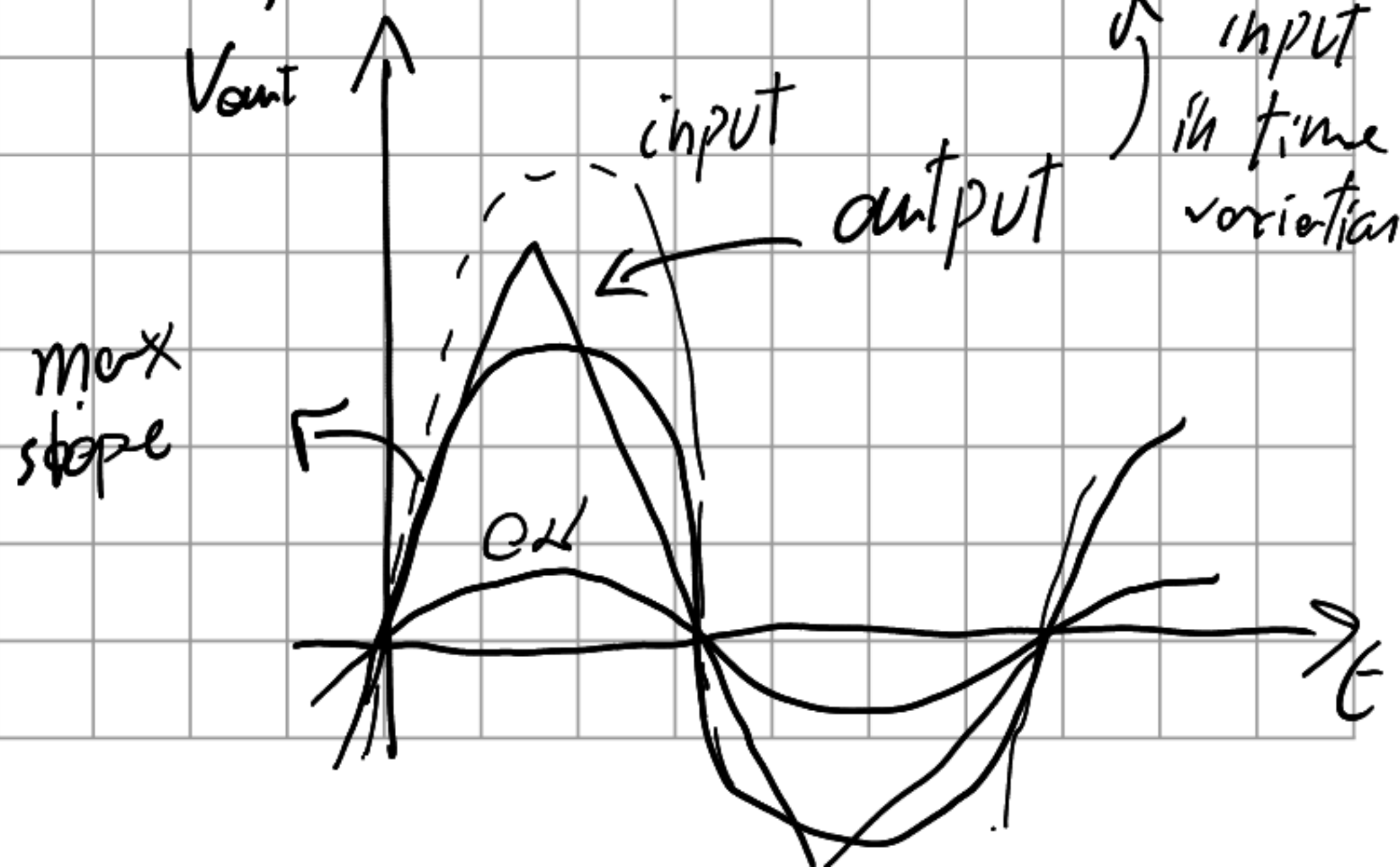
## • LIMITE NON LINEARE

"SLEW RATE"  $\rightarrow \frac{dV_{out}}{dt}$  ha limite superiore

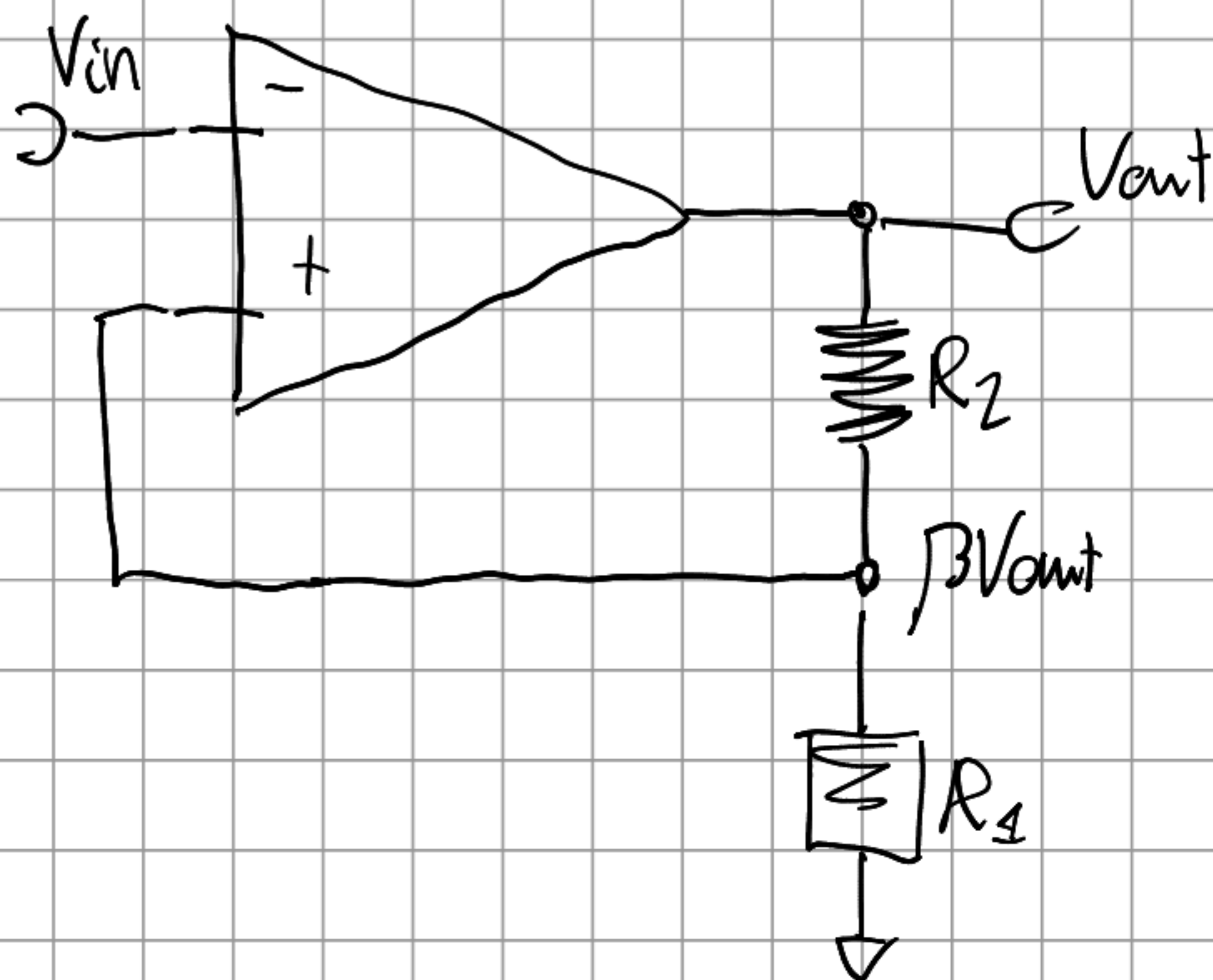
$\hookrightarrow$  limite su velocità

$$\Rightarrow \left| \frac{dV_{out}}{dt} \right| < \text{limite sup.}$$

OpAmp non riesce a seguire input in time variation



- OPAMP  $\rightarrow$  FEEDBACK POSITIVO (II° parte esperienza)
- Oscillatore  $\rightarrow$  multivibratore a stadi



Soluzione  
 $V_{out} = \frac{V_{in}}{\beta}$   
 è instabile

Se  $V_{out} > \frac{V_{in}}{\beta}$   $\rightarrow$  diverge  $\rightarrow$  Realtà  
 SATURAZIONE  
 $\uparrow$   
 per fluttuazioni

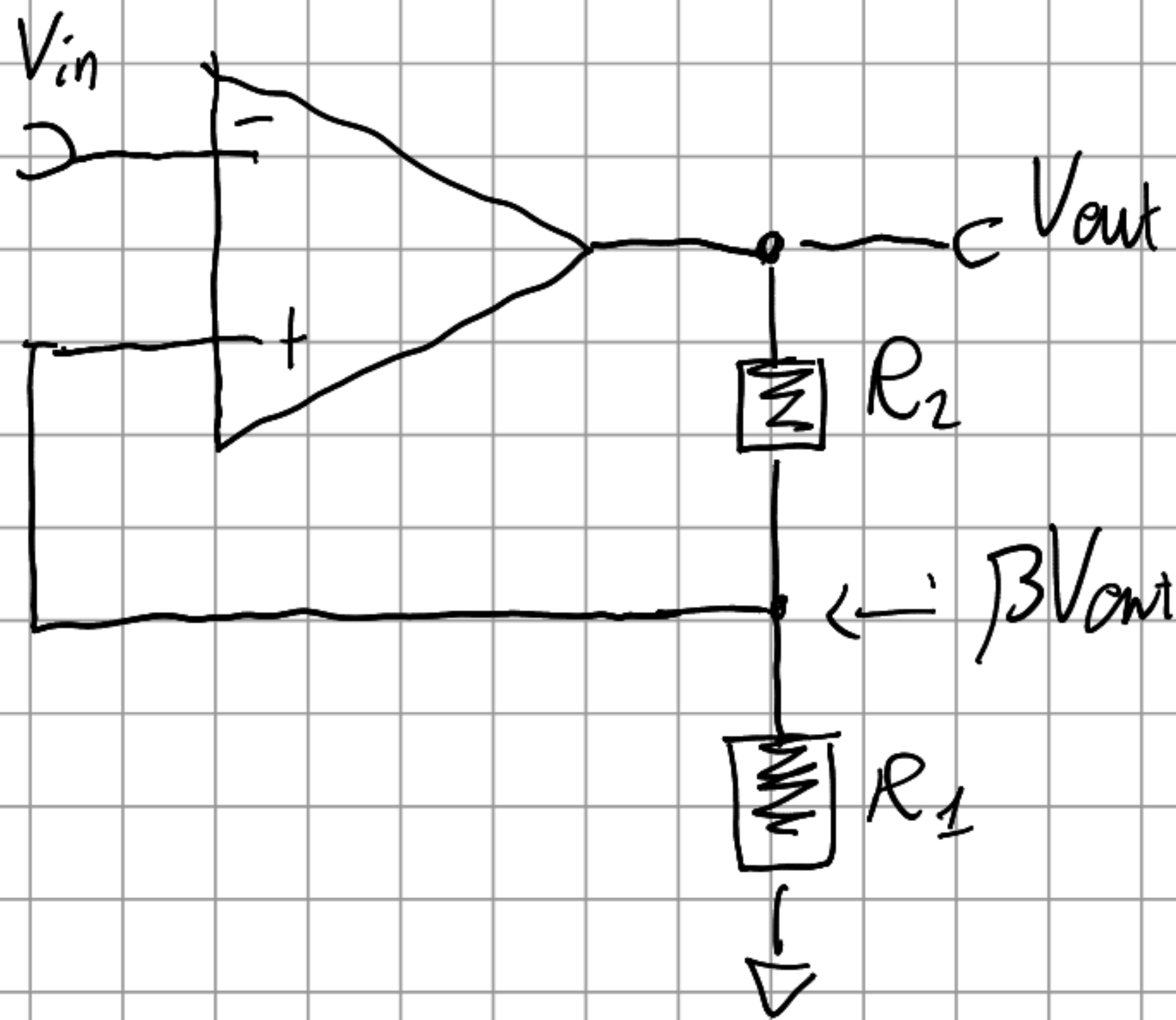
$\downarrow$   
 $V_{out} + \epsilon$   
 $\hookrightarrow$  entra in '-' e viene ampl. tantissimo  
 da OpAmp

$\hookrightarrow$  Perché  $\epsilon$  entra in  $V_+$

- No golden rule per feedback positivo:

1.2.1.1  $\rightarrow$  OpAmp satura a rail pos e neg.

vedo quando può verificarsi questa condizione.



$$\beta = \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

No reg. d'alc

1. Ipotesi saturazione

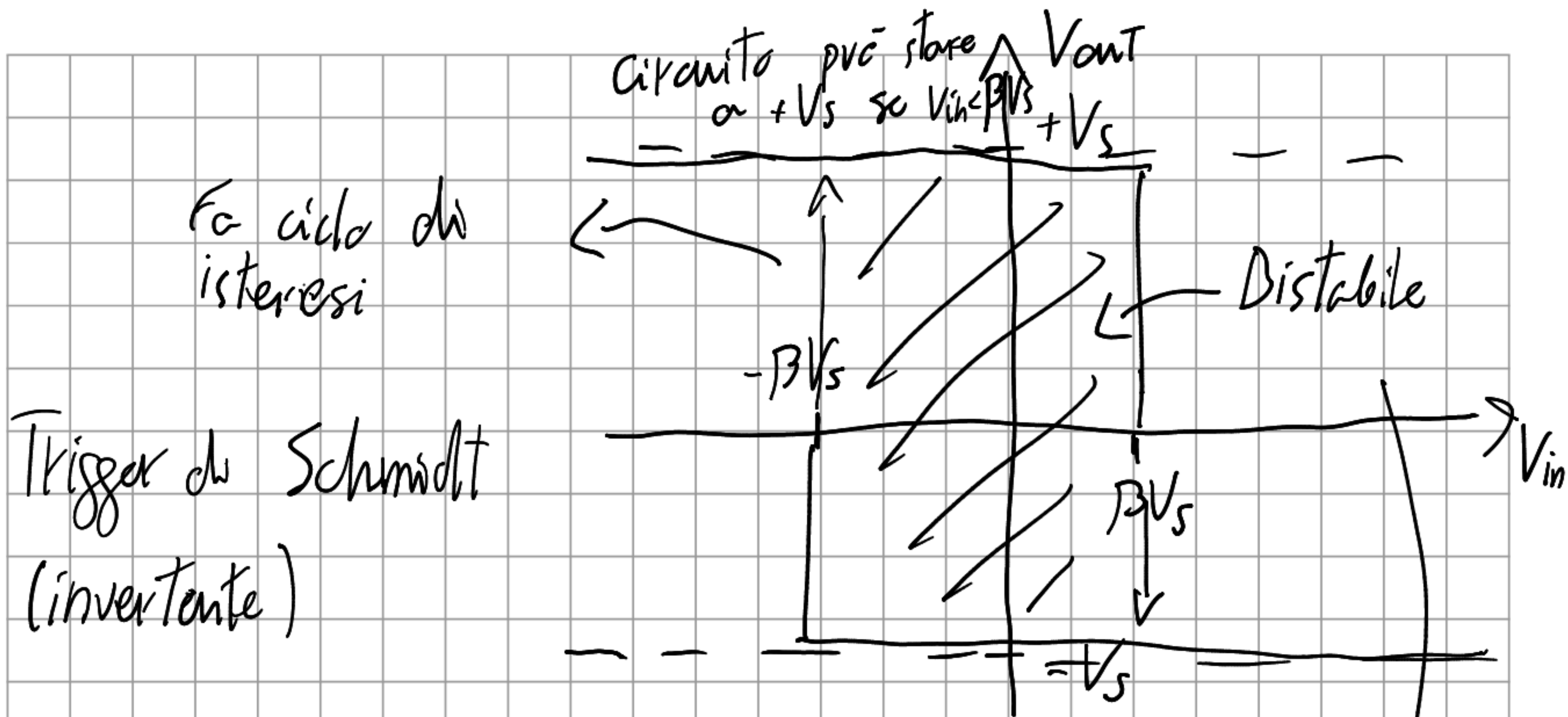
2. Verifichiamo e che condizioni si verificano

• Caso A:  $V_{out} = +V_s (+5V)$

↳ Richiede  $V_+ > V_-$   
(comparatore)  $\rightarrow$  saturazione a pos.

$$V_+ = \beta V_s$$

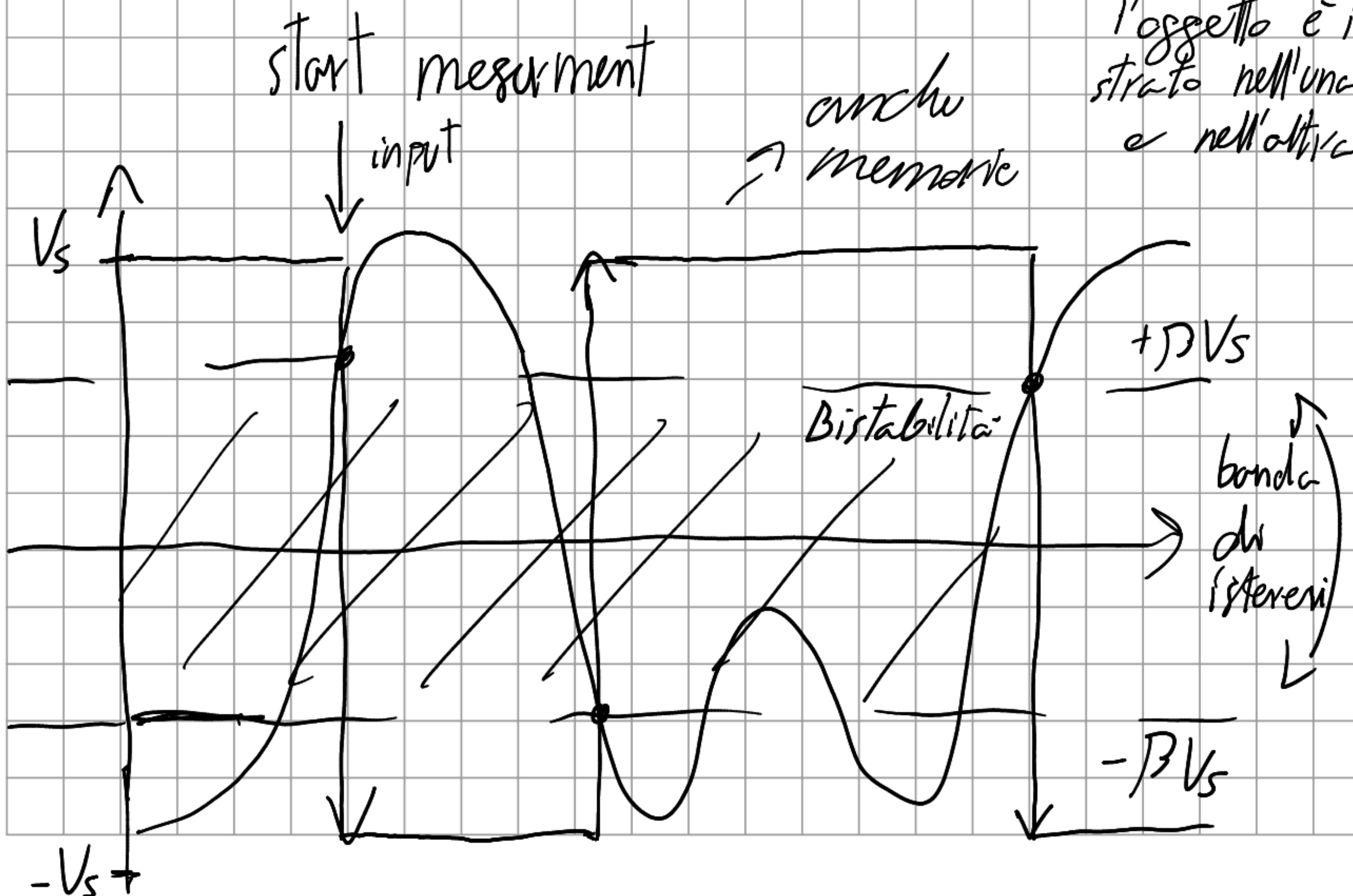
$$V_- = V_{in} < V_+ = \beta V_s \Rightarrow V_{in} < \beta V_s$$



CASO B:  $V_{out} = -V_s \Rightarrow V_- > V_+$

$$V_- = V_{in} \times V_+ = -\beta V_s \Rightarrow V_{in} = -\beta V_s$$

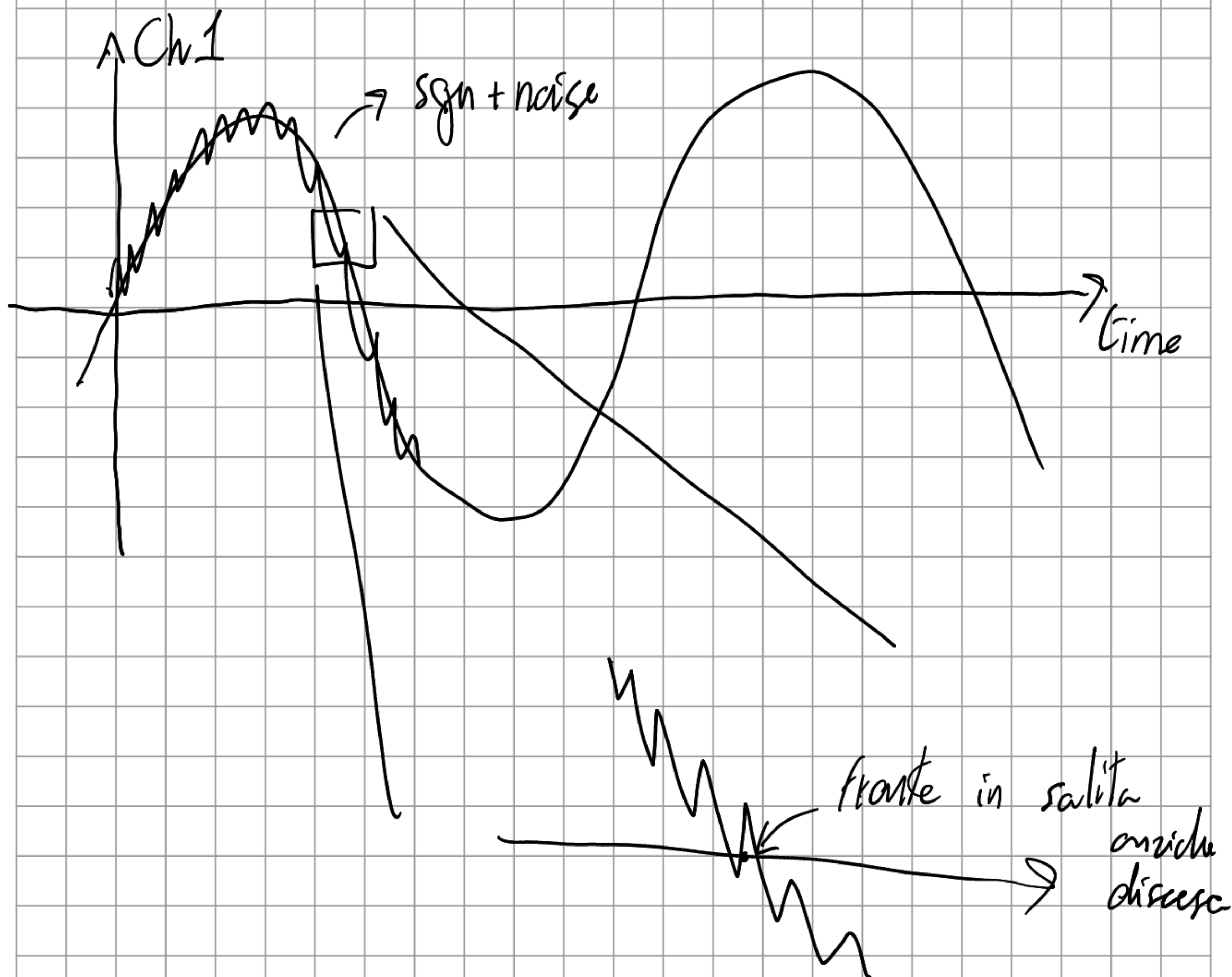
non  $\exists$  entrambe  
 l'oggetto è incisi-  
 strato nell'una  
 e nell'altra



- Trigger analog discovery.  $\rightarrow$  parametro isteresi

$\rightarrow$  segn supera in salita livello di ddp  $\Rightarrow$  inizio misura.

$\rightarrow$  questo richiede isteresi

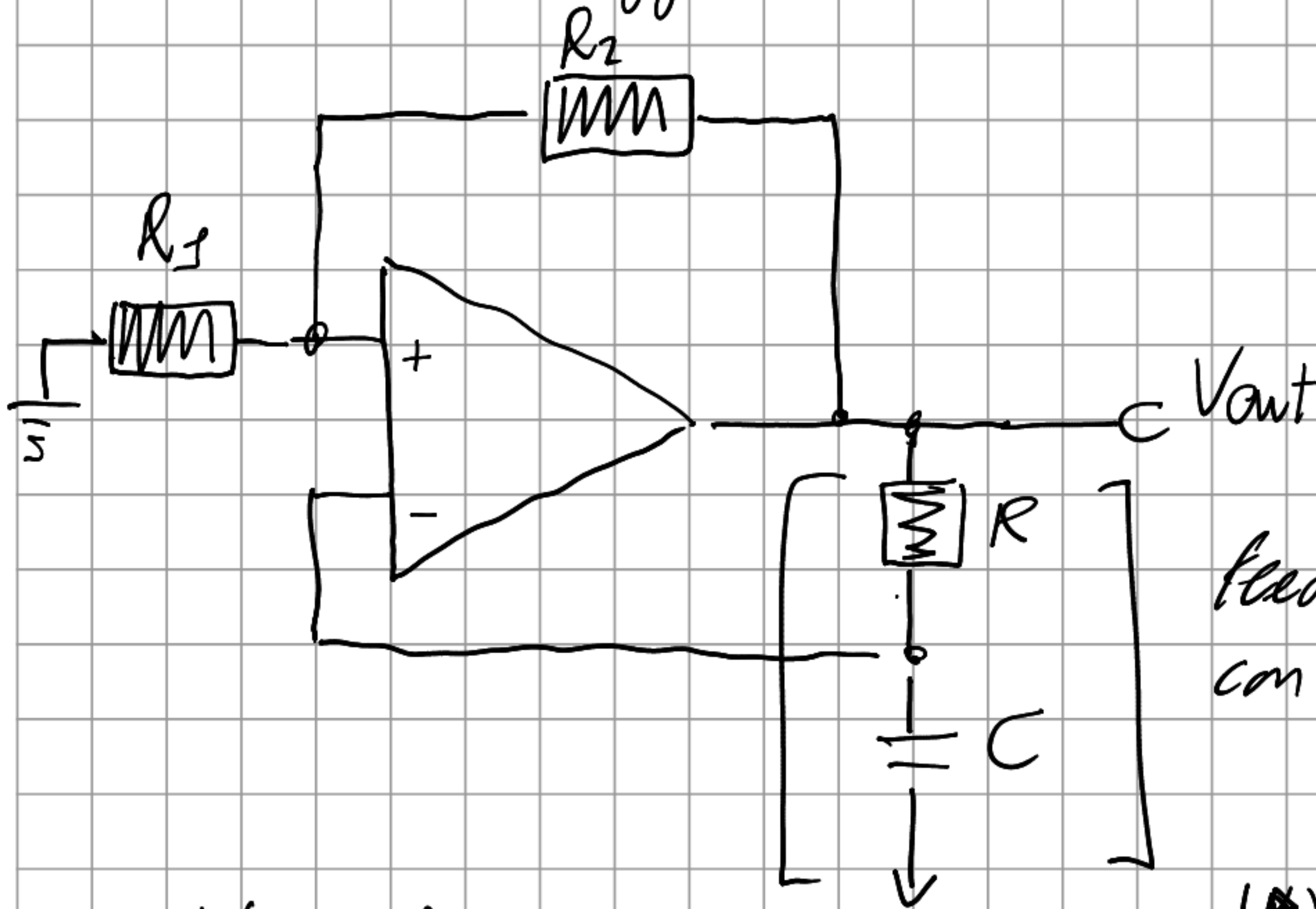


$\Rightarrow$  Uso trigger con isteresi abbastanza grande da non farsi ingannare dal rumore.

• MULTIVIBRATORE ASTABILE (di solito sono nei sistemi logici)

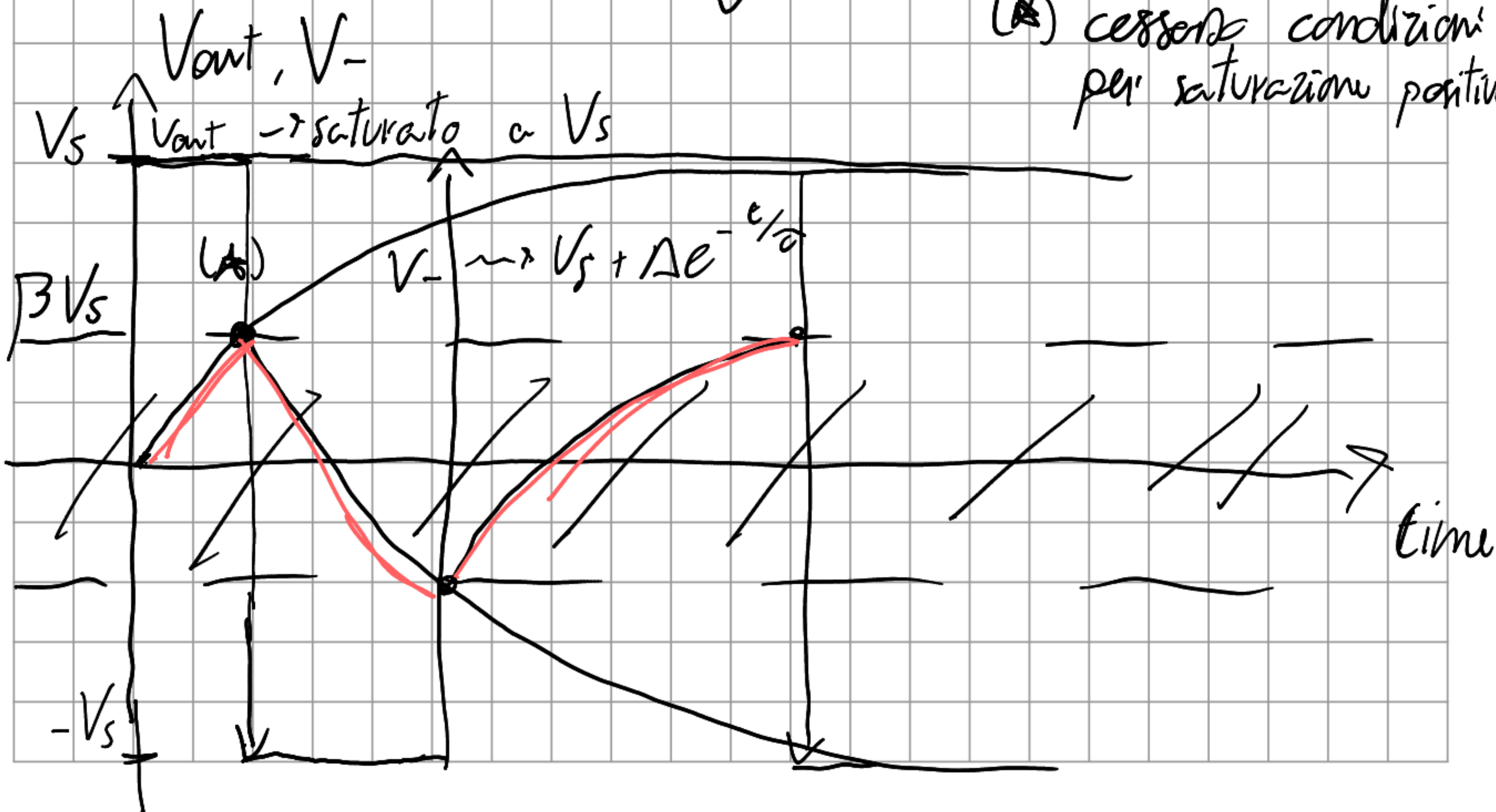
↳ 2 punti di equilibrio (memoria: Bistabile)

Trigger di Schmitt.



feedback  
con ritardo RC

(\*) cessano condizioni  
per saturazione positiva



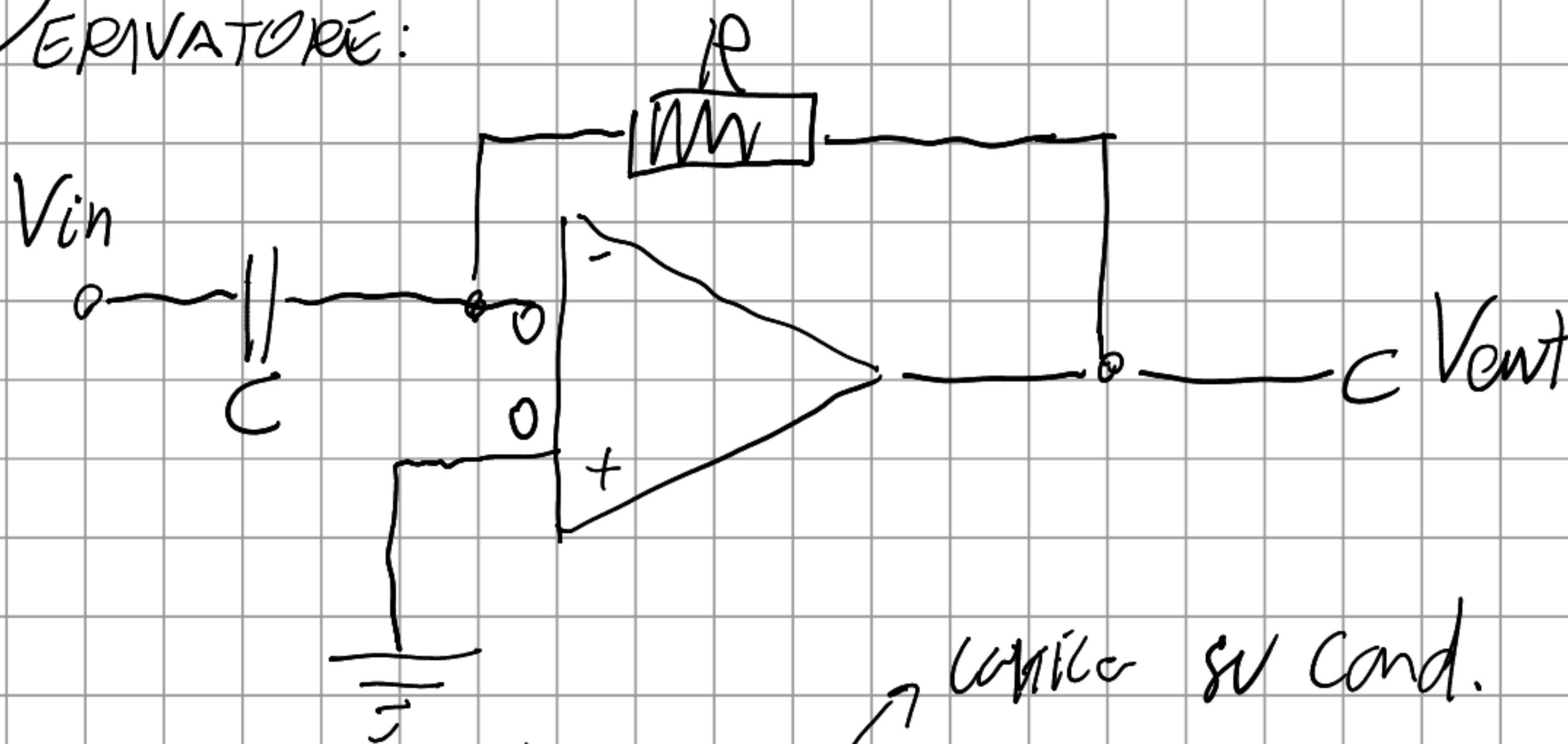
$\Rightarrow$  sistema produce errore ( $V_{out}$ ) e pinna di segnale (su abbastanza piccola triangolare)

Feedback con ritardo fa sì che i 2 stati stabili siano entrambe non stabili (non stabili per sempre)

## • DERIVATORE E INTEGRATORE.

$\hookrightarrow$  migliore di RC ma non così bene (causa  $A(\omega)$ )

- DERIVATORE:



$\nearrow$  carica su cond.

- Usa regole d'oro:  $q = C V_{in} \Rightarrow i = C \frac{dV_{in}}{dt}$

$$V_- = V_+ \Rightarrow V_{out} = -Ri = -RC \frac{dV_{in}}{dt} \\ = -\tau \frac{dV_{in}}{dt}$$

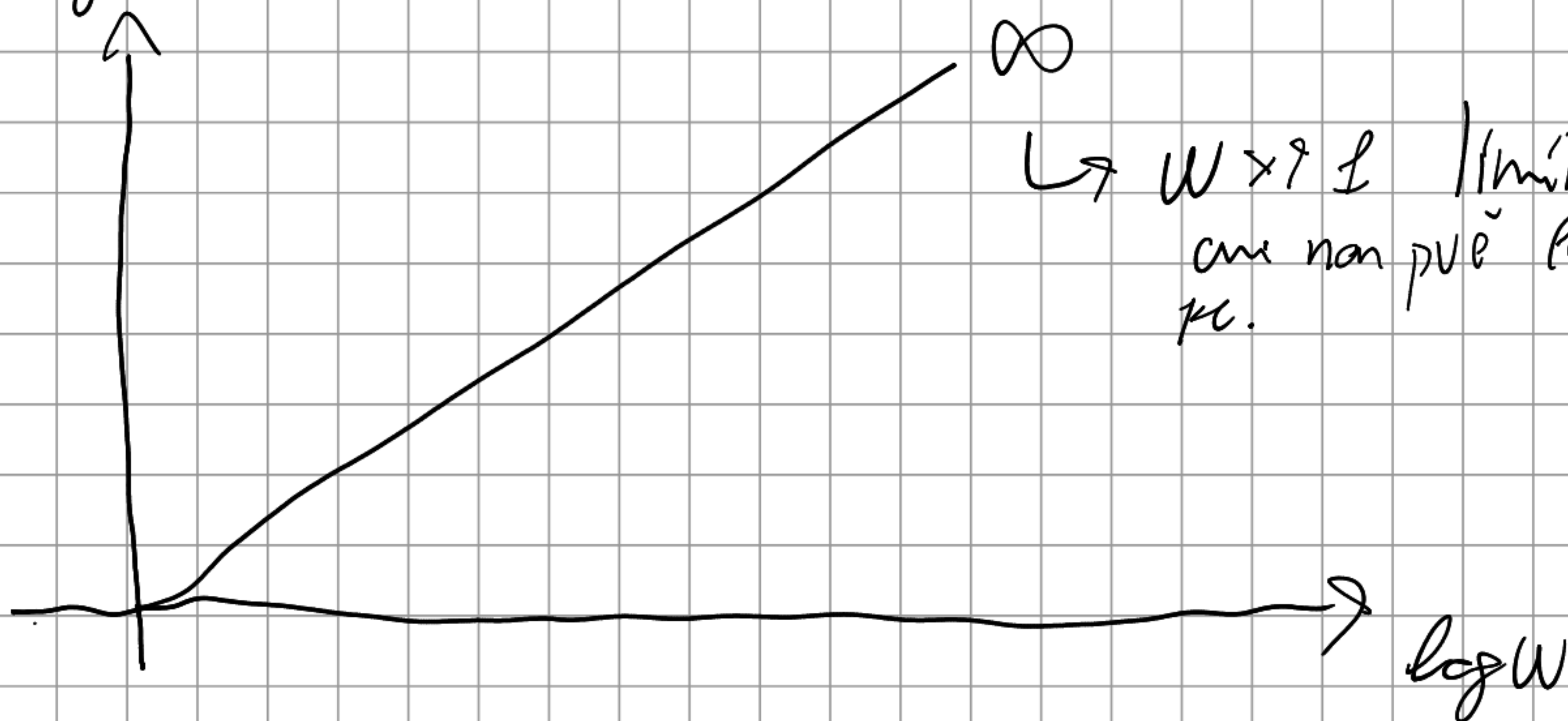
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \Rightarrow \quad V_{out}(\omega) = -\frac{R}{Z_C} V_{in}(\omega)$$

$$V_{out}(W) = -\frac{R}{Z_C} V_{in}(W) = -j\omega RC V_{in}(W) = -\boxed{j\omega} \boxed{Z} V_{in}(W)$$

trasformata di  $\leftarrow$

$$\frac{dV_{in}}{dt}$$

$\log |G(W)|$



- Come gestisco questa cosa?

Problema  $\rightarrow$  Assumere che  $A \rightarrow +\infty$  non è vero

$$\Rightarrow \text{Considero } A = A(W) = \frac{A_0}{1 + j\omega \tau_0}$$

- No golden rule  $\Rightarrow V_- \neq 0, V_+ = 0$  ( $V_- \neq V_+$ )

$$\Rightarrow V_- = -\frac{V_{out}(W)}{A(W)}$$

(assumo no assorbimento corrente)

$$\hookrightarrow V_{out} = A(W)[V_+ - V_-] \Rightarrow V_{out} = -AV_-$$

$$\begin{cases} V_{out}(w) = - \overbrace{\frac{V_{out}(w)}{A(w)}}^{V_i} - Ri \\ V_{in}(w) = - \frac{V_{out}(w)}{A(w)} + \frac{i}{jwC} \end{cases} \quad 2 \text{ eq. in } 2 \text{ incognites}$$

$$V_{out}(w) = - \frac{Ri}{1 + \frac{1}{A(w)}} = - \frac{iRA(w)}{A(w) + 1}$$

$$\text{limite} \rightarrow i \approx - \frac{1}{R}, \quad A(w) \approx \frac{1+A}{A} V_{out}$$

$$V_{in}(w) = - \frac{V_{out}}{A} - \underbrace{\frac{1}{jwRC}}_{\tilde{z}} (1+A) \frac{V_{out}}{A}$$

$$\Delta V_{in} = -V_{out} - \frac{1}{jw\tilde{z}} (1+A) V_{out}$$

$$\Delta V_{in} jw\tilde{z} = -V_{out} [jw\tilde{z} + 1 + A]$$

$$V_{out} = - jw\tilde{z} \frac{A(w)}{A(w) + 1 + jw\tilde{z}} V_{in}$$

$$= - jw\tilde{z} \frac{\frac{A_0}{(1-jw\tilde{z}_0)}}{\frac{A_0}{(1-jw\tilde{z}_0)} + 1 + jw\tilde{z}} V_{in}$$

$$V_{out} = -j\omega \tau \frac{A_0 V_{in}}{A_0 + (1 + j\omega \tau)(1 + j\omega \tau_0)} \quad (*)$$

$$\Rightarrow \omega \gg 1, G(\omega) \propto \frac{1}{\omega}$$

-Dev'è la risonanza?

$$A_0 \gg 1$$

$$\Rightarrow (\text{denominator } (*))$$

$$\text{den } (*) = A_0 + \cancel{1} + j\omega(\cancel{\tau} - \tau_0) = \omega^2 \tau \tau_0$$

$$\approx A_0 - \omega^2 \tau \tau_0 \Rightarrow \omega \approx \sqrt{\frac{A_0}{\tau \tau_0}}$$

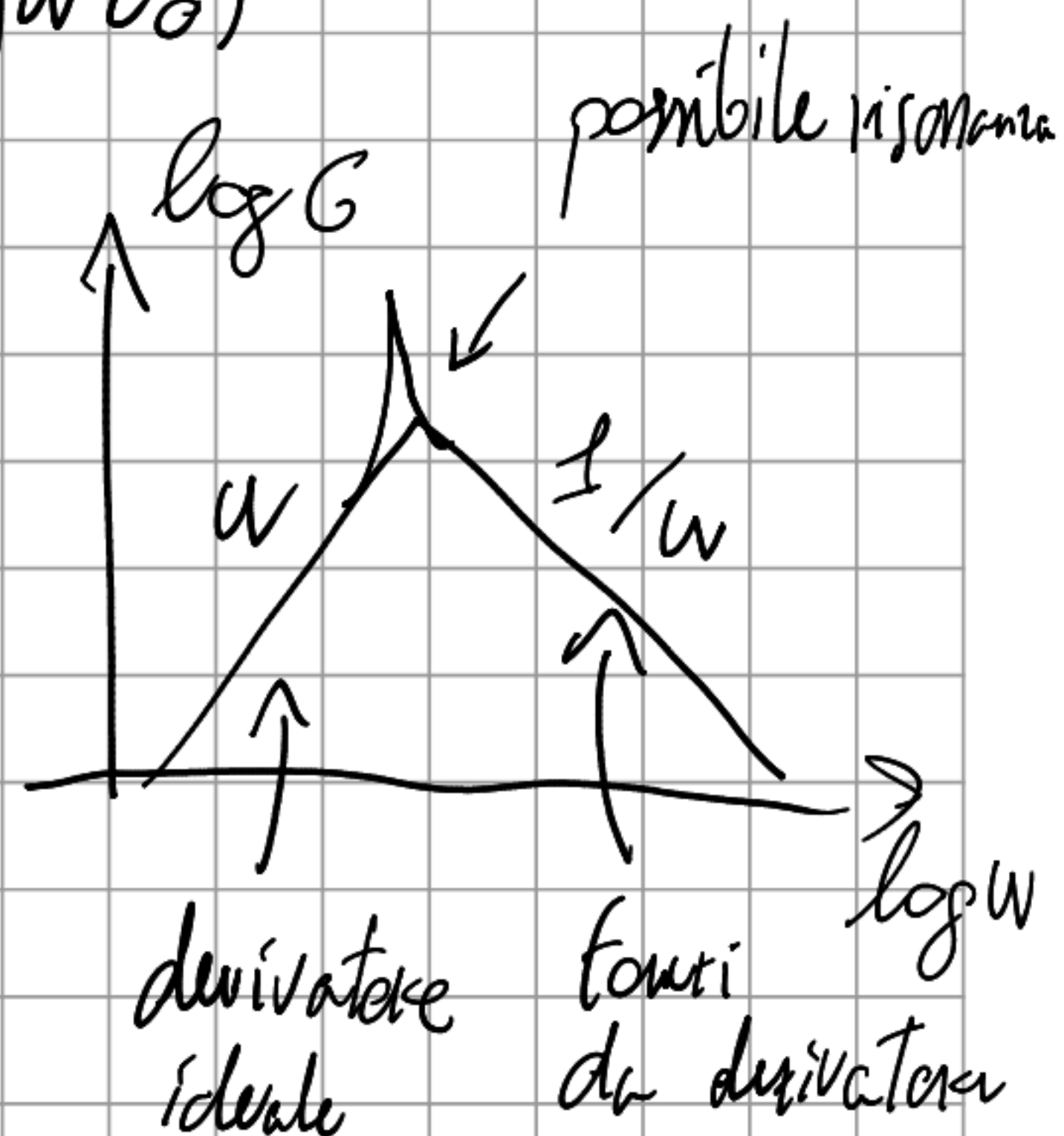
$$\Rightarrow S_{vis} = \sqrt{\frac{A_0}{(2\pi)^2 \tau \tau_0}}$$

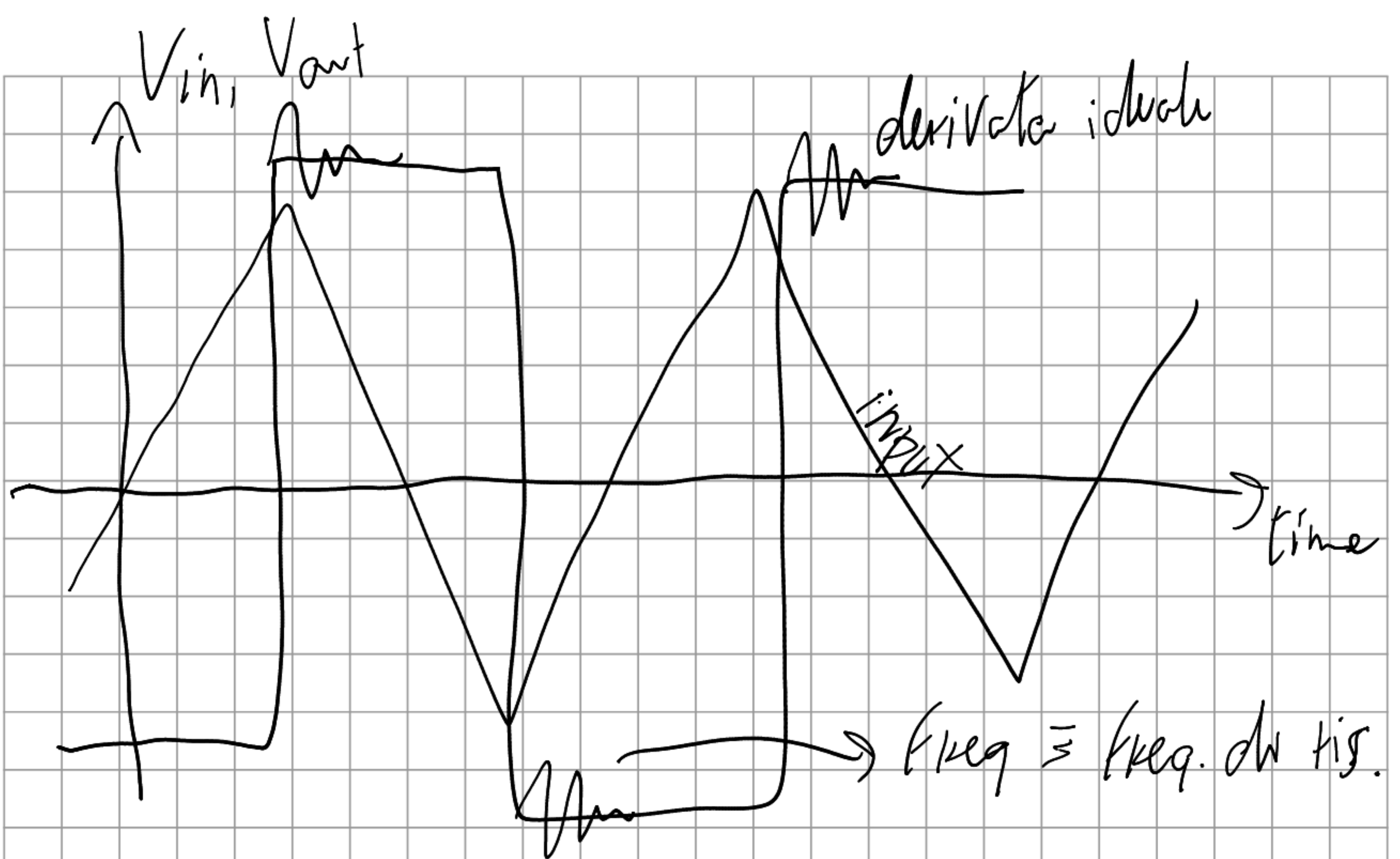
Che Freq. ha l'oggetto?

RC + GBWP

$$S_{vis} \approx \sqrt{\frac{A_0}{2\pi \tau_0} \cdot \frac{1}{2\pi \tau}}$$

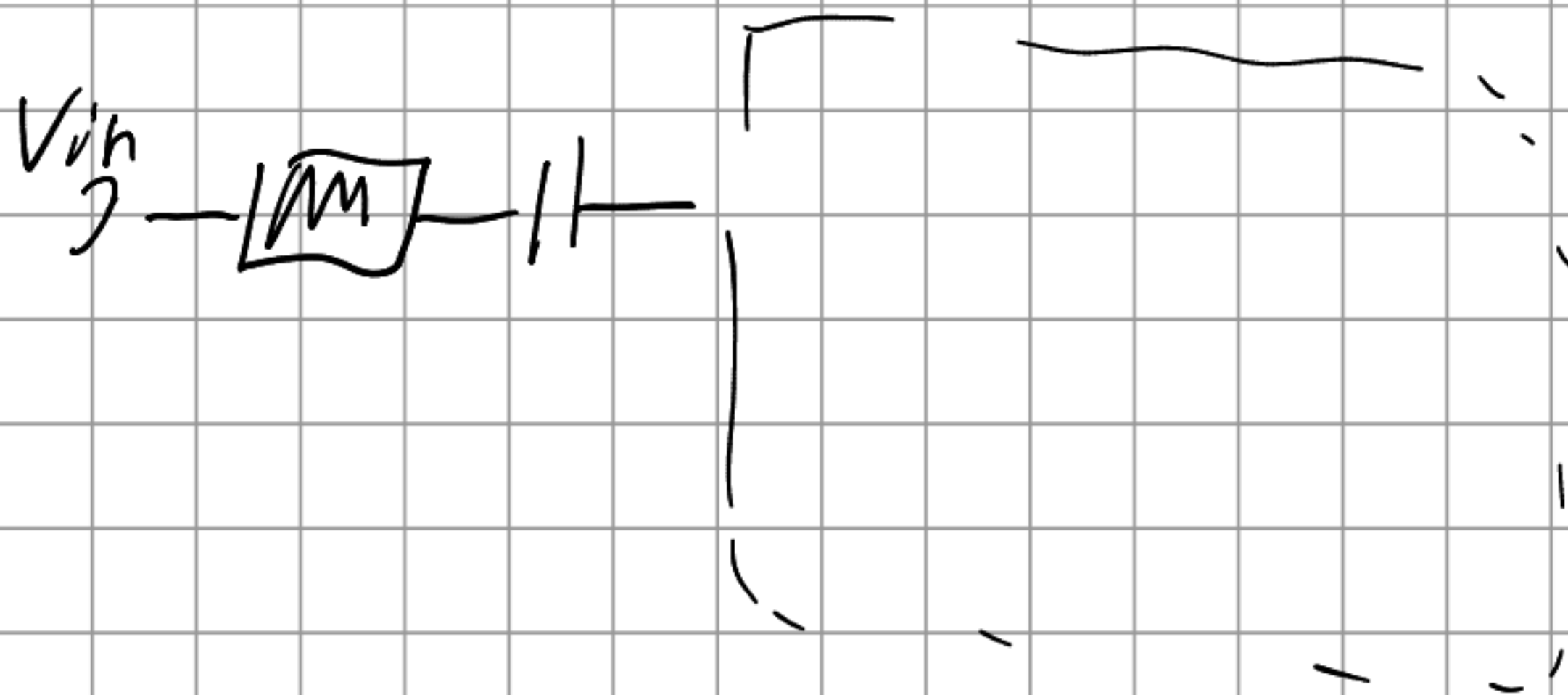
→ mecha armonica  
2 freq.





Non riesce  $\rightarrow$  amplifica delle armoniche

- Per togliere osc. bisogna aggiungere resistenza:



OpAmp per eq. diff. risolte analiticamente.