

Lez OG 20/10/2025

- DESIGN WITH OPAMP AND ANALOG IC

Scigno Franco

McGraw Hill (cosa editrice)

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

- PHYSICS OF SEMICONDUCTORS

-

See - Wiley (cosa editrice)

- SEMICONDUCTOR DEVICE FUNDAMENTALS

- Pierret , Pearson (cosa editrice)

(Hillman → per citarli a Transistor)

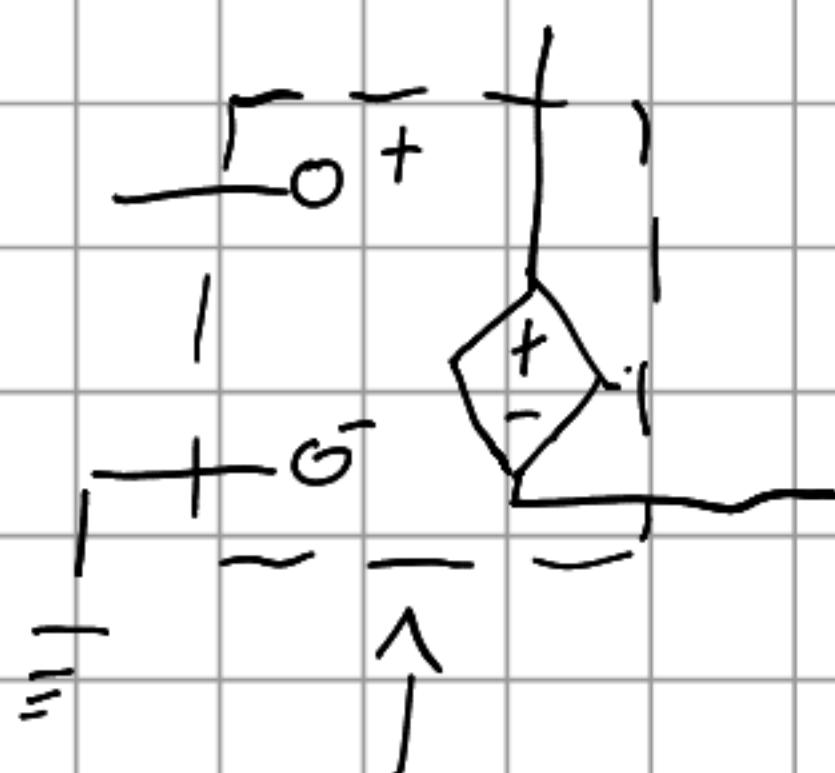
# ANCORA NON IDEALITÀ

$V_{\text{out}} = \Delta_d(V_+ - V_-)$

$\xleftarrow{\text{Large}}$

$+ \frac{\Delta_{\text{CM}}}{C} (V_+ + V_-)$

$\approx 0$



amplificatore controllato da 2 ingressi diff.

$\frac{\Delta_{\text{CM}}}{\Delta_d}$  = retezione di modo comune

La misura del ampl. di common-mode rispetto ampl. differenziale.

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

- In generale  $\rightarrow W_0 = \alpha + j\beta \rightarrow$  polo di  $V_{\text{out}}(W)$

$\hookrightarrow \beta < 0 \Rightarrow$  ha oscillatore

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

$$\begin{cases} |\Delta(W_1)| = 1 \\ Q(W_1) < \pi \end{cases}$$

Margine di fase

cond. da rispettare per non avere autoosc.

$$\begin{cases} Q(W_2) = \pi \\ |\Delta(W_2)| < 1 \end{cases}$$

Margine di gain

$$A(w) \approx \frac{A_0}{1 + jw\zeta_0}$$

approx

di polo dominante

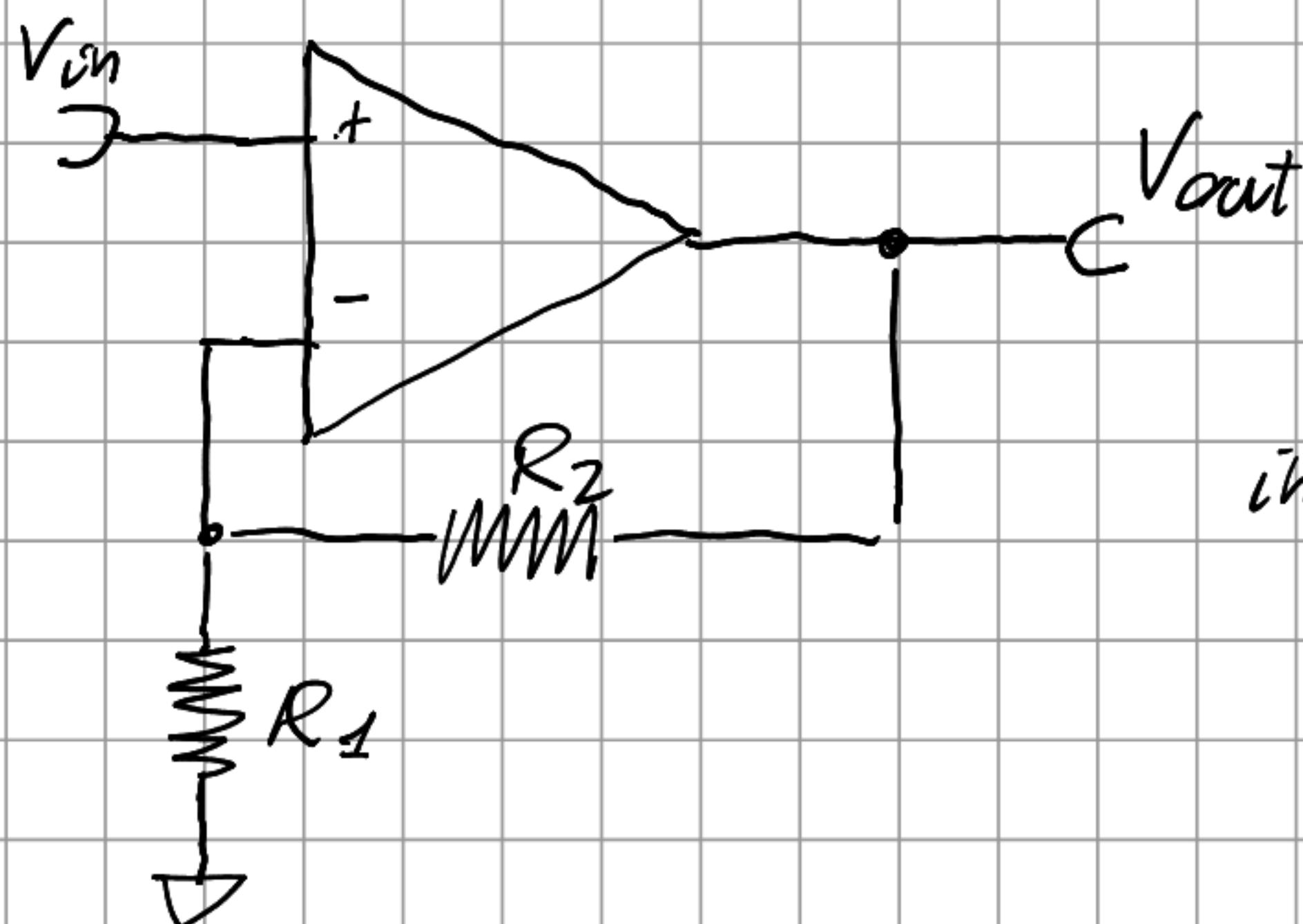
guarda w<sub>0</sub> dominante

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

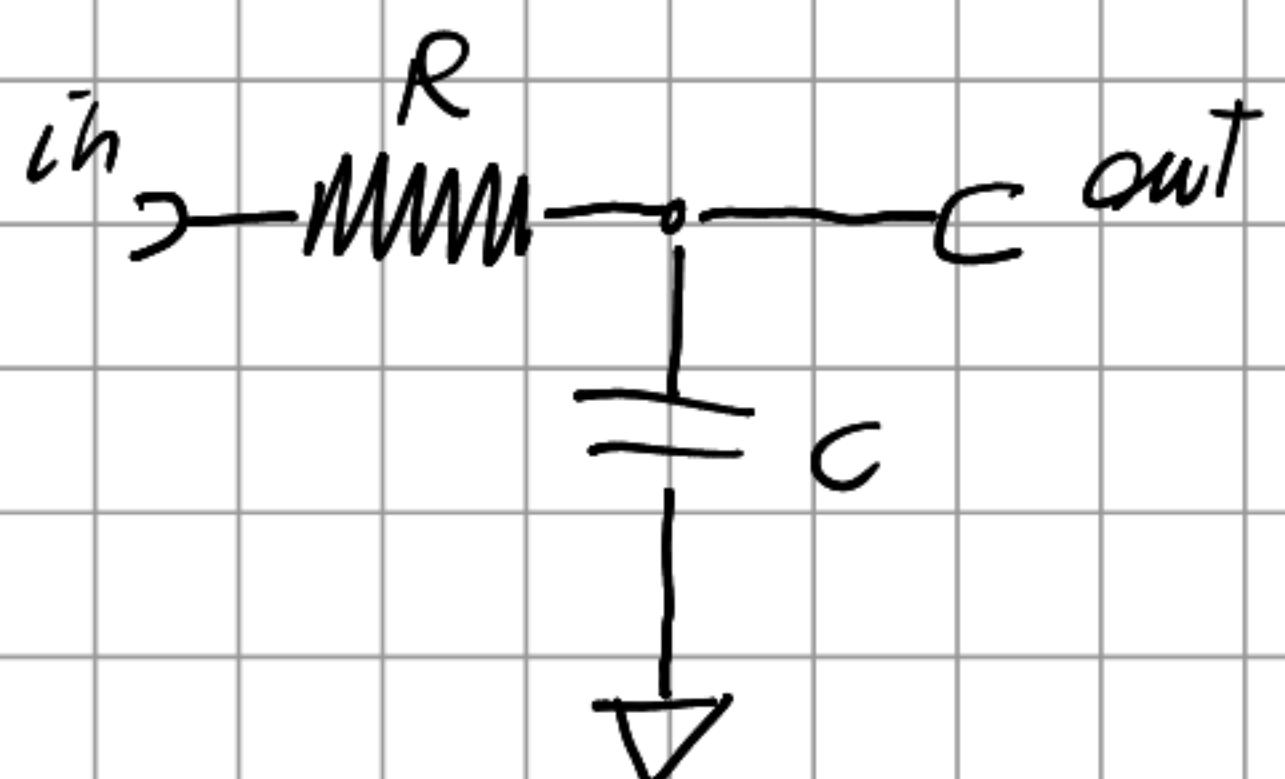
## CONSEGUENZE:

i) Prodotto BANDA × GUADAGNO

Più amplifica, prima OpAmp taglia



Per studiare que-  
sti circuiti servirebbe  
la trasformata  
di Laplace



$$V_{out} = \frac{V_i}{1 + jw\zeta}$$

$$e^{+jw_0 t} = e^{-\zeta/\omega_0} \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\zeta}$$

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

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

$\hookrightarrow$  Assumo risposta in freq.  
non banale.

$$\approx \frac{\frac{A_0}{1 + jW\tau}}{1 + \frac{\beta A_0}{1 + jW\tau}} = \frac{A_0}{1 + jW\tau_0 + \beta A_0}$$

$$= \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + jW\tau_0} \quad \text{pelo Traslat}$$

$$||| \\ = G(0) \cdot \frac{1}{1 + jW\tau_0 \left[ \frac{G(0)}{A_0} \right]}$$

in DC

log G

G(0)

$f_T$  cut off Frequency

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{A_0}{2\pi G(0)\tau_0}$$

di p.d.o  
dominante

log f

$$\Rightarrow G(0) \cdot \frac{A_0}{Z_u Z_o} = \underline{G \cdot BWP}$$

gain      bandwidth  $\sim$  cut-off freq.

product

$\Rightarrow f_T \uparrow \Rightarrow \beta \downarrow$  se esce da bandwidth

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

$f_T$  non sarà uguale perché polo dominante è solo un'approx

- LIMITE NON LINEARE

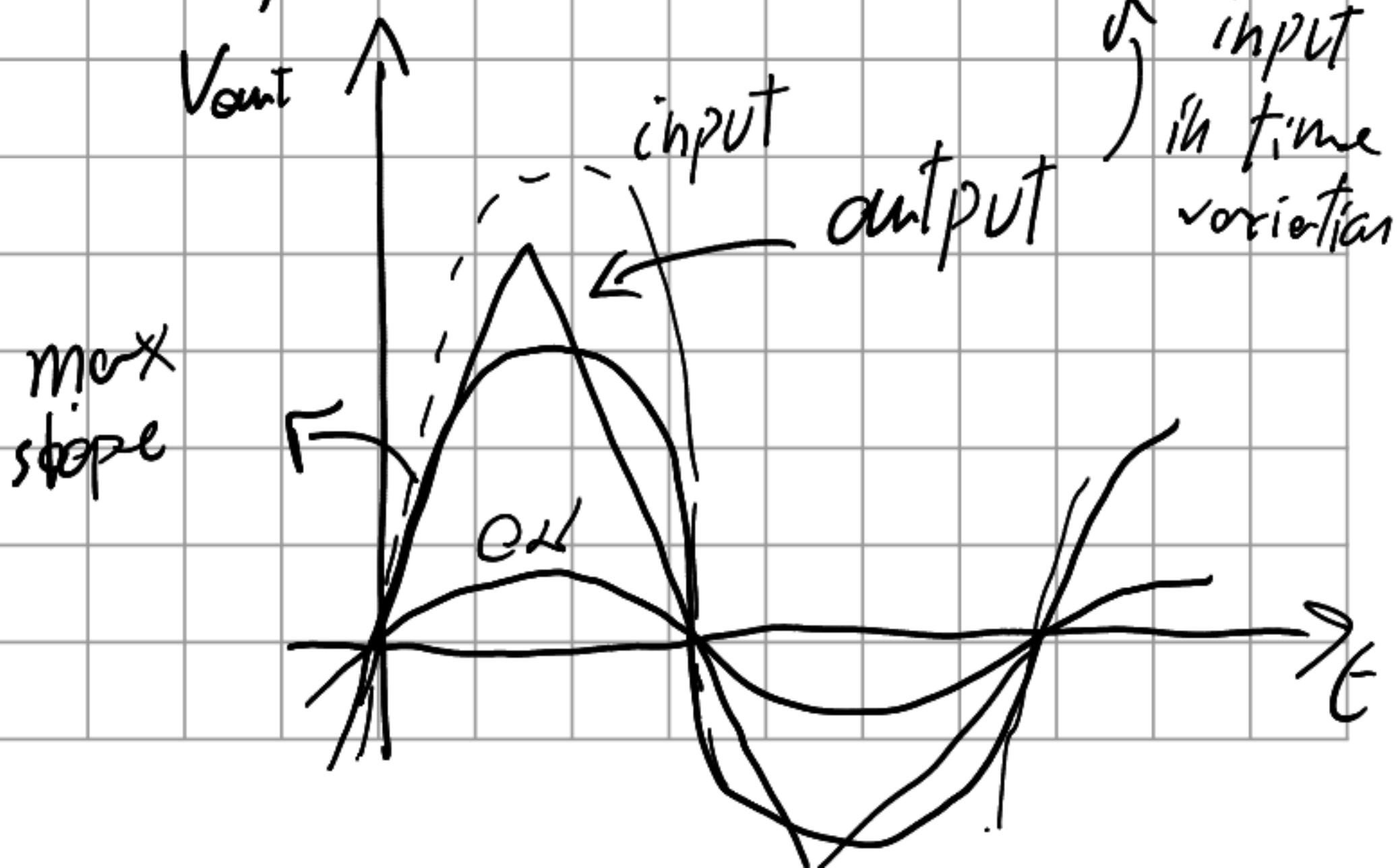
"Slew RATE"  $\rightarrow \frac{dV_{out}}{dt}$  ha limite superiore

$\hookrightarrow$  limite su velocità

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

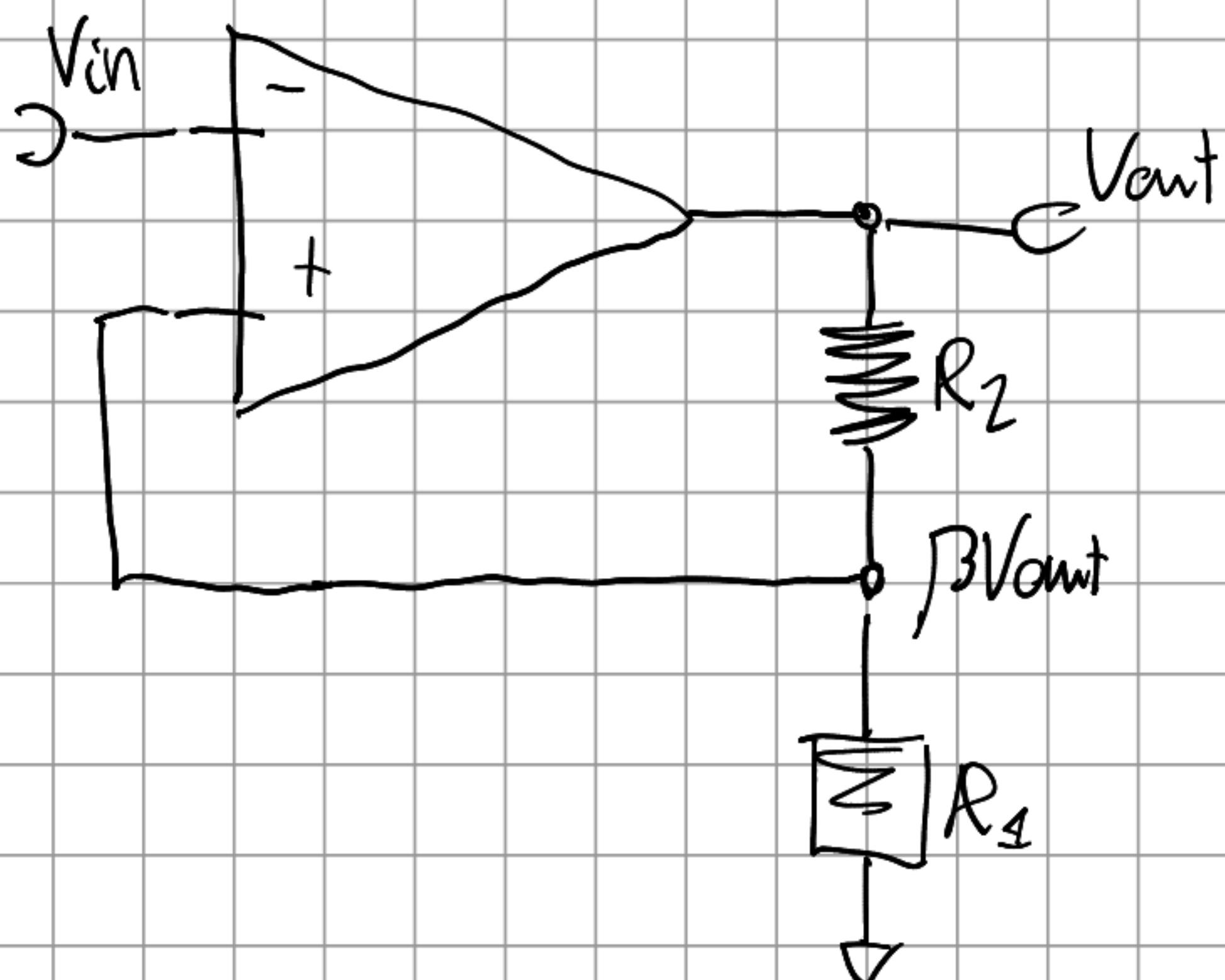
OpAmp non riesce a seguire

o) input  
i) in time variation



• OPAAMP → FEEDBACK POSITIVO (II° parte esperienza)

- Oscillatore → multivibratore a stadi



Soluzione

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{in}}}{\beta}$$

è instabile

Se  $V_{\text{out}} > \frac{V_{\text{in}}}{\beta}$  → diverge → realtò  
SATURAZIONE

per fluttuazioni

↓  
satura a  $V_S^+$  o  $V_S^-$

$V_{\text{out}} + \epsilon$

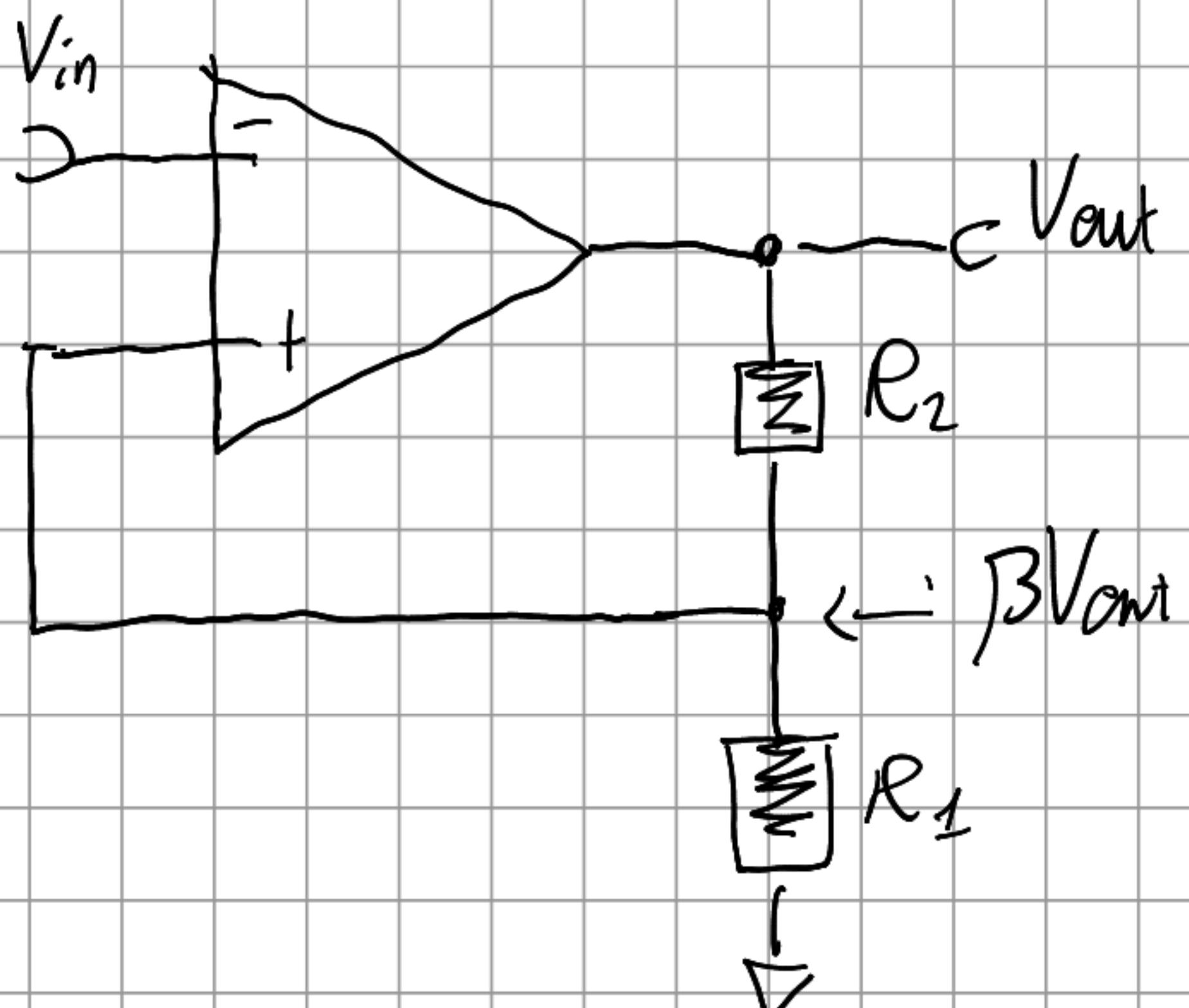
↳ entra in '-' e viene ampl. Tantissimo  
dal OpAmp

↳ Perché  $\epsilon$  entra in  $V_t$

- No golden rule per feedback positivo:

1) Hyp → OpAmp satura o a rail pos o neg.

vedo grande proverà verificarsi questa condizione.



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

No reg. d'adc

1. Ipotizzo saturazione

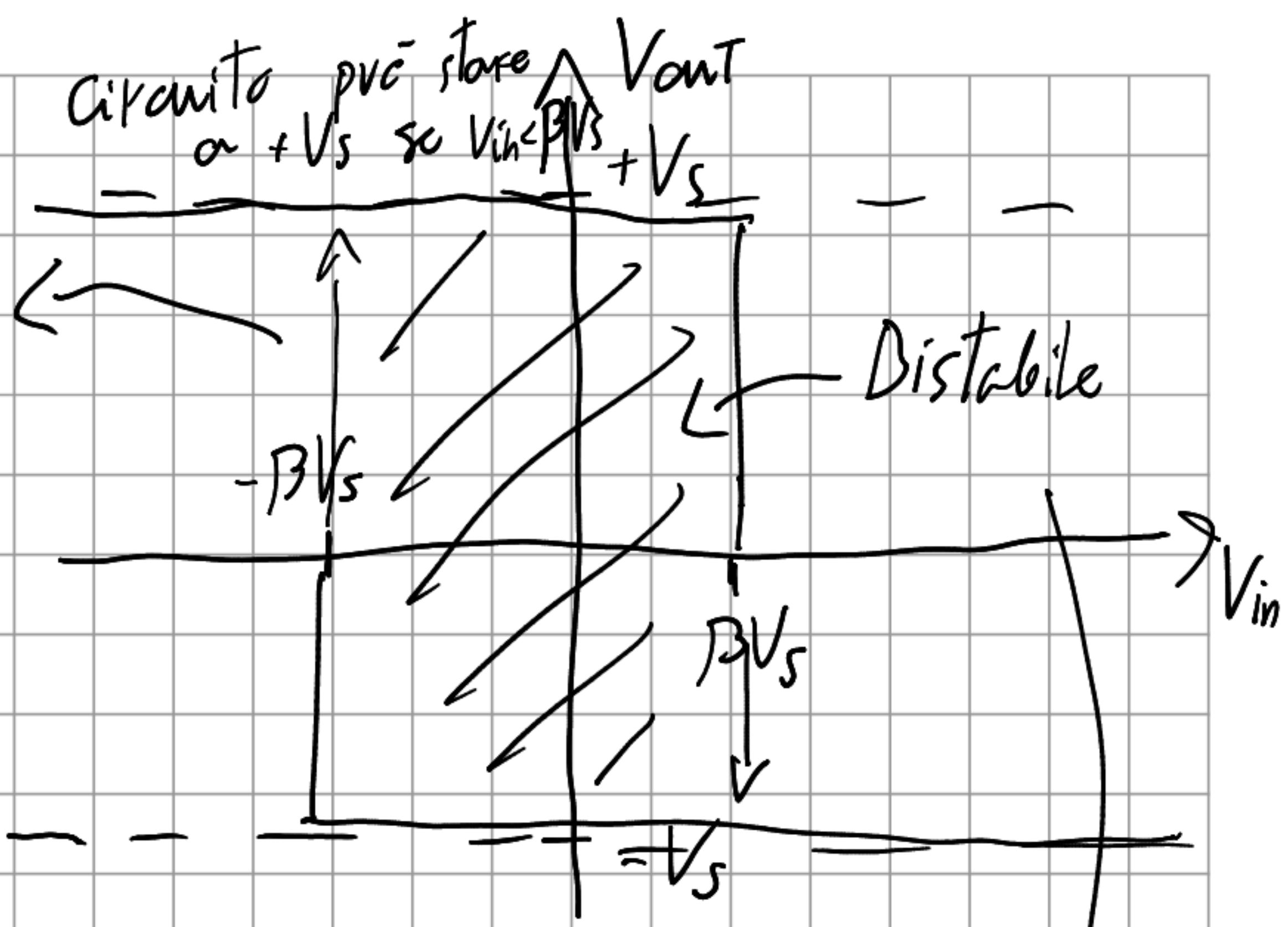
2. Verifichiamo se le condizioni si verifichino

• Caso A:  $V_{out} = +V_s (+5V)$

$\rightarrow$  richiede  $V_+ > V_-$   
(comparatore)  $\rightarrow$  satura a pos.

$$V_+ = \beta V_s$$

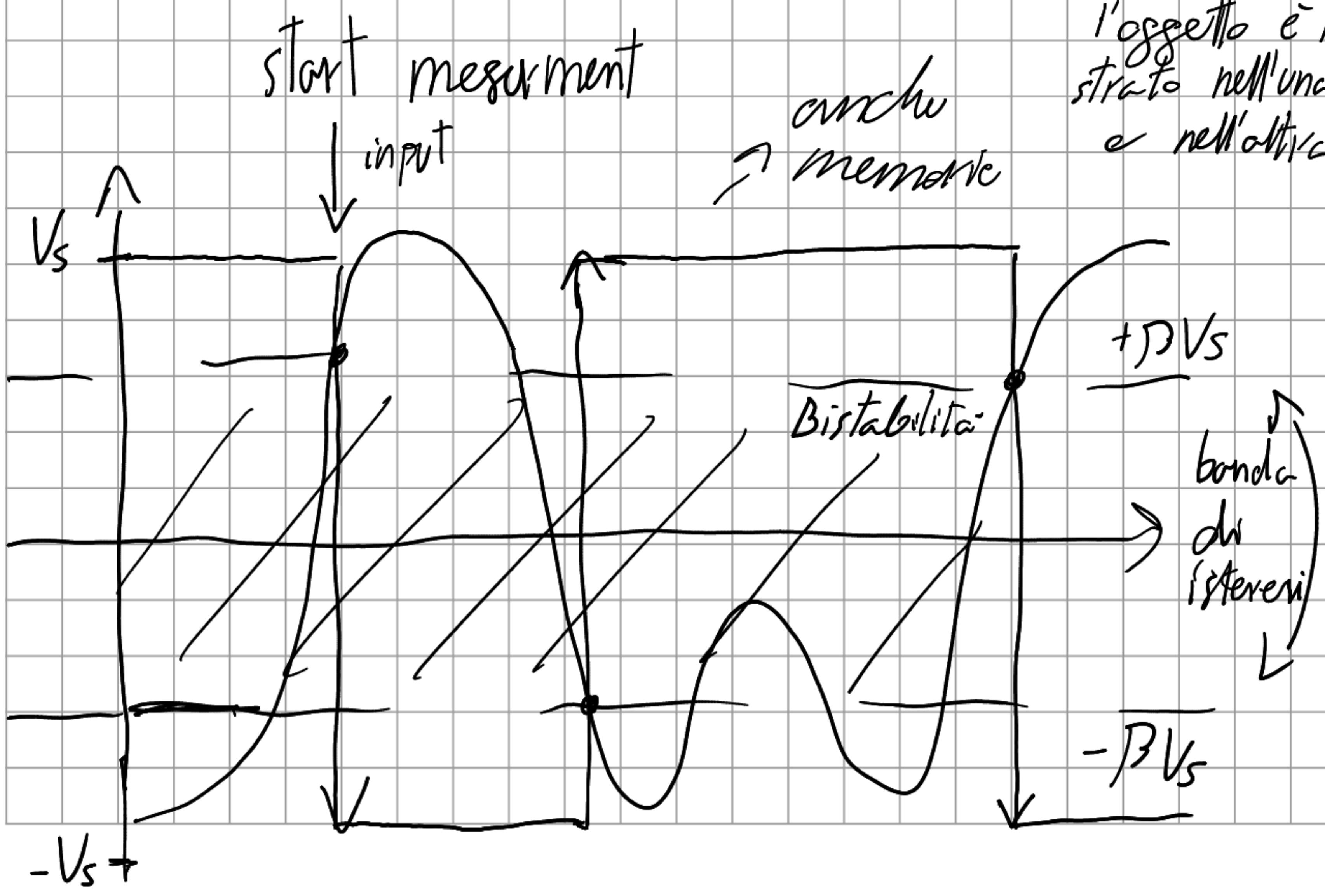
$$V_- = V_{in} < V_+ = \beta V_s \Rightarrow V_{in} < \beta V_s$$



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

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

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



- Trigger analog discovery.  $\rightarrow$  parametro isteresi

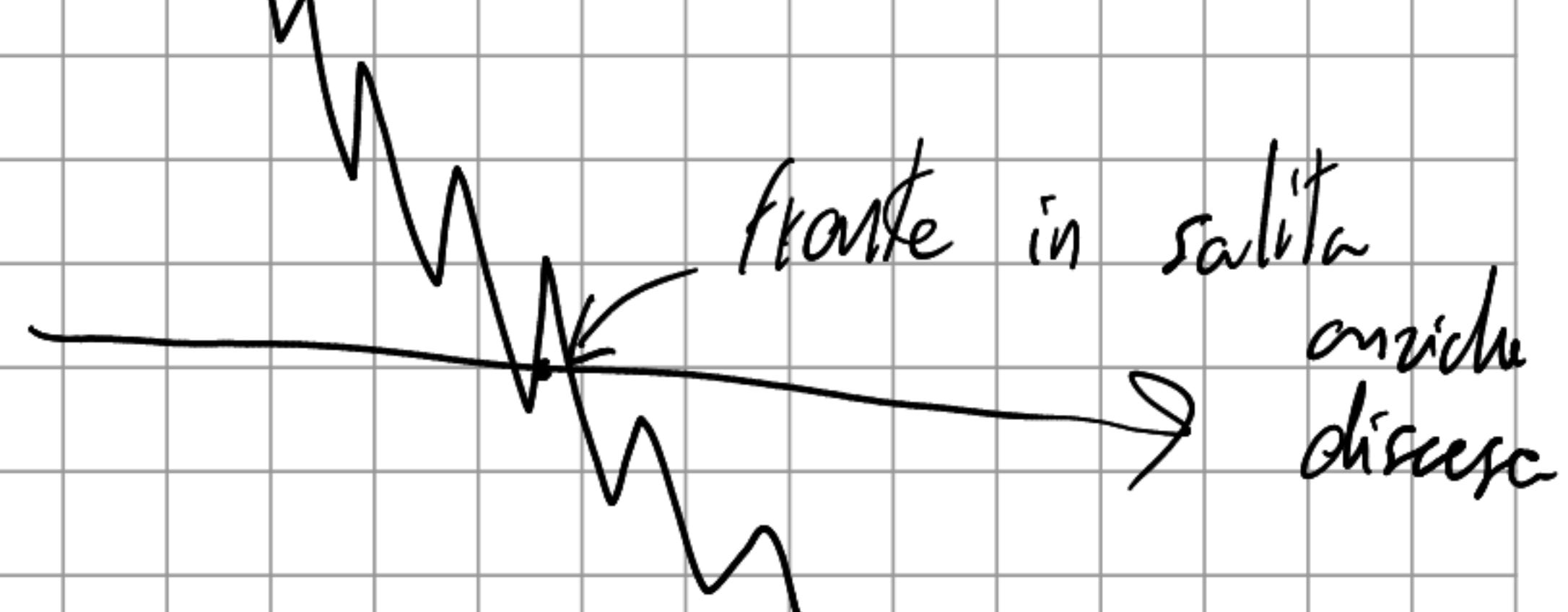
$\hookrightarrow$  segn supera il salita livello di ddpl  $\Rightarrow$  inizio misura.

$\hookrightarrow$  questo richiede isteresi

Ch 1

$\Rightarrow$  segn + noise

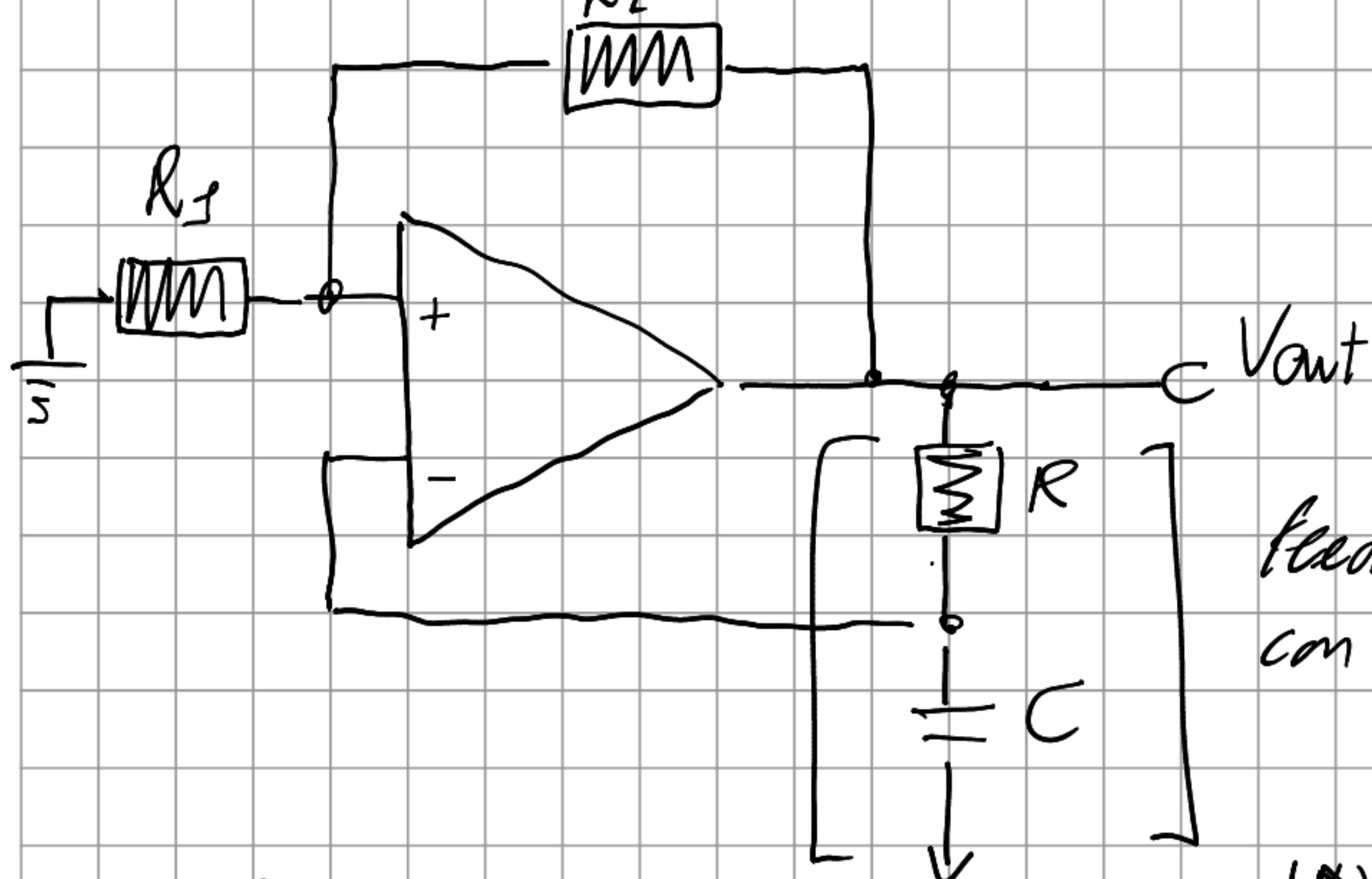
Time



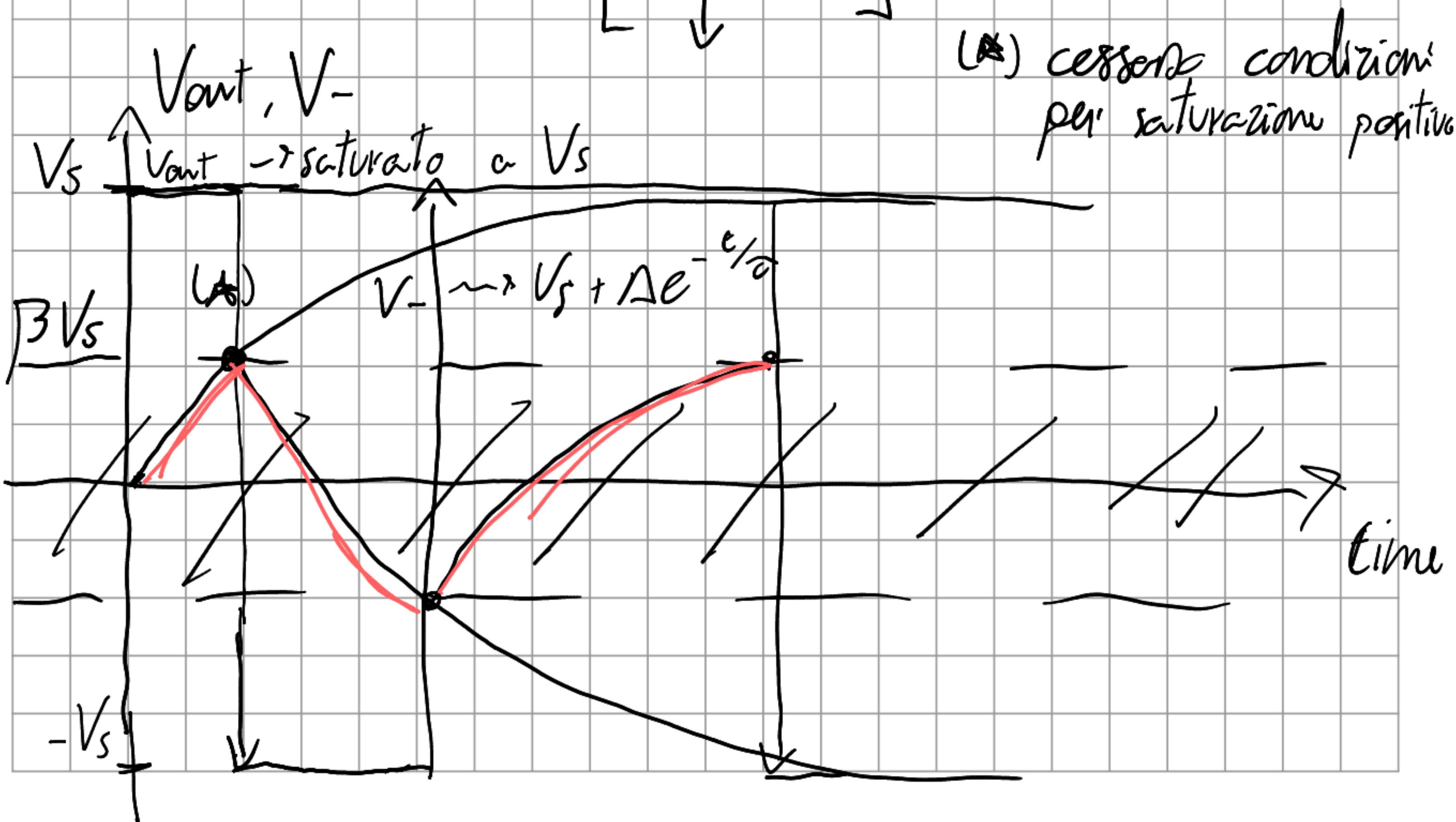
$\Rightarrow$  Usa trigger con isteresi abbastanza grande da non farsi prese da rumore.

MULTIVIBRATORI ASTABILI (di solito sono qui sistemi logici)

→ 2 punti di equilibrio (memoria: bistabile)  
Trigger di Schmidt.



Feedback  
con ritardo RC



(A) cessando condizioni per saturazione positiva

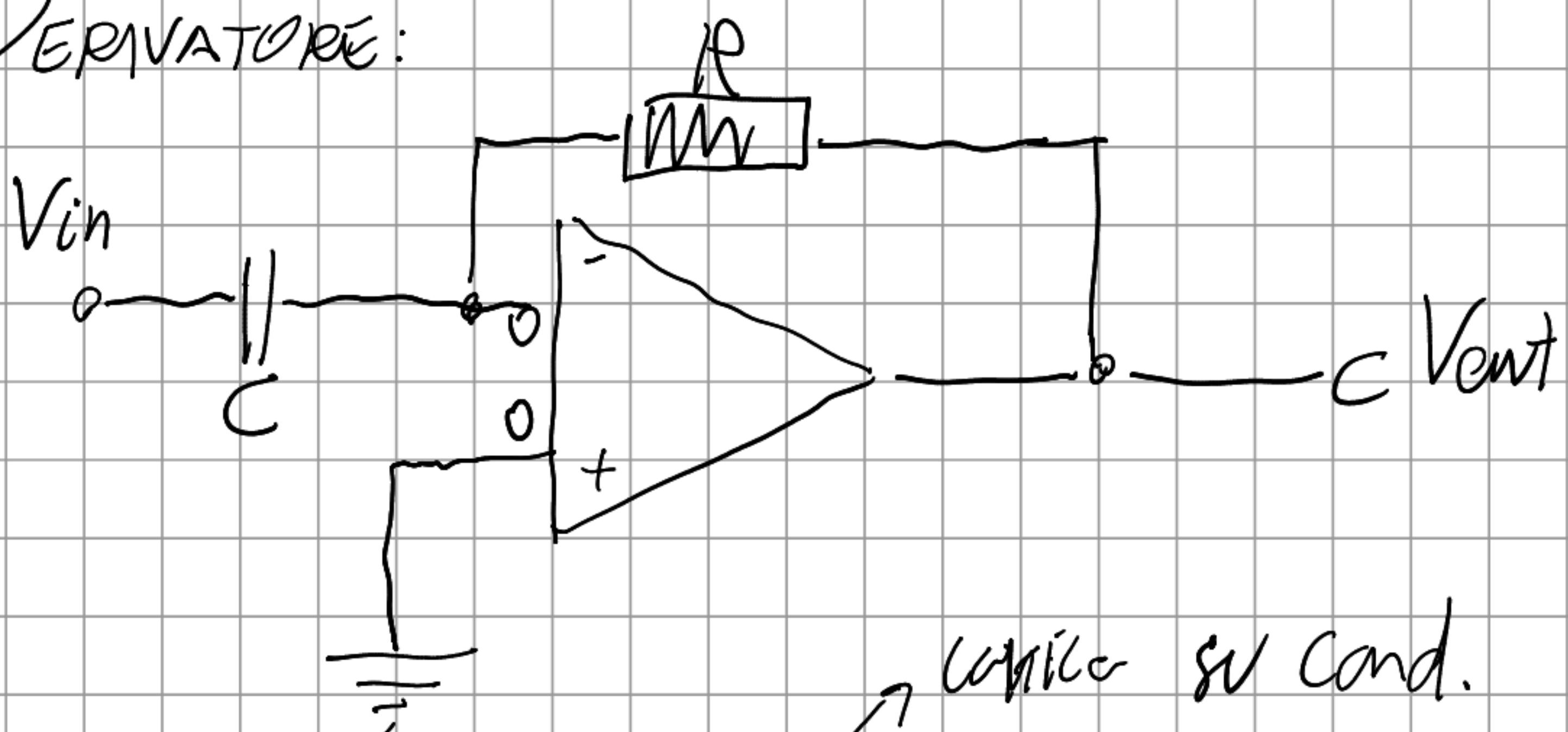
$\Rightarrow$  sistema produce epodice ( $V_{out}$ ) e pinne di squalo  
(su abbassamento piccola triangolare)

Feedback con ritardo  $T_c$  si che i 2 stati stabili  
siano entrambi non stabili (non stabili per sempre)

## • DERIVATORI E INTEGRATORI.

$\hookrightarrow$  migliora del RC ma non così bene (Causa A(W))

### - DERIVATORE:

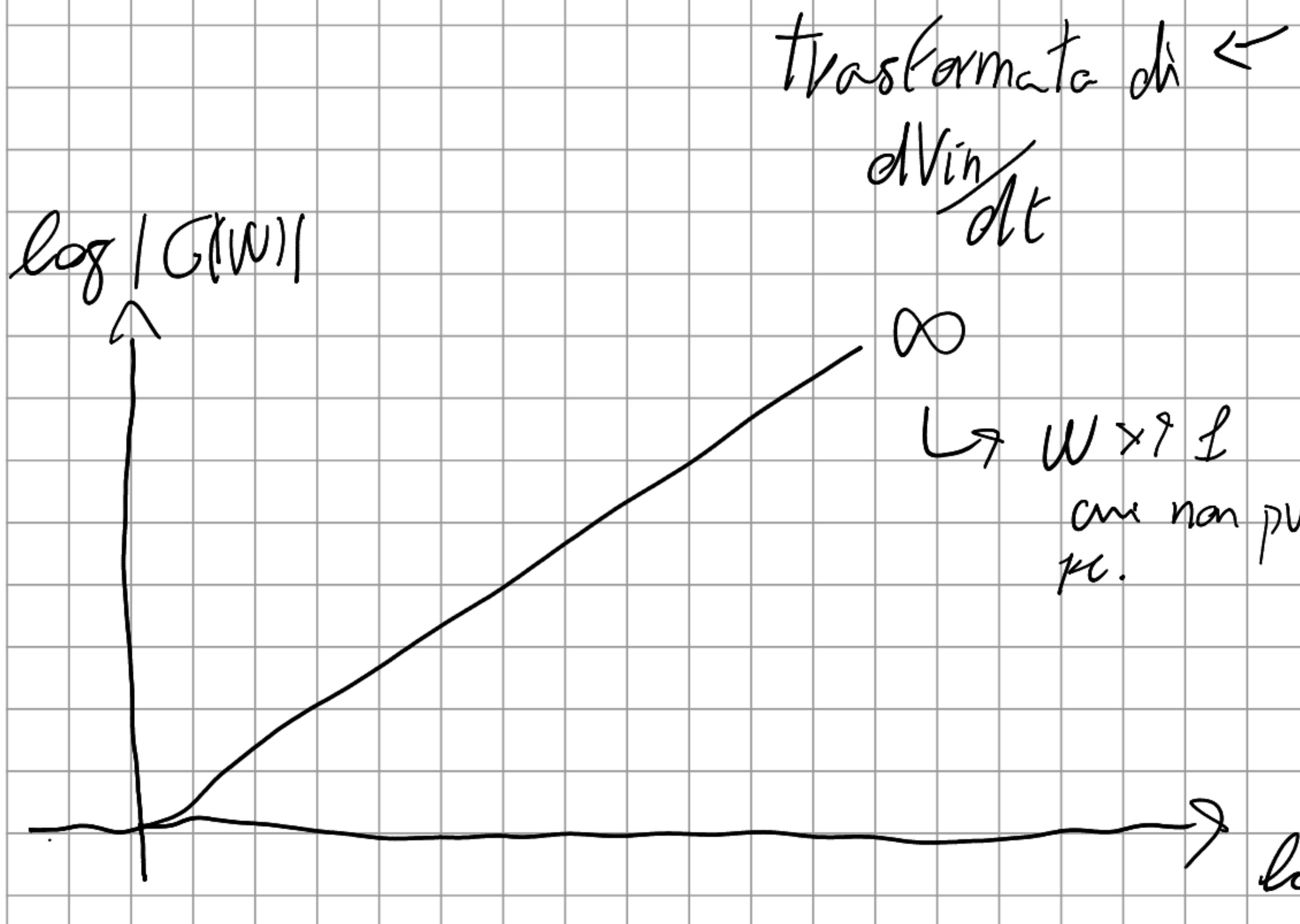


- Uso regole d'ale:  $q = CV_{in} \Rightarrow i = C \frac{dV_{in}}{dt}$

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

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

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



- Come gestisco questa cosa?

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

$$\Rightarrow \text{Considero } A = A(W) = \frac{A_0}{1+jWZ_0}$$

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

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

(assumo no assorbitamento corrente)

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{out}(W) = - \frac{V_{out}(W)}{A(W)} - R_i \\ V_{in}(W) = - \frac{V_{out}(W)}{A(W)} + \frac{i}{jwC} \end{array} \right.$$

2 eq. in 2 incognite

$$V_{out}(W) = - \frac{R_i}{1 + \frac{j}{A(W)}} = - \frac{jR A(W)}{A(W) + 1}$$

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

$$V_{in}(W) = - \frac{V_{out}}{A} - \frac{j}{jwRC} (1 + \Delta) \frac{V_{out}}{\Delta}$$

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

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

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

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

$$V_{out} = -j\omega \tilde{C} \frac{A_0 V_{in}}{A_0 + (1+j\omega \tilde{L})(1+j\omega \tilde{C}_0)} \quad (\star)$$

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

-Dov'è la risonanza?

$$A_0 \gg f$$

$\Rightarrow$  (denominator  $(\star)$ )

$$\text{den}(\star) = A_0 + j\omega \tilde{L} + j\omega (\tilde{C} - \tilde{C}_0) = \omega^2 \tilde{C} \tilde{C}_0$$

$$\approx A_0 - \omega^2 \tilde{C} \tilde{C}_0 \Rightarrow \omega \approx \sqrt{\frac{A_0}{\tilde{C} \tilde{C}_0}}$$

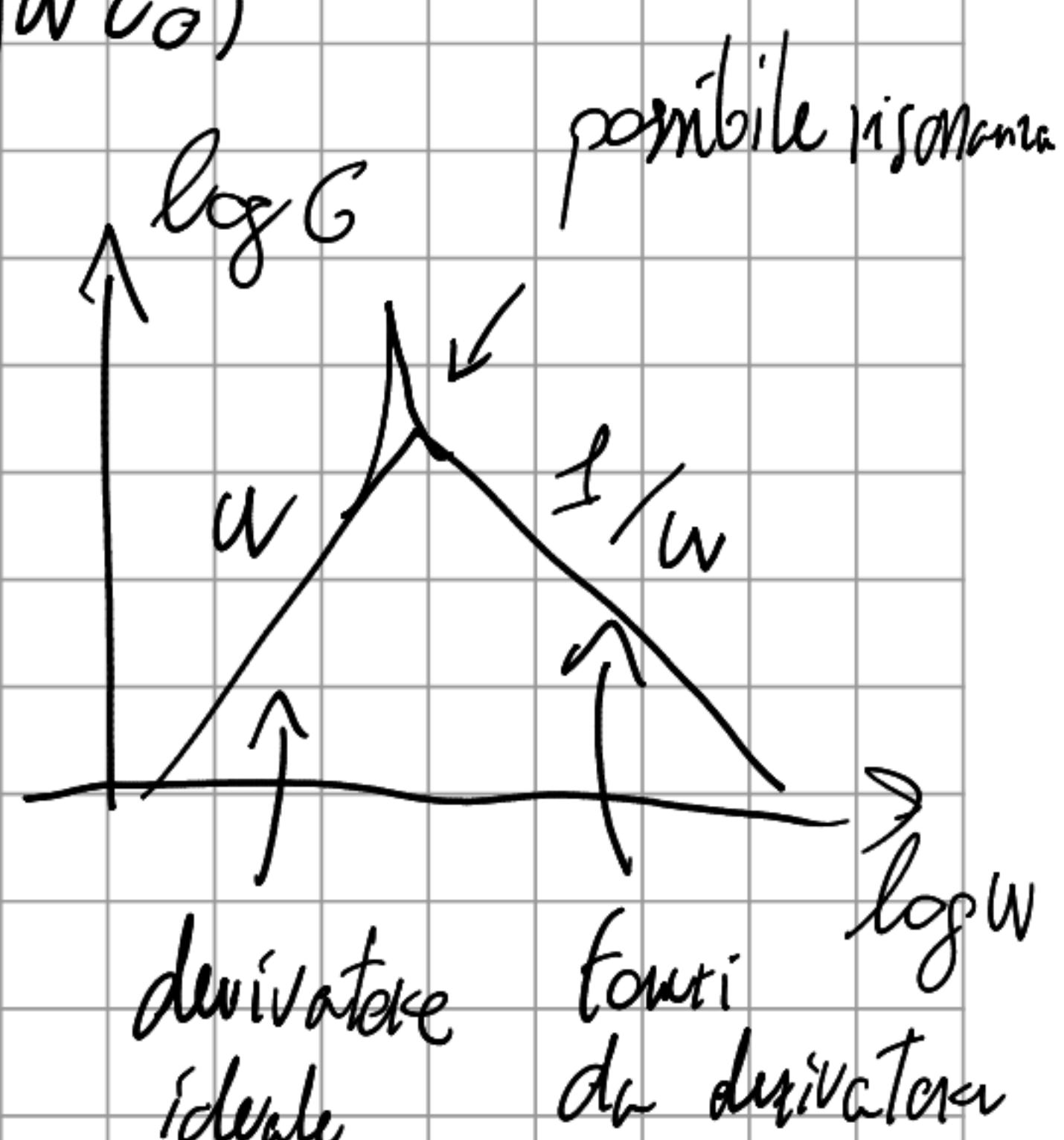
$$\Rightarrow f_{ris} = \sqrt{\frac{A_0}{(\tilde{C}_0)^2 \tilde{C} \tilde{C}_0}}$$

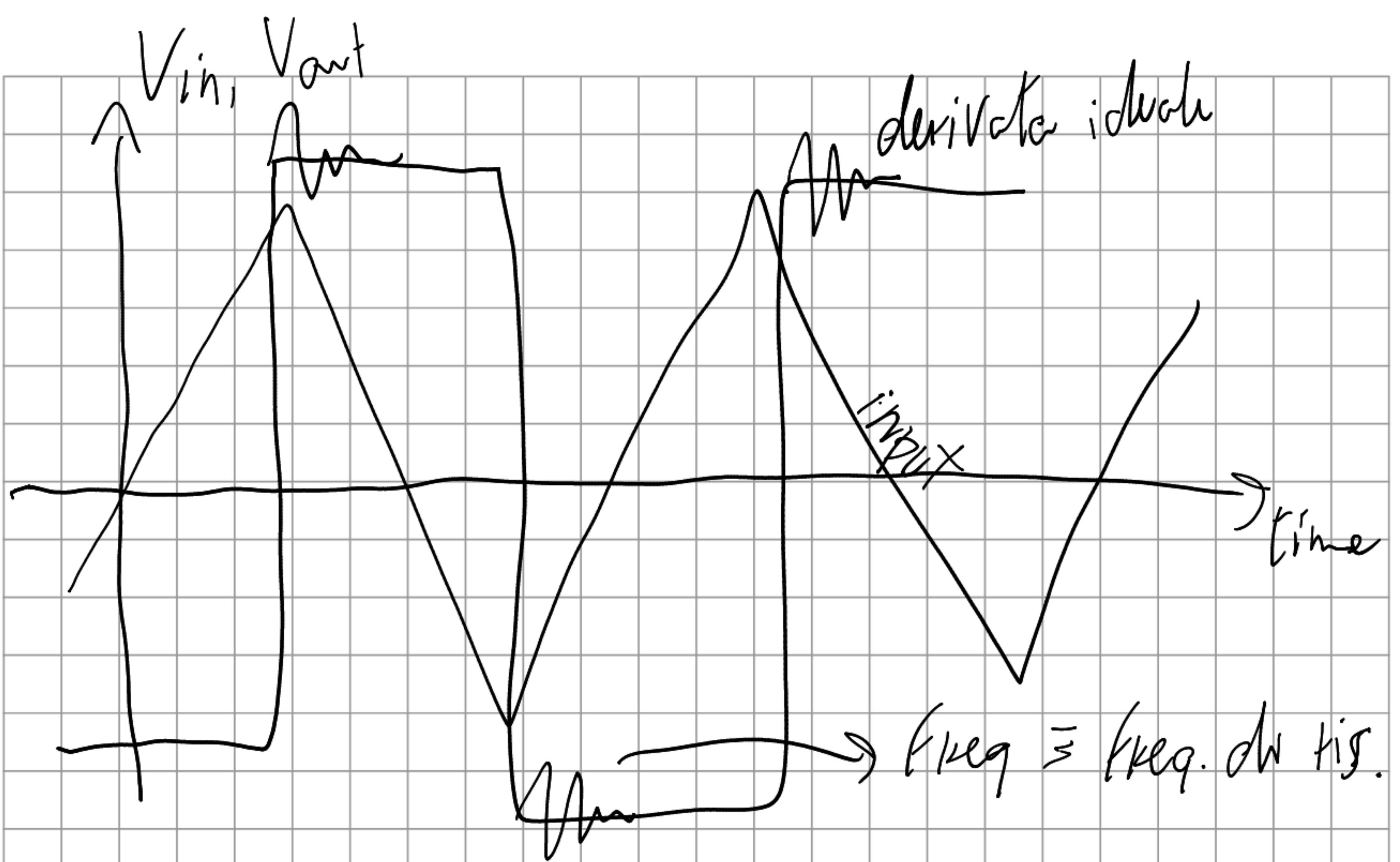
Che freq. ha l'oggetto?

RC + GBP

$$f_{ris} \approx \sqrt{\frac{A_0}{2 \tilde{C} \tilde{C}_0}} \cdot \frac{1}{2 \tilde{C}_0 \tilde{C}}$$

$\rightarrow$  media armonica  
2 freq.





Non riesce  $\rightarrow$  amplifica delle armoniche

- Per togliere osc. bisogna aggiungere resistenza:



OpAmp per eq. diff. risolto analogamente.