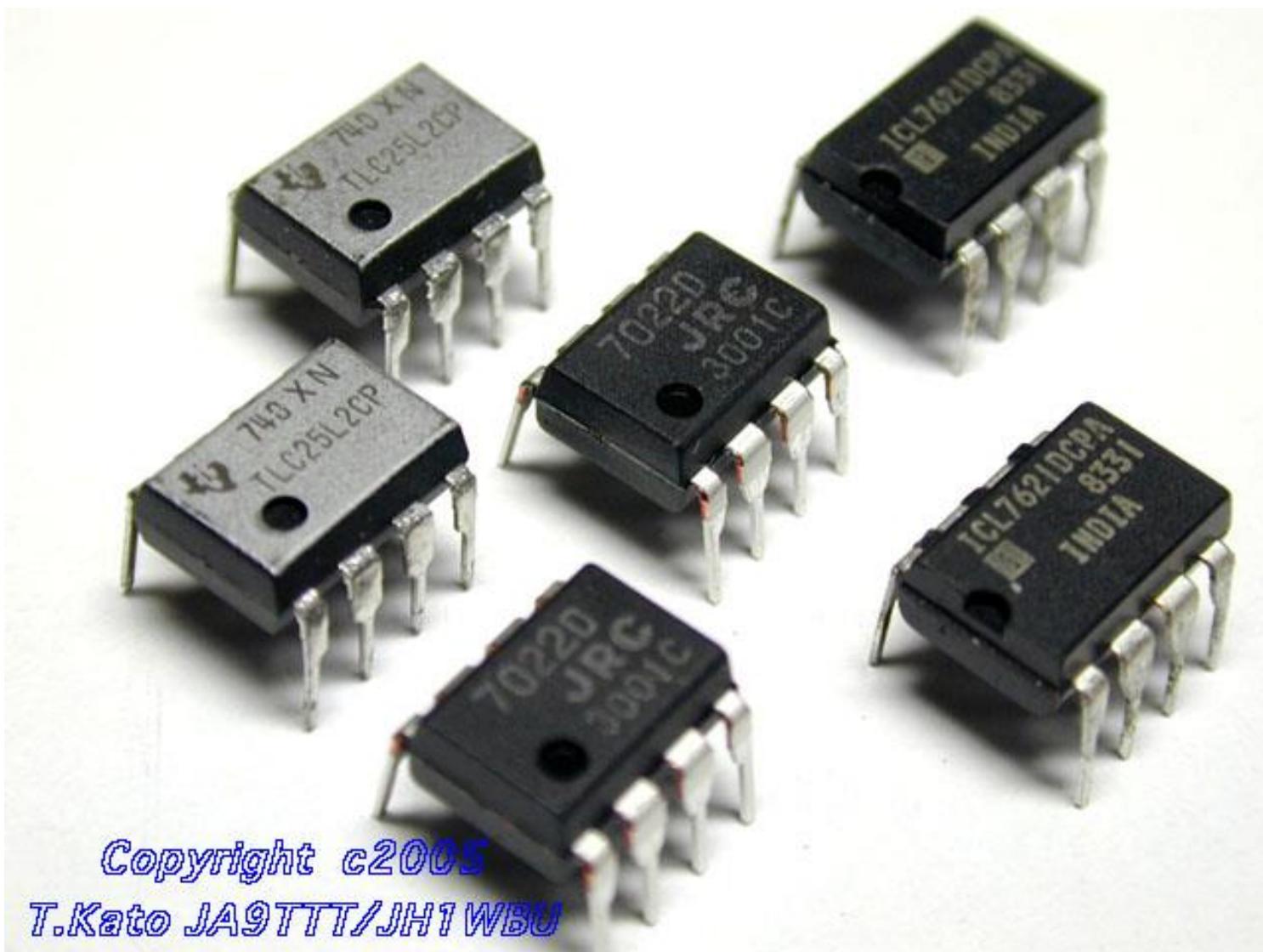


# **Laboratorio di Elettronica e Tecniche di Acquisizione Dati 2024-2025**

**Amplificatori operazionali**

**(cfr. <http://physics.ucsd.edu/~tmurphy/phys121/phys121.html>)**

# Amplificatori operazionali

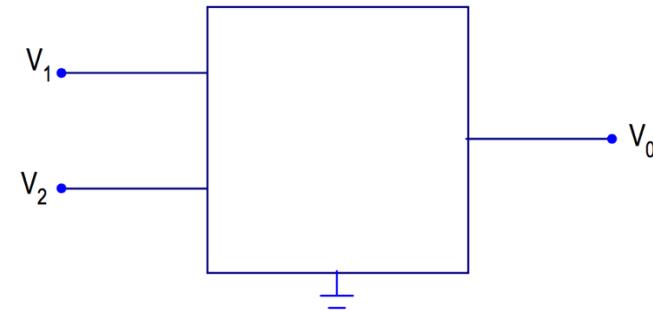


*Copyright c2005  
T.Kato JA9TTT/JH1WBU*

# Amplificatori differenziali

**Amplificatore differenziale:** dispositivo elettronico che amplifica la differenza in ampiezza tra due segnali in input

2 ingressi  $V_1, V_2$   
1 output  $V_o$



Segnale differenziale:  $V_d = V_1 - V_2$        $V_1 = V_c + V_d/2$

Segnale modo comune:  $V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$        $V_2 = V_c - V_d/2$

$$V_2 = \text{GND} \Rightarrow V_0 = A_1 V_1$$

$$V_1 = \text{GND} \Rightarrow V_0 = A_2 V_2$$

risposta più generale

$$V_0 = A_1 V_1 + A_2 V_2 = (A_1 + A_2) V_c + \frac{A_1 - A_2}{2} V_d = A_c V_c + A_d V_d$$

$A_c = A_1 + A_2$  **amplificazione di modo comune**

$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$  **amplificazione di modo differenziale**

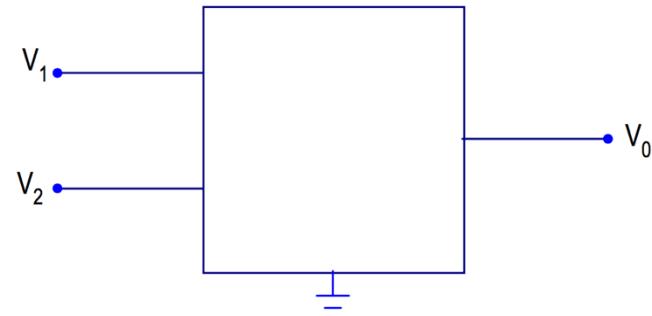
$\rho = A_d/A_c$  **rapporto di reiezione del modo comune (CMRR, common mode rejection ratio)**

$$V_0 = A_d (V_d + \frac{1}{\rho} V_c) \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} A_d V_d$$

risposta ideale voluta

# Amplificatori differenziali

$$V_0 = A_d(V_d + \frac{1}{\rho}V_c)$$

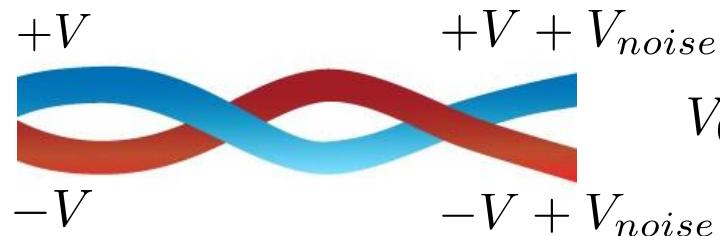


## Amplificatore differenziale ideale:

- **Amplifica la differenza tra i segnali:**  $A_d \gg 1$
- **Immune a variazioni comuni ai due ingressi**  $\rho \gg 1$

## Esempio di applicazione:

eliminazione di rumore ambientale "pickuppato" da linea di trasmissione



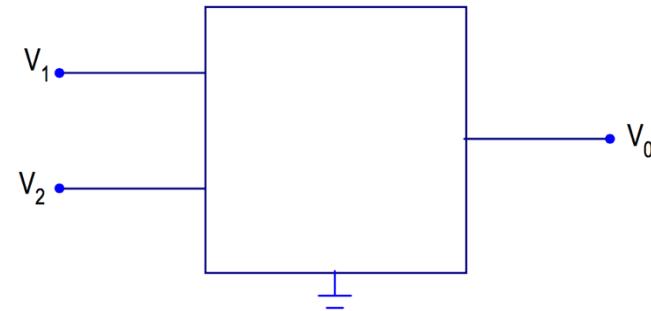
$$V_0 = A_d[(V + V_{noise}) - (-V + V_{noise})] = 2A_dV$$

# Amplificatori differenziali

**Amplificatore differenziale:** dispositivo elettronico che amplifica la differenza in ampiezza tra due segnali in input

2 ingressi  $V_1, V_2$

1 output  $V_o$



Segnale differenziale:  $V_d = V_1 - V_2$        $V_1 = V_c + V_d/2$

Segnale modo comune:  $V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$        $V_2 = V_c - V_d/2$

$$A_c = A_1 + A_2$$

$$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$$

$$V_0 = A_d \left( V_d + \frac{1}{\rho} V_c \right) \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} A_d V_d$$

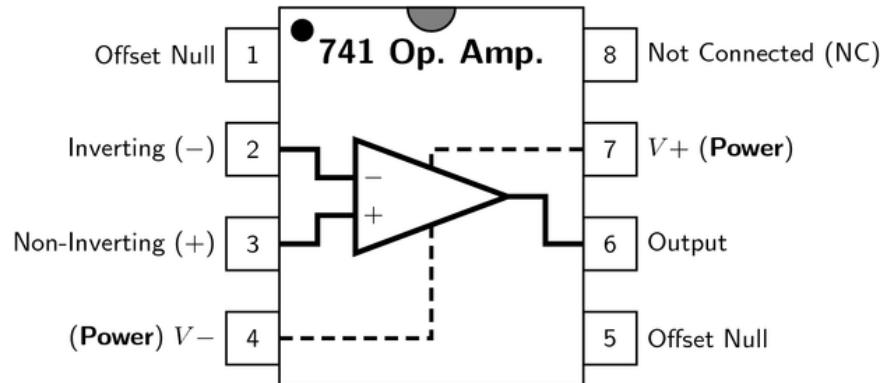
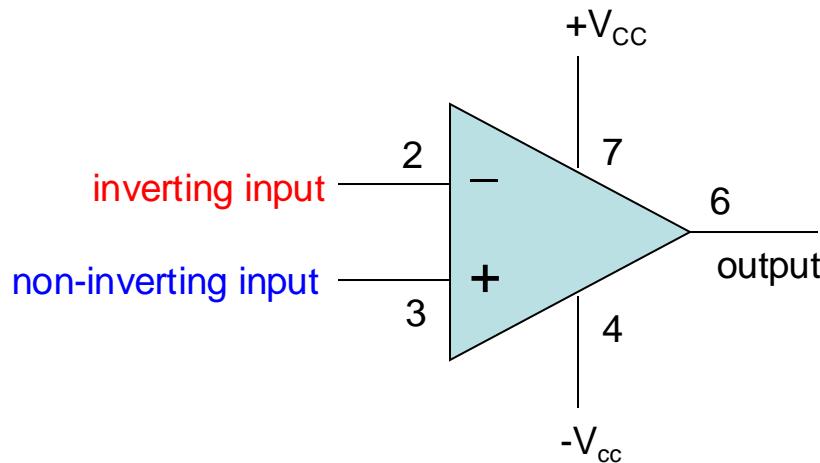
come saranno  $A_1$  e  $A_2$  per avere  $A_c \sim 0$ ?

$$A_1 \sim -A_2 \Rightarrow A_c \sim 0$$

$$A_1 \sim -A_2 \Rightarrow A_d \sim 2 \frac{A_1}{2} = A_1 = A$$

$$\rightarrow V_o = A_1 V_1 + A_2 V_2 \sim A V_1 - A V_2 = A V_d$$

# Amplificatori operazionali

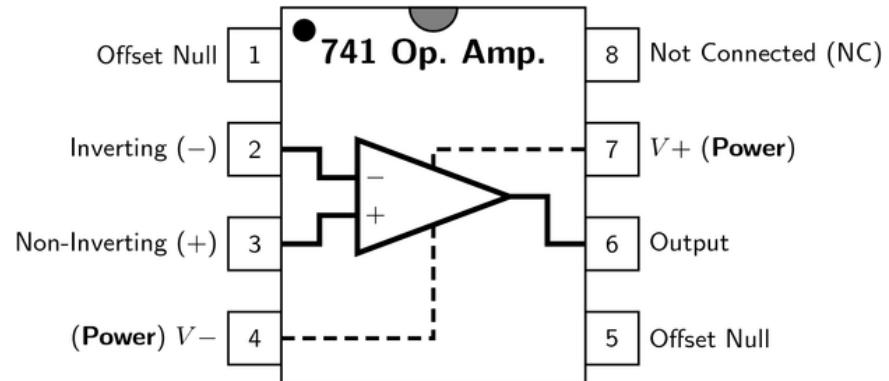
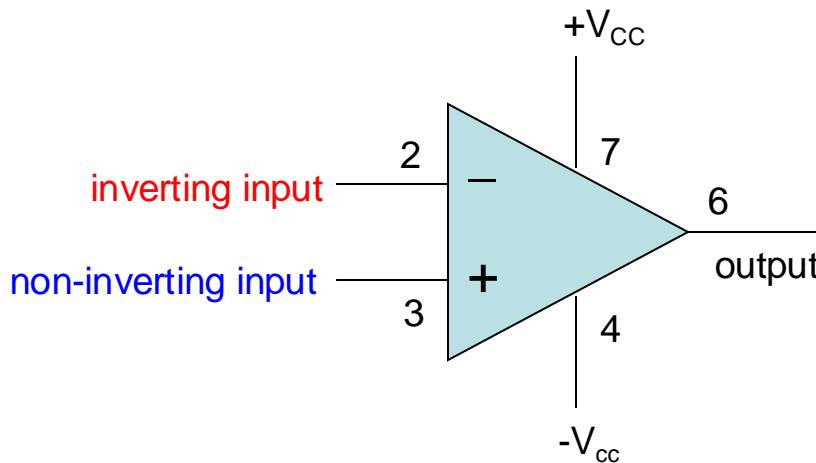


## Amplificatore operazionale

Un amplificatore operazionale è un circuito integrato, costituito principalmente di transistor a giunzione bipolare, che **amplifica l'ampiezza di un segnale** in ingresso grazie ad **un'alimentazione fornita esternamente in maniera duale**.

$$V_{out} = A (V_{in^+} - V_{in^-})$$

# Amplificatori operazionali



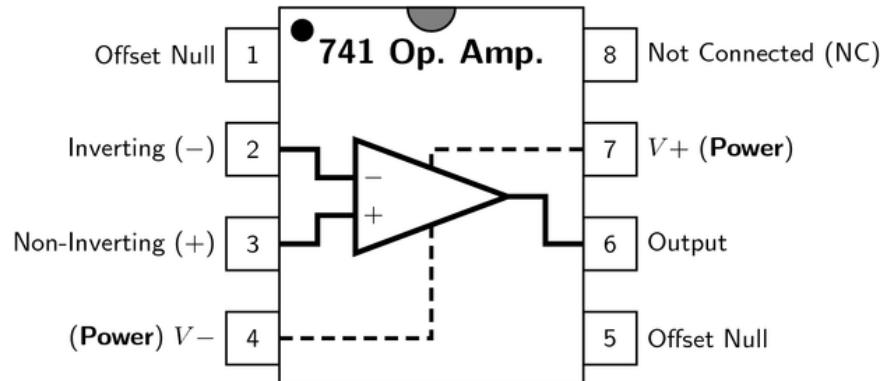
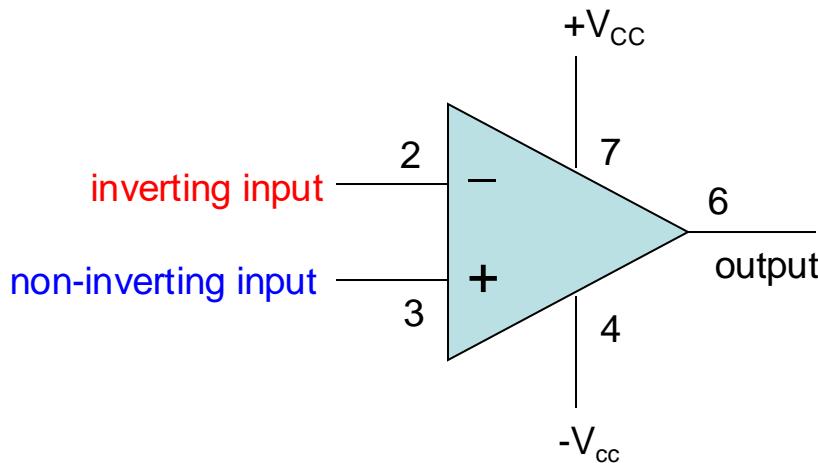
## Amplificatore operazionale

- Ingressi differenziali
- Guadagno differenziale molto alto (in realtà c.a.  $10^5$ , con tolleranze  $< 20\%$ )
- Guadagno nel modo comune nullo (in realtà CMRR = c.a. 100 dB \*)
- Impedenza d'ingresso molto alta (in realtà c.a.  $10^6 \Omega$ )
- Impedenza in uscita nulla (indipendente dal carico, vero fino a c.a. 20 mA)
- "Sfasamento" nullo tra ingresso ed uscita
- Larghezza di banda infinita (in realtà c.a. MHz, slew rate  $1 - 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ )

Il segnale in uscita è limitato dai valori di alimentazione  $V_0 \in [-V_{cc}, +V_{cc}]$

\* attenuazione in decibel  $A = -20 \log_{10} (V_{out}/V_{in})$

# Amplificatori operazionali



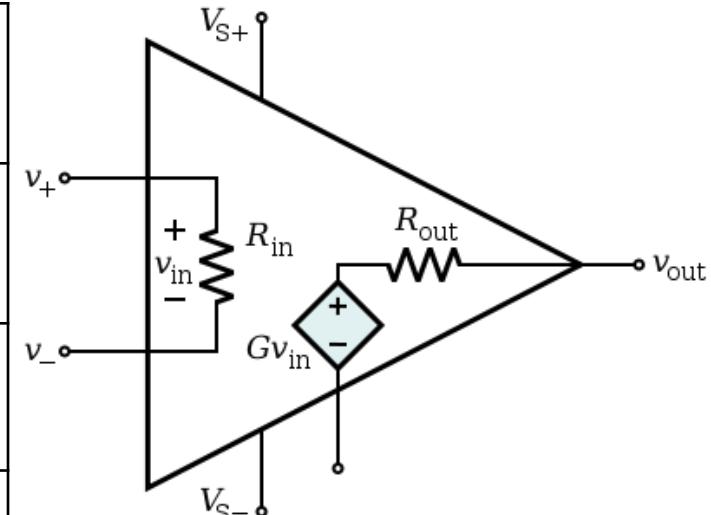
## Alimentazione:

- spesso indicati come " $+V_{cc}$ " e " $-V_{cc}$ "
- in generale sono due alimentazioni indipendenti e possono essere usati due valori, anche differenti (noi, in un'esperienza, utilizzeremo  $-1V$  e  $5V$ )  
→ sarebbe più corretto parlare di  $V_{cc}^+$  e  $V_{cc}^-$

$$V_0 \in [-V_{cc}, +V_{cc}]$$

# Amplificatori operazionali

	Ideal	Practical (LM741)
Open Loop gain $A$	$\infty$	$10^5$
Gain-Bandwidth Product $GBP$	$\infty$	1MHz
Input Impedance $Z_{in}$	$\infty$	0.3-2M $\Omega$
Output Impedance $Z_{out}$	0 $\Omega$	10-100 $\Omega$
Output Voltage $V_{out}$	Depends only on $V_d = (V_+ - V_-)$ Differential mode signal	Depends slightly on average input $V_c =$ $(V_+ + V_-)/2$ Common- Mode signal
CMRR	$\infty$	80-100dB



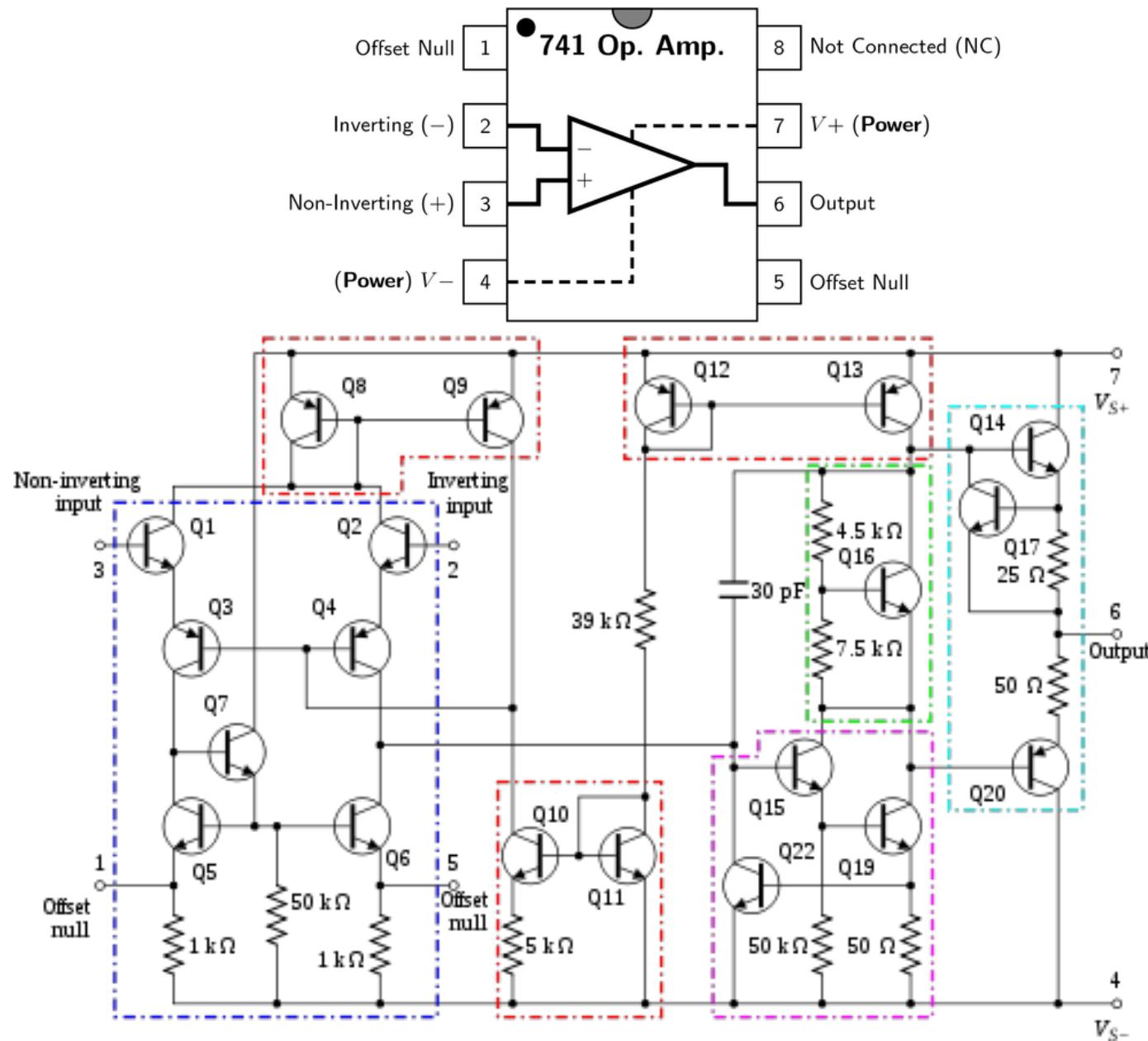
# Amplificatori operazionali

<https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group1/d6/9e/4e/8a/fa/65/4c/d0/CD00001252/files/CD00001252.pdf;jcr:content/translations/en.CD00001252.pdf>

Table 3. Electrical characteristics at  $V_{CC} = \pm 15$  V,  $T_{amb} = 25$  °C  
(unless otherwise specified)

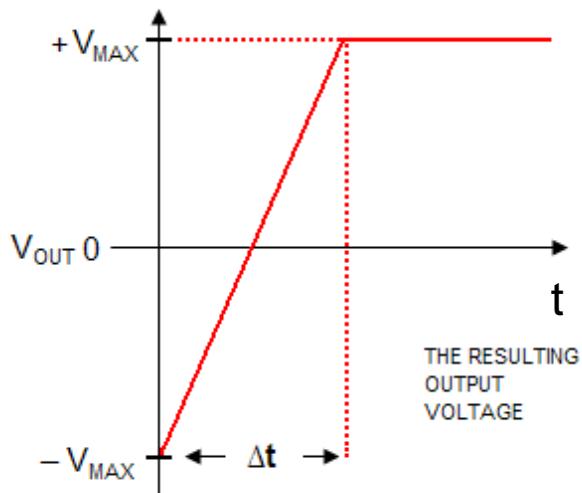
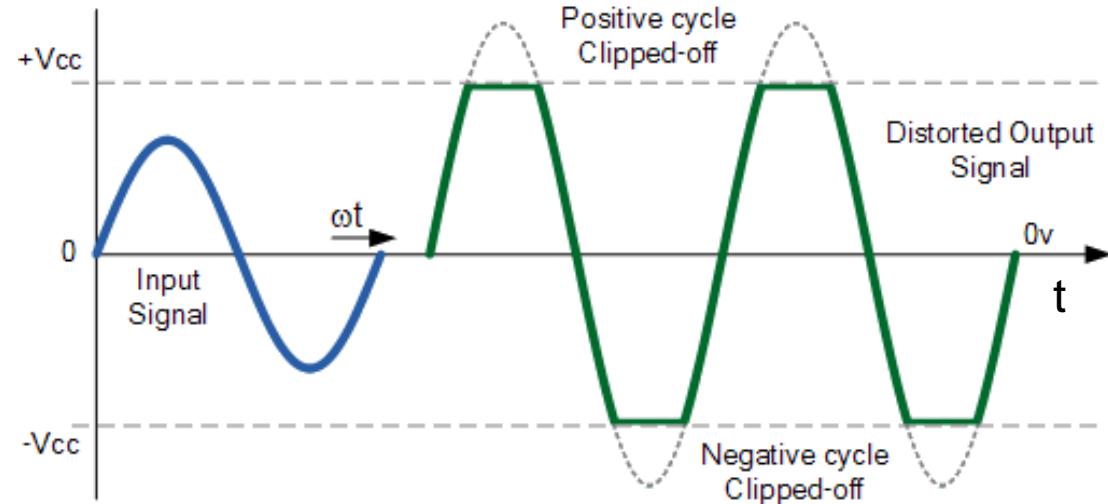
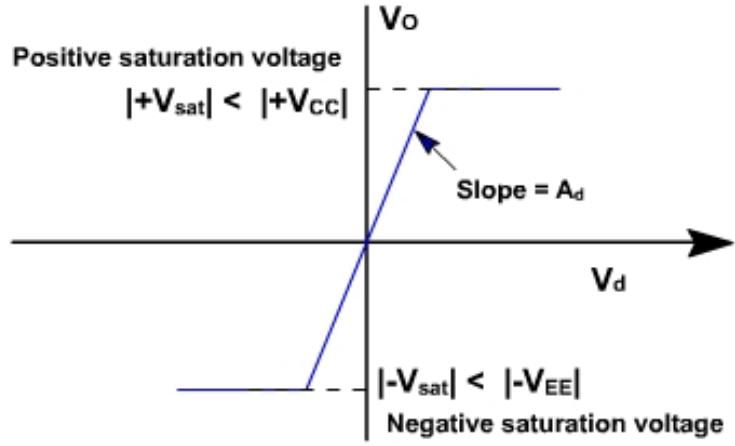
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{io}$	Input offset voltage ( $R_s \leq 10$ kΩ) $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	5 6	mV
$I_{io}$	Input offset current $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 70	nA
$I_{ib}$	Input bias current $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10	100 200	
$A_{vd}$	Large signal voltage gain ( $V_o = \pm 10$ V, $R_L = 2$ kΩ) $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply voltage rejection ratio ( $R_s \leq 10$ kΩ) $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	77 77	90		dB
$I_{cc}$	Supply current, no load $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.7	2.8 3.3	mA
$V_{icm}$	Input common mode voltage range $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	$\pm 12$ $\pm 12$			V
CMR	Common mode rejection ratio ( $R_s \leq 10$ kΩ) $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 70	90		dB
$I_{os}$	Output short circuit current	10	25	40	mA
$\pm V_{opp}$	Output voltage swing $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 10$ kΩ $R_L = 2$ kΩ $R_L = 10$ kΩ $R_L = 2$ kΩ	12 10 12 10	14 13		V
SR	Slew rate $V_i = \pm 10$ V, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = 100$ pF, unity gain	0.25	0.5		V/μs
$t_r$	Rise time $V_i = \pm 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = 100$ pF, unity gain		0.3		μs
$K_{ov}$	Overshoot $V_i = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = 100$ pF, unity gain		5		%
$R_i$	Input resistance	0.3	2		MΩ

# Amplificatori operazionali



# Applicazioni non lineari di Op-Amp

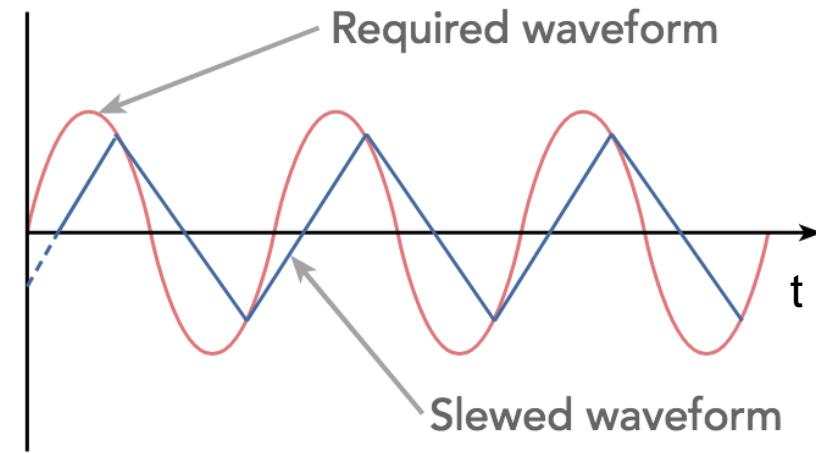
Op-Amp operato in saturazione ("open loop"):  $V_{out} = A (V^+ - V^-)$



$$SLEW RATE = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t},$$

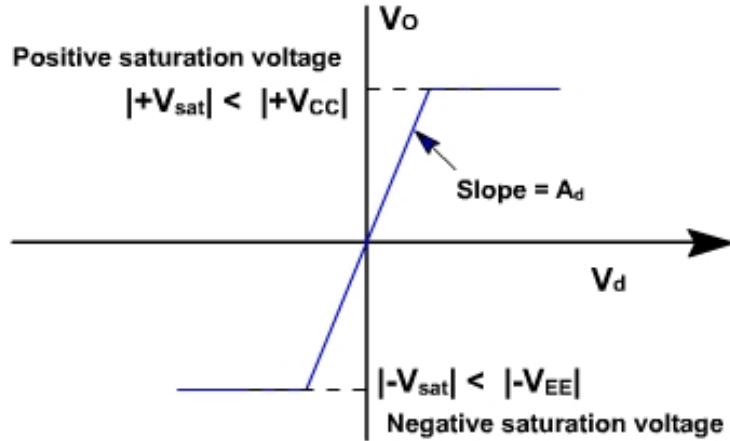
where  $\Delta V_{OUT} = +V_{MAX} - (-V_{MAX})$

units (V/μs)



# Applicazioni non lineari di Op-Amp

Op-Amp operato in saturazione ("open loop"):  $V_{out} = A (V^+ - V^-)$



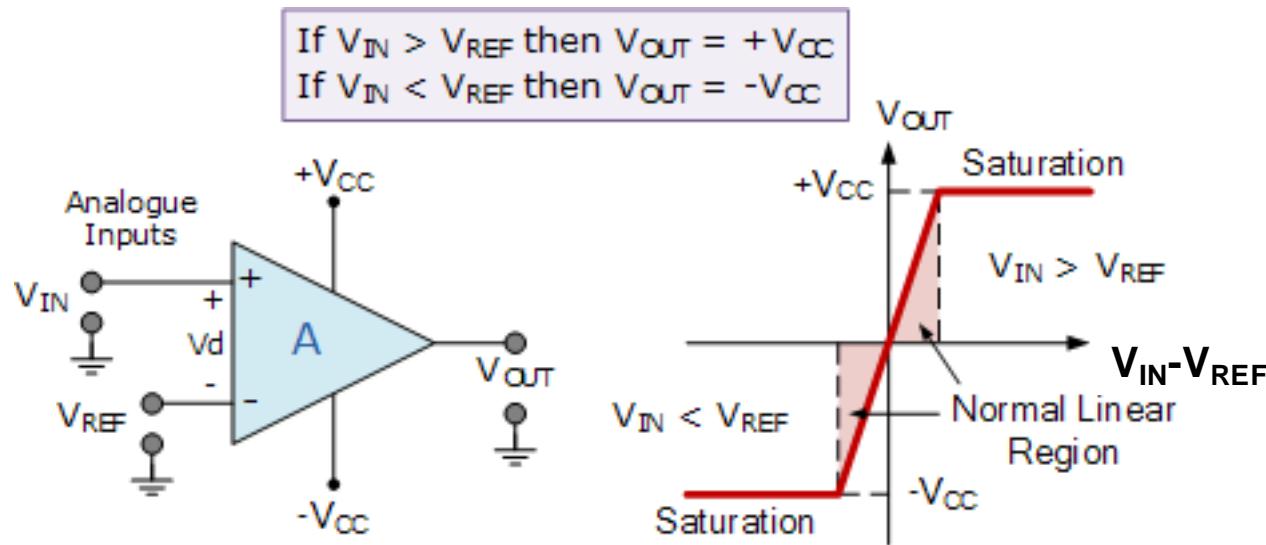
Quanto è "larga" la zona lineare?

- $A \sim 10^5$
- $|V_{cc}| \sim 10 \text{ V} \sim |V_{out}|^{\text{MAX}}$

$$\rightarrow |V_{out}|^{\text{MAX}} / A \sim 10 \text{ V} / 10^5 = 10^{-4} \text{ V} = 0.1 \text{ mV} = |V_d|^{\text{linear}}$$

# Comparatore

## Applicazione non lineare: 1 bit ADC converter / Comparatore



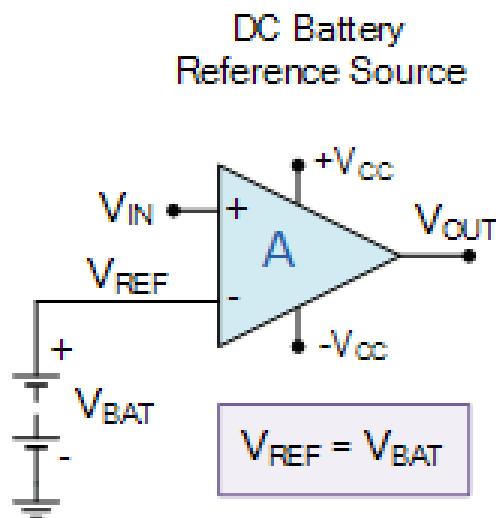
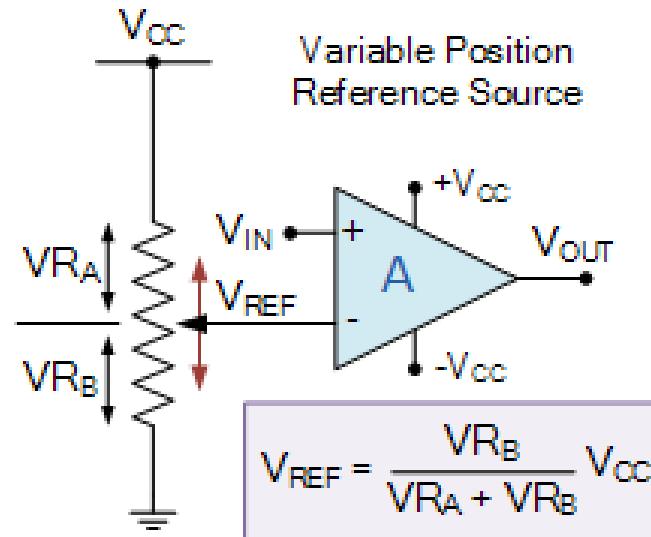
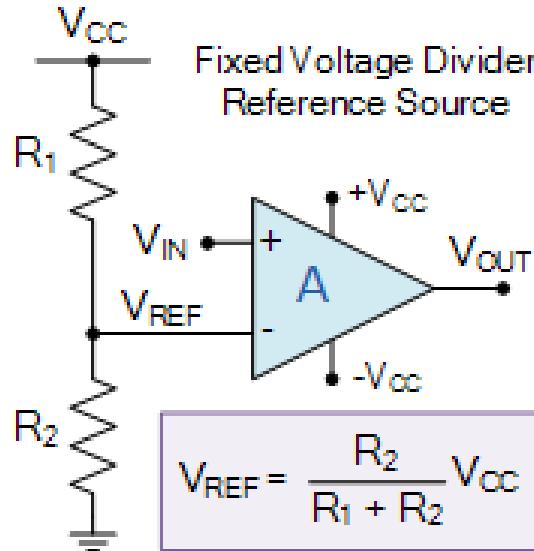
- $V_{IN} > V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = +V_{CC} (*)$
- $V_{IN} < V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = -V_{CC} (*)$

A causa del grande guadagno a loop aperto, la zona lineare è trascurabile

(\*) in realtà l'op-amp satura a  $V_{+SAT} < +V_{CC}$  e  $V_{-SAT} < -V_{CC}$  ;  
per amplificatori ideali spesso si assume  $|V_{SAT}|^{+/-} = |V_{CC}|^{+/-}$

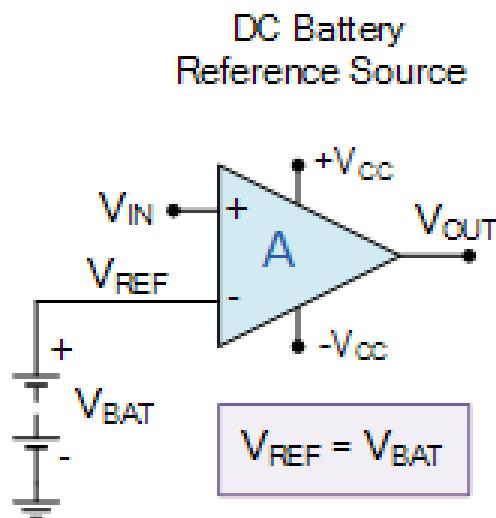
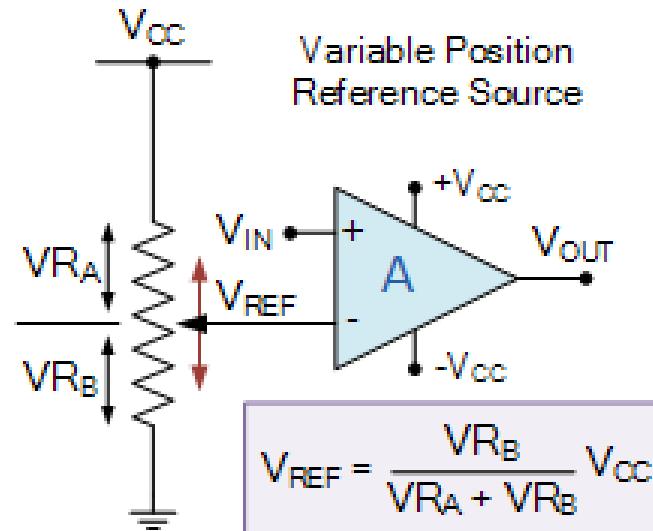
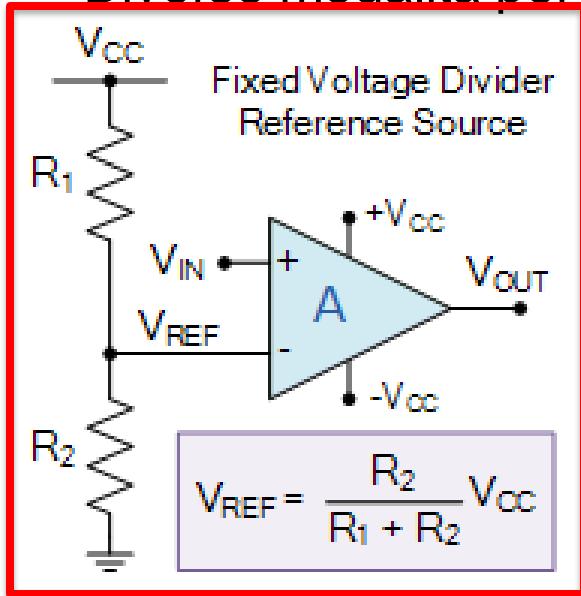
# Comparatore

Diverse modalità per definire la tensione di riferimento

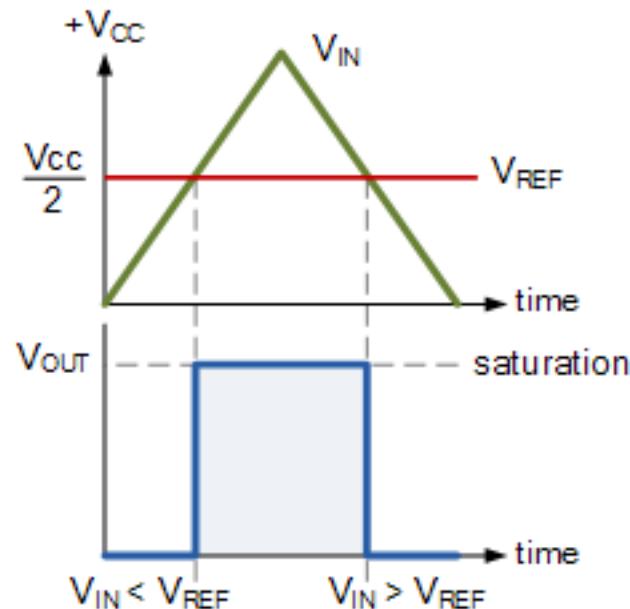
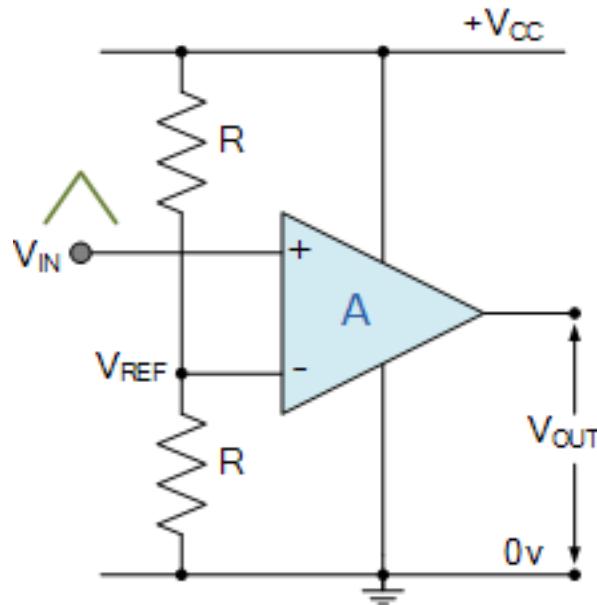


# Comparatore

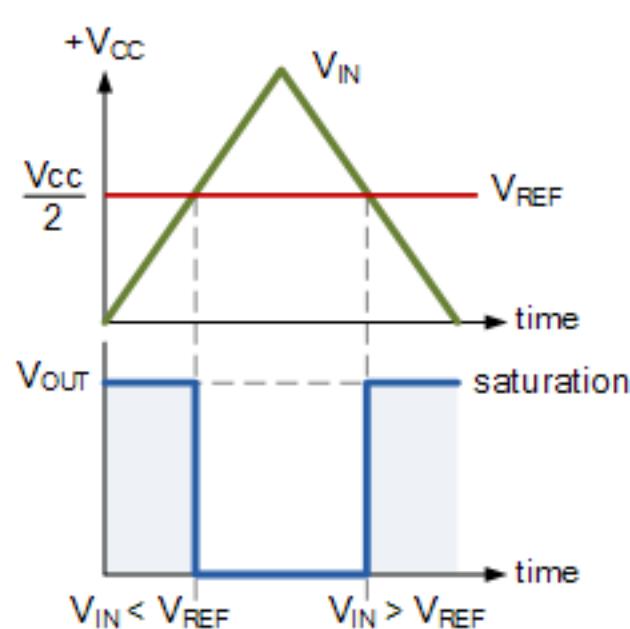
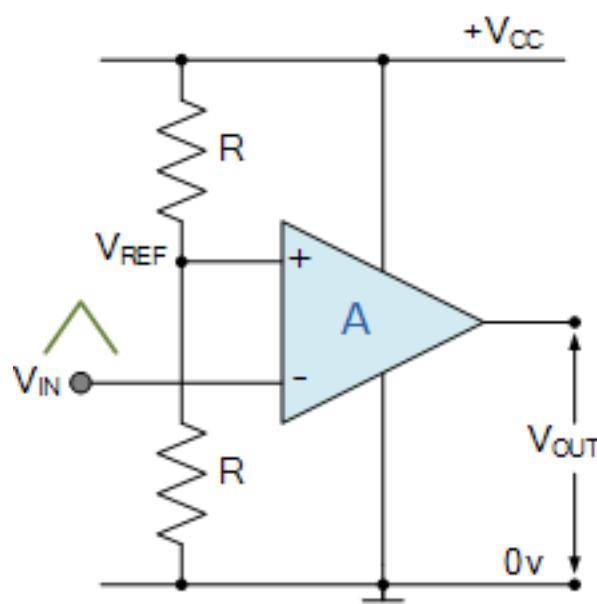
Diverse modalità per definire la tensione di riferimento



# Comparatore



Comparatore  
non invertente

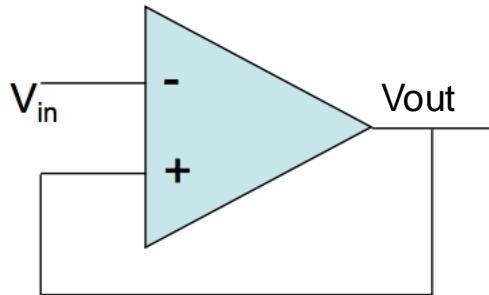


Comparatore  
invertente

# Reti di feedback

Per poter operare un op-amp in condizioni più flessibili, si introduce un circuito di **feedback** o retroazione

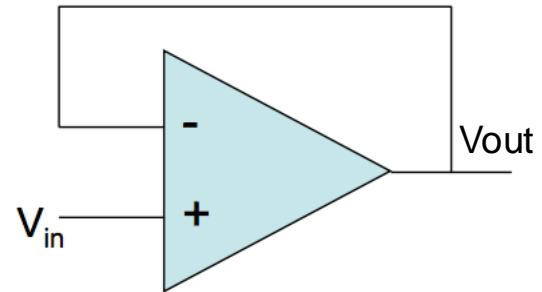
## POSITIVE FEEDBACK



Se  $V_{out}$  è poco maggiore/minore di  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  tende ad aumentare fino a  $+/ - V_{cc}$

Soggetto a oscillazioni e derive, poco interessante

## NEGATIVE FEEDBACK



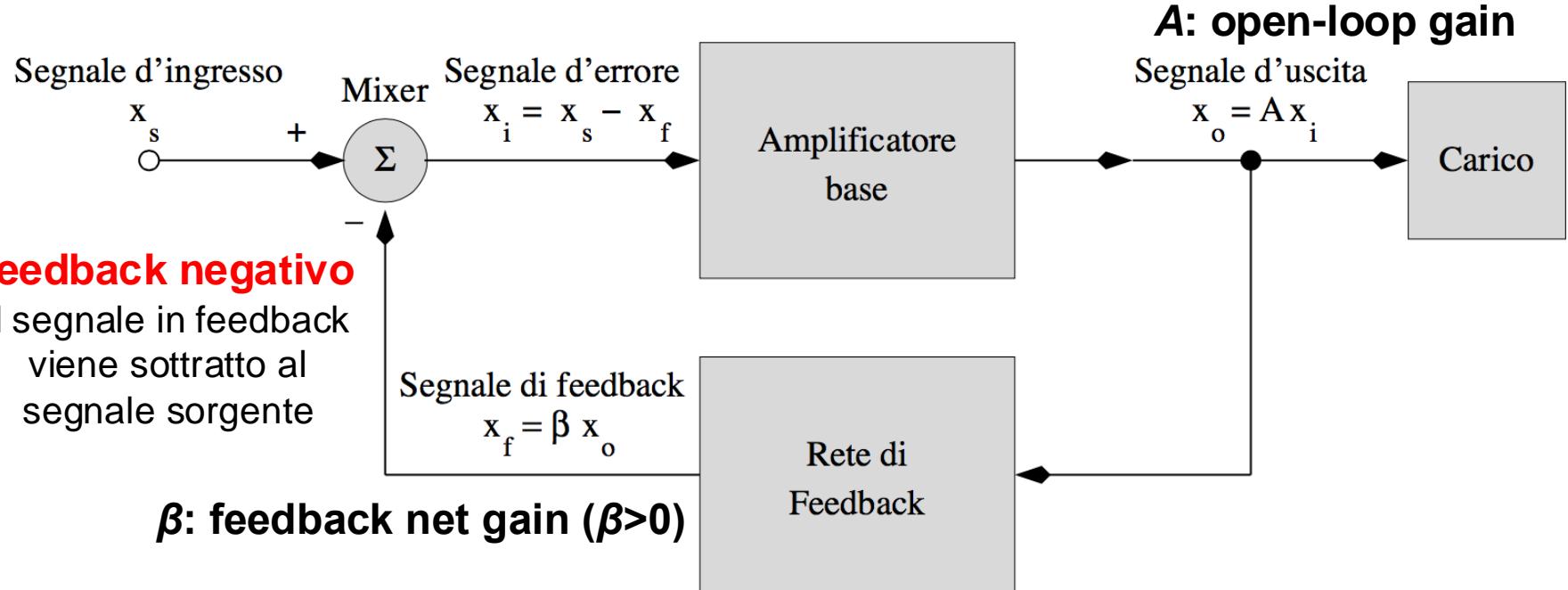
Se  $V_{out} > V_{in}$ ,  $V_{out}$  tende a diminuire “correggendo” la differenza

Se  $V_{out} < V_{in}$ ,  $V_{out}$  tende ad aumentare “correggendo” la differenza

**Circuito autoregolante**,  $V_{out}$  tende a diventare uguale a  $V_{in}$

# Reti di feedback

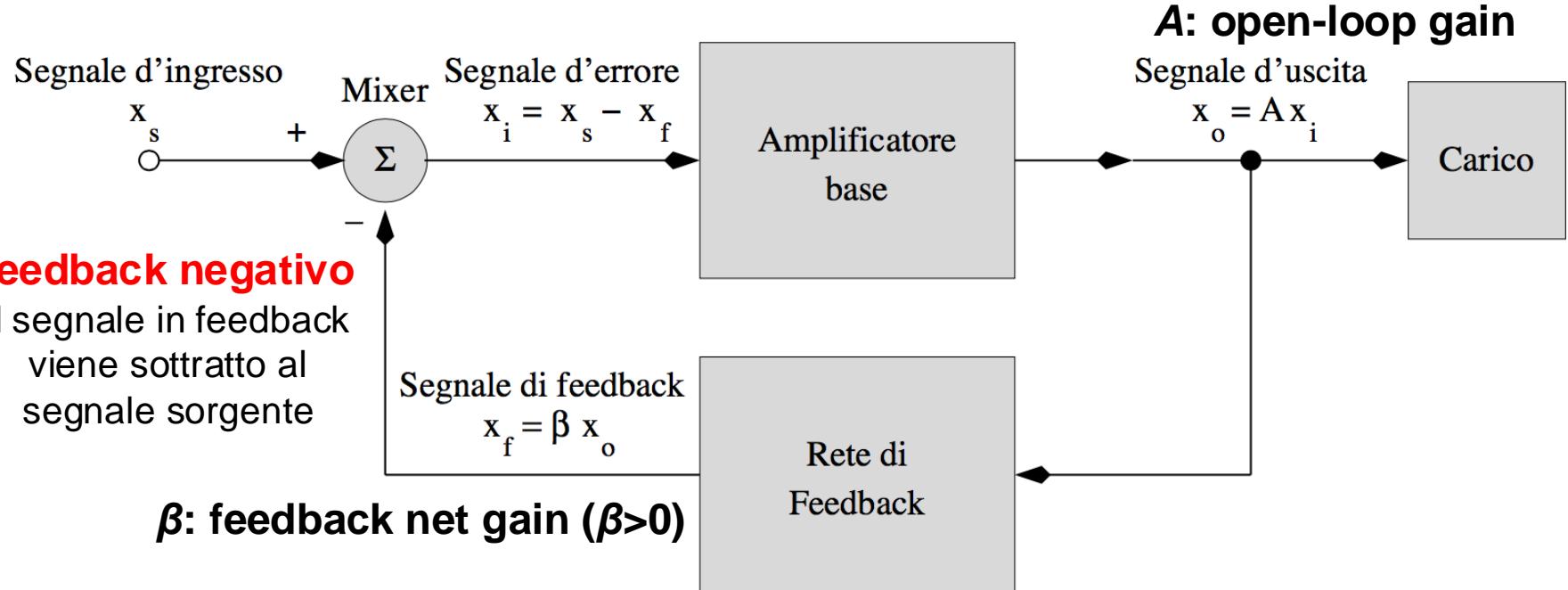
Per poter operare un op-amp in condizioni più flessibili, si introduce un circuito di **feedback** o retroazione



$$\begin{cases} x_o = Ax_i \\ x_f = \beta x_o \\ x_i = x_s - x_f \end{cases} \quad A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{Ax_i}{x_i + x_f} = \frac{Ax_i}{x_i + \beta Ax_i} = \frac{Ax_i}{x_i (1 + \beta A)}$$

# Reti di feedback

Per poter operare un op-amp in condizioni più flessibili, si introduce un circuito di **feedback** o retroazione



$$\begin{cases} x_o = Ax_i \\ x_f = \beta x_o \\ x_i = x_s - x_f \end{cases}$$
$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad A_f < A$$

il guadagno con feedback negativo è minore del guadagno a loop aperto

## Reti di feedback

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

**$A_f$ : guadagno dell'op-amp con feedback invertente**

$A$ : guadagno a loop-aperto (senza feedback)

$\beta$ : guadagno del circuito di feedback

$A_f < A$  il guadagno con feedback negativo è minore del guadagno a loop aperto

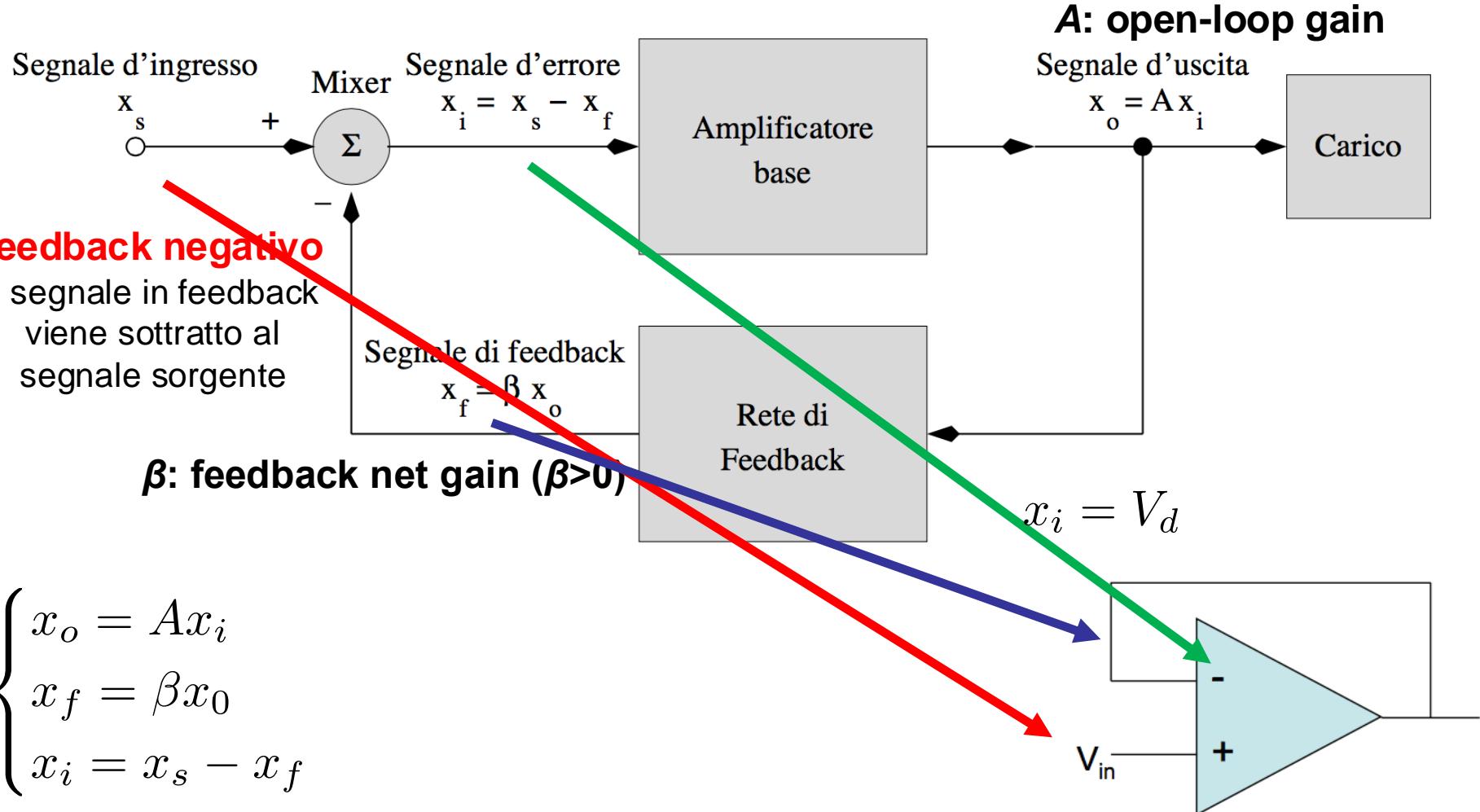
$A_f \xrightarrow{\beta A \gg 1} \frac{1}{\beta}$  il guadagno con feedback negativo è determinato completamente dalla rete di feedback (che può essere implementata “stabile” a piacere)

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{dA}{A} \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$$

il guadagno con feedback negativo è indipendente dalle fluttuazioni dell'open-loop gain  
(tipicamente molto grandi,  $> 10\%$ , e dipendenti dalla temperatura)

# Reti di feedback

Per poter operare un op-amp in condizioni più flessibili, si introduce un circuito di **feedback** o retroazione



## Reti di feedback

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

**$A_f$ : guadagno dell'op-amp con feedback invertente**

$A$ : guadagno a loop-aperto (senza feedback)

$\beta$ : guadagno del circuito di feedback

$A_f < A$  il guadagno con feedback negativo è minore del guadagno a loop aperto

$A_f \xrightarrow{\beta A \gg 1} \frac{1}{\beta}$  il guadagno con feedback negativo è determinato completamente dalla rete di feedback (che può essere implementata "stabile" a piacere)

$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{dA}{A} \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$  il guadagno con feedback negativo è indipendente dalle fluttuazioni dell'open-loop gain  
(tipicamente molto grandi,  $> 10\%$ , e dipendenti dalla temperatura)

$x_i = \frac{x_0}{A} = \frac{1}{1 + \beta A} x_s \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$  il segnale  $x_i = x_s - x_f$  ai capi dell'amplificatore è trascurabile:  
PRINCIPIO DEL CORTO VIRTUALE

Si preferisce quindi disegnare op-amp con alti guadagni  $A$  a loop aperto e determinare con precisione il guadagno  $1/\beta$  per mezzo di un feedback negativo implementato con componenti passivi (maggior controllo)

# Regole d'oro dell'operazionale

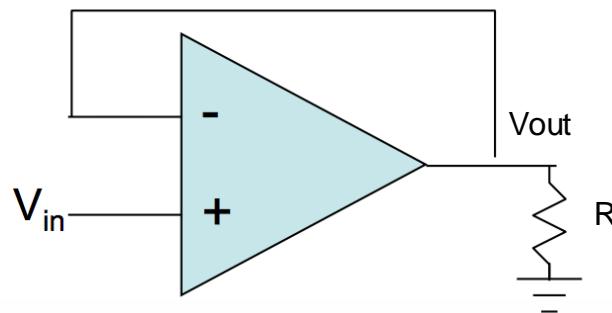
Un amplificatore operazionale ideale operato in una qualunque configurazione con **feedback negativo** obbedisce alle seguenti regole:

- **PRINCIPIO DEL CORTO VIRTUALE:** l'op-amp opera in modo da mandare a zero la differenza di potenziale tra i capi di input invertente e non invertente
- **REGOLA DELLA CORRENTE:** la corrente erogata o assorbita dagli input dell'op-amp è nulla (vera anche senza feedback negativo)

Per un op-amp reale, si osservano:

- differenze di potenziale agli input inferiori a 1 mV
- correnti massime di decine di nA.

# Buffer



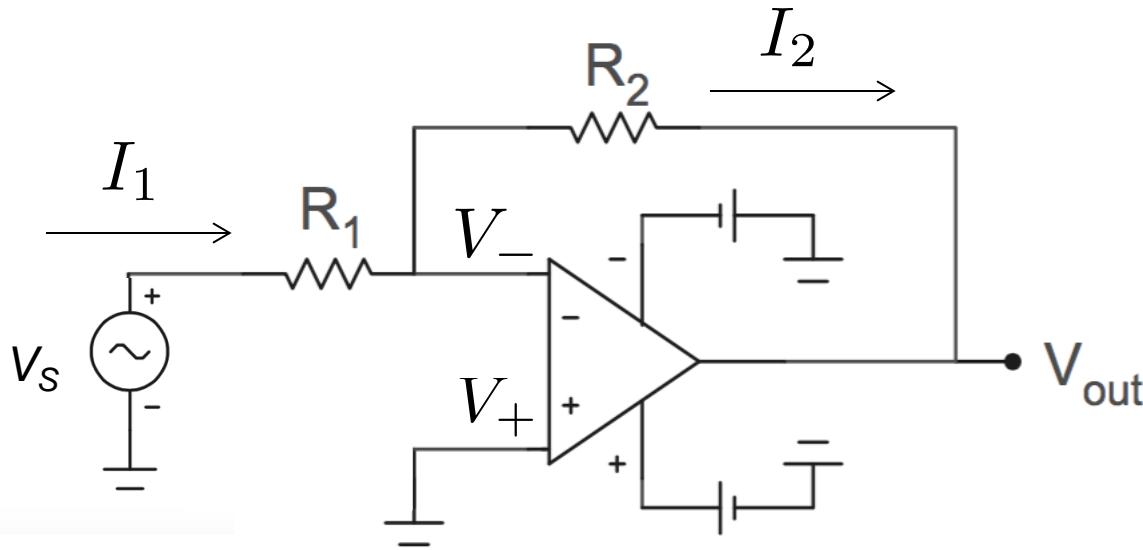
Feedback negativo con carico: **BUFFER** o **INSEGUITORE DI TENSIONE**

L'op-amp tira corrente ( $V_{in} < 0$ ) o eroga corrente ( $V_{in} > 0$ ) attraverso il carico forzando  $V_{out}$  a diventare uguale a  $V_{in}$ .

Circuito utilizzato **per disaccoppiare parti di circuito** senza preoccuparsi delle impedenze. Ricordiamo che:

- impedenza ingresso op-amp infinita: non fluisce corrente nel pin V+
- impedenza uscita op-amp nulla
- posso interfacciare un circuito ad alta impedenza con un circuito a bassa impedenza senza che il generatore (che alimenta il primo) consumi troppa potenza.
- i due circuiti sono disaccoppiati, il circuito di carico non modifica la tensione erogata dal circuito sorgente

# Amplificatore invertente



Terminali input a “ground virtuale”  $I_1 = (V_s - V_-)/R_1 = V_s/R_1$

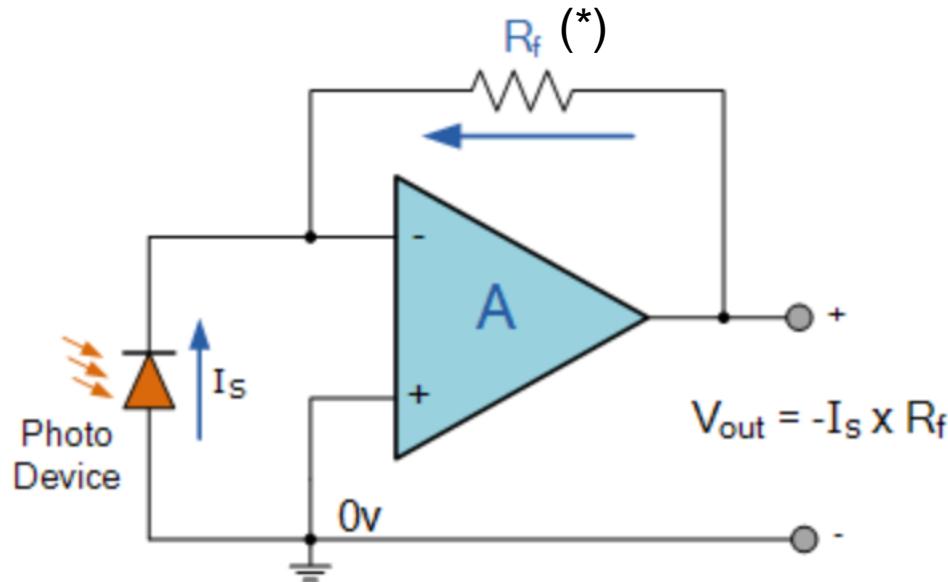
L'op. amp. non assorbe corrente  $I_2 = I_1$

$$(V_- - V_o) = R_2 I_2 = V_s \cdot R_2 / R_1$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Il segnale in uscita è amplificato di un fattore  $-R_2/R_1$   
Il segno “-” lo rende un amplificatore invertente

# Amplificatore invertente in transimpedenza

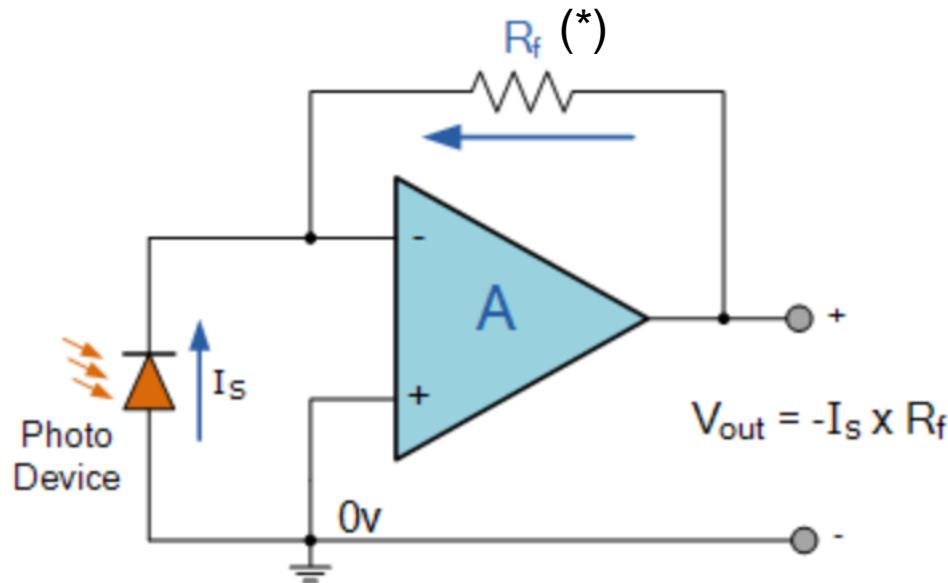


Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente  $V_o = -I_s R_f$

**Convertitore corrente – tensione:** genera un output in tensione proporzionale all'intensità di corrente generata dal generatore. Generalmente utilizzato per rivelare piccole intensità di corrente  
(Sono generatori di corrente: fotodiodi, fotomoltiplicatori al silicio, ...)

(\*) nel caso di un convertitore corrente-tensione, la resistenza del sistema viene anche indicata in gergo come "transimpedenza"

# Amplificatore invertente in transimpedenza



Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente  $V_o = -I_s R_f$

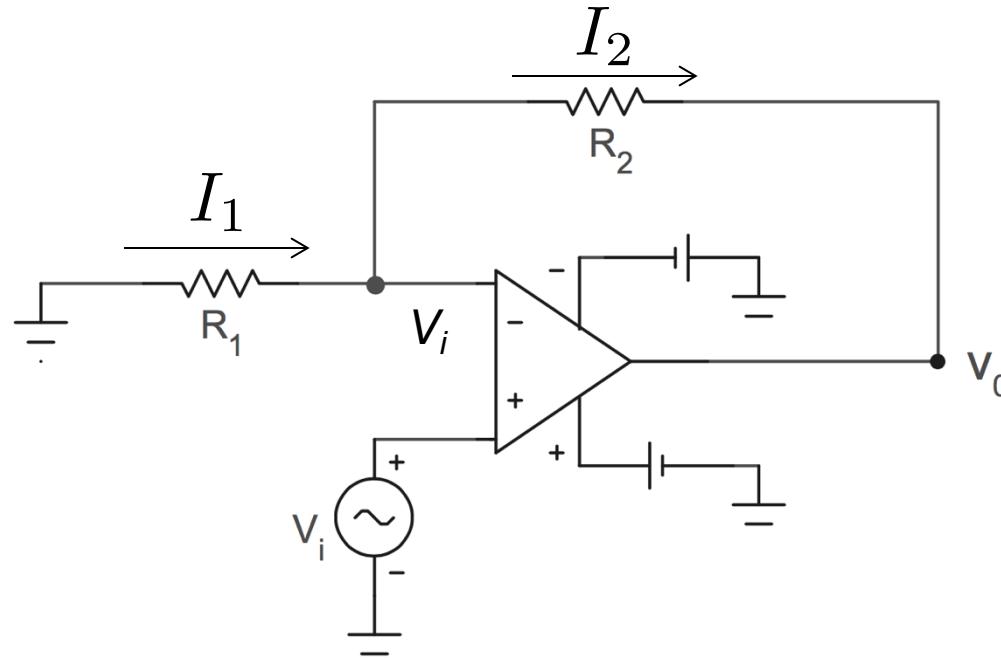
**Convertitore corrente – tensione:**

il "guadagno" è  $V_o / I_s = R_f$

→ il "guadagno" ha le dimensioni di una resistenza

(\*) nel caso di un convertitore corrente-tensione, la resistenza del sistema viene anche indicata in gergo come "transimpedenza"

# Amplificatore non-invertente



Terminali input in “corto virtuale”  $I_1 = (V_{GND} - V_i)/R_1 = -V_i/R_1$

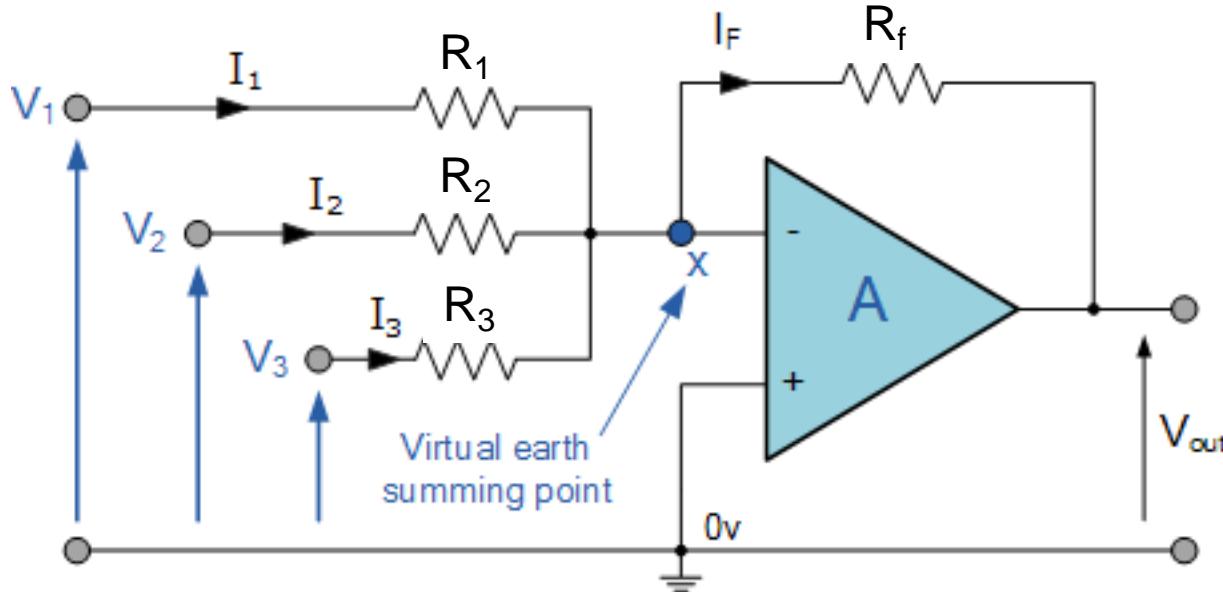
L'op. amp. non assorbe corrente  $I_2 = I_1$

$$(V_i - V_o) = R_2 I_2 = -V_i \cdot R_2/R_1$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Il segnale in uscita è amplificato di un fattore  $1 + R_2/R_1$   
Il segno “+” lo rende un amplificatore non invertente

# Amplificatore sommatore



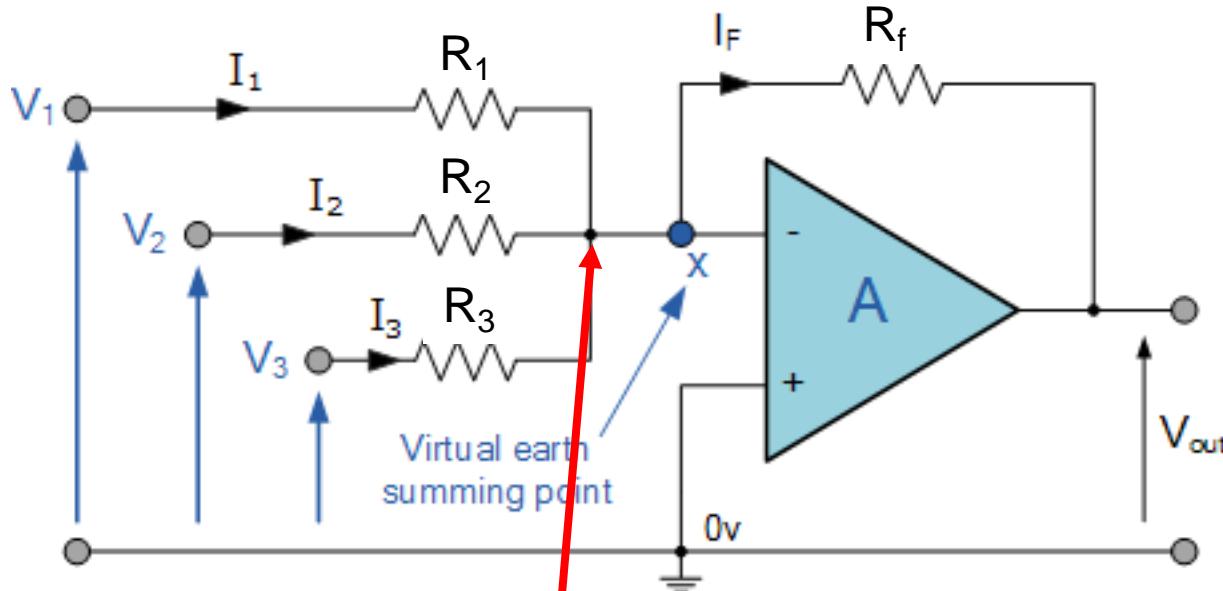
Stesse considerazioni per la configurazione non invertente, ma la corrente che fluisce lungo  $R_f$  è data dalla somma delle correnti in input

$$V_{out} = -R_f \cdot \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right) \text{ somma pesata delle tensioni in input}$$

Utilizzando il medesimo valore per resistenze di feedback e di input:

$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots)$$

# Amplificatore sommatore



Stesse considerazioni per la configurazione non invertente, ma la corrente che fluisce lungo  $R_f$  è data dalla somma delle correnti in input

$$V_{out} = -R_f \cdot \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right) \text{ somma pesata delle tensioni in input}$$

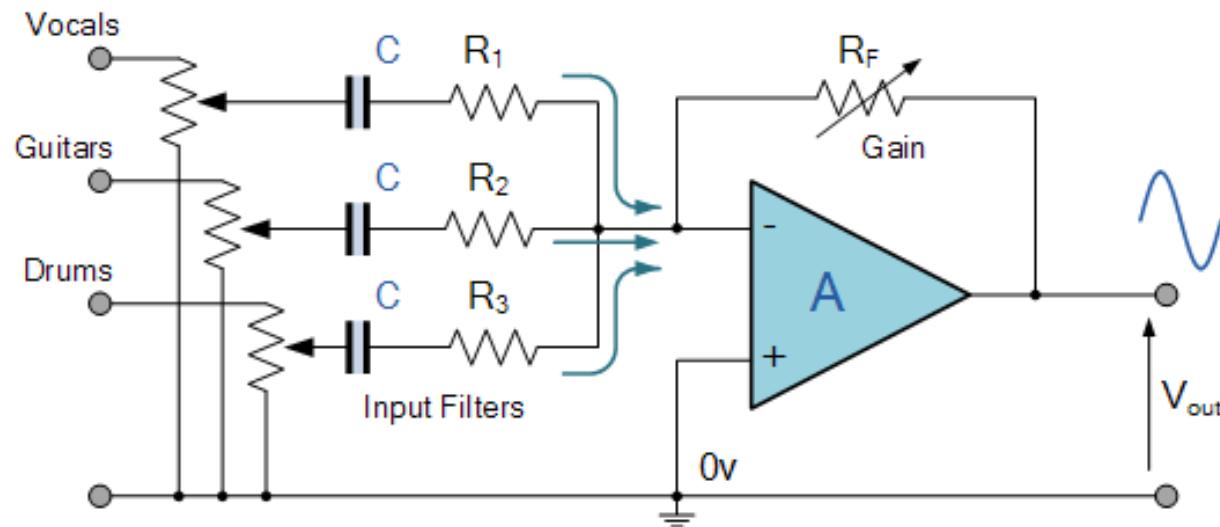
Utilizzando il medesimo valore per resistenze di feedback e di input:

$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots)$$

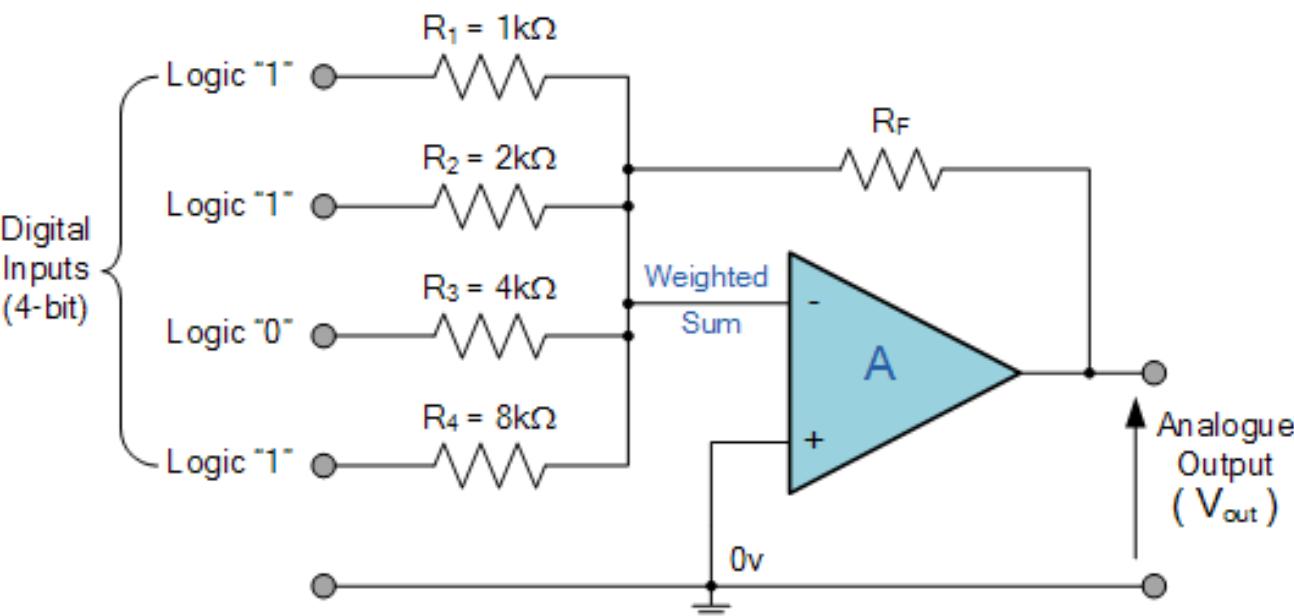
La "somma" in realtà è fatta dal corto fra gli  $N$  input. Il punto, di nuovo, è che l'output è fornito dall' op.amp. e quindi il carico è separato dagli input.

# Amplificatore sommatore

## Possibili applicazioni



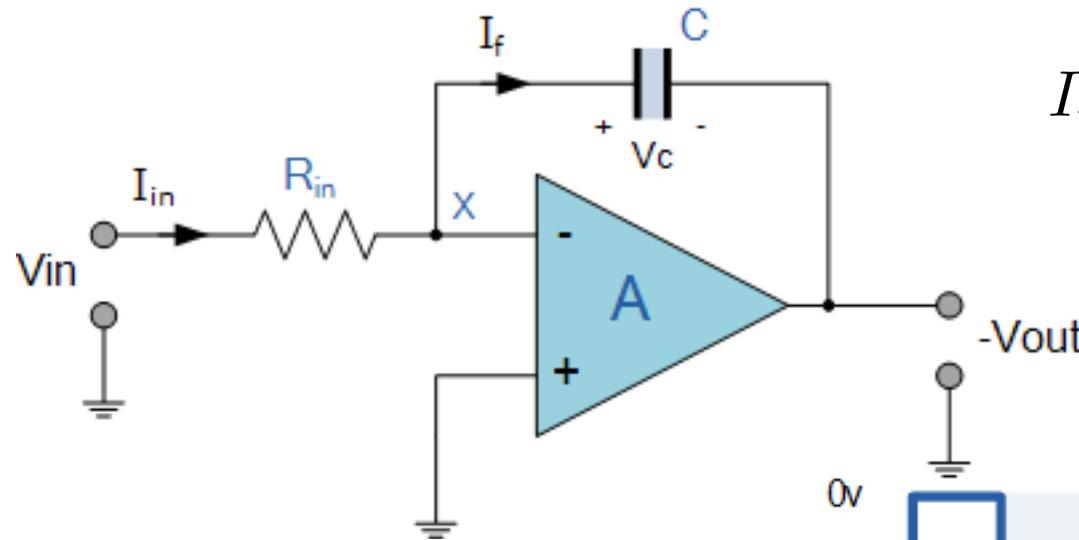
Sommatore di segnali  
da diverse sorgenti  
per analisi combinata



## Digital-to-Analog converter (DAC)

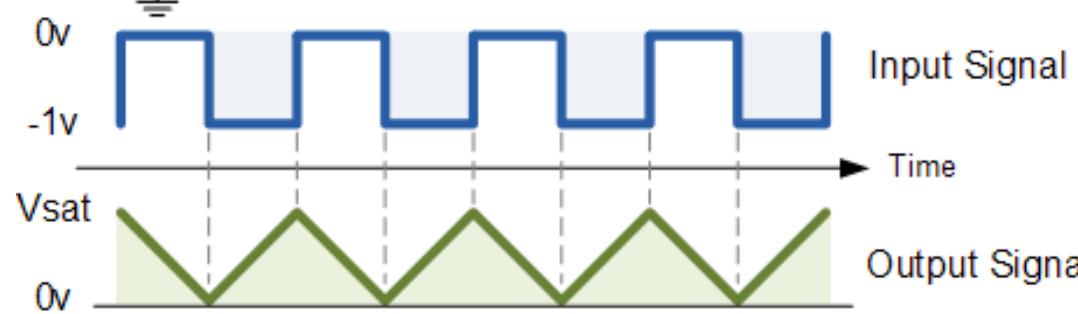
I bit digitali di una parola  
sono convertiti in tensione  
in base alla loro posizione  
nella parola.

# Integratore / Filtro passa basso



$$I_{in} = I_f \rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -C \frac{dV_{out}}{dt}$$

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$



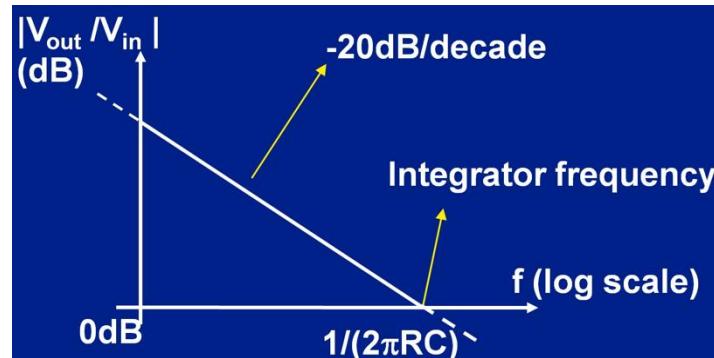
Caso semplice,  $V_{in}$  sinusoidale:

$$\int \sin(\omega t) dt \propto \frac{1}{\omega} \sin(\omega t)$$

quindi:

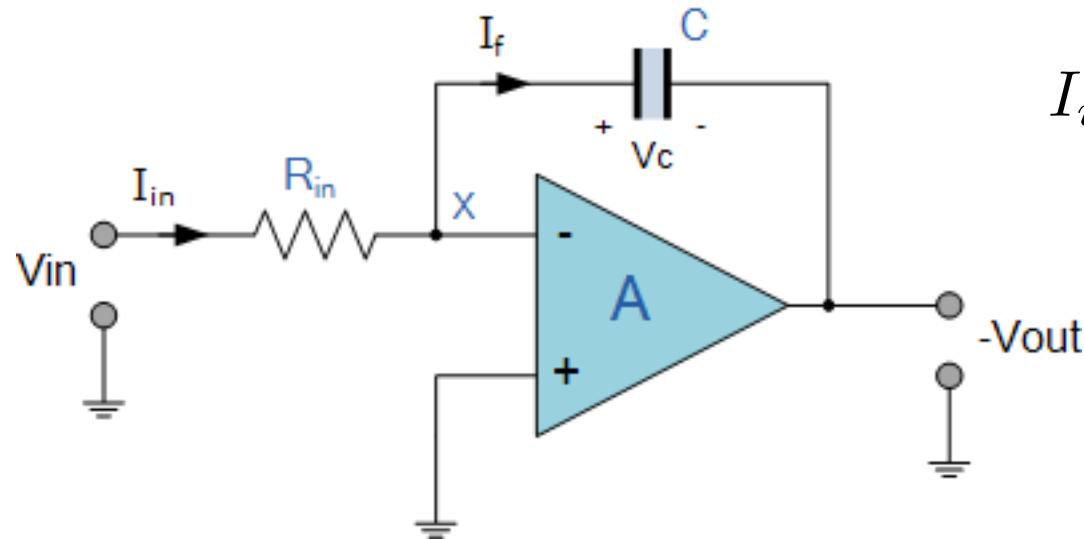
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{1}{2\pi RC f} = \frac{1}{\frac{f}{f_C}}$$

$$\text{con } f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$



retta solo  
in scala  
log-log!

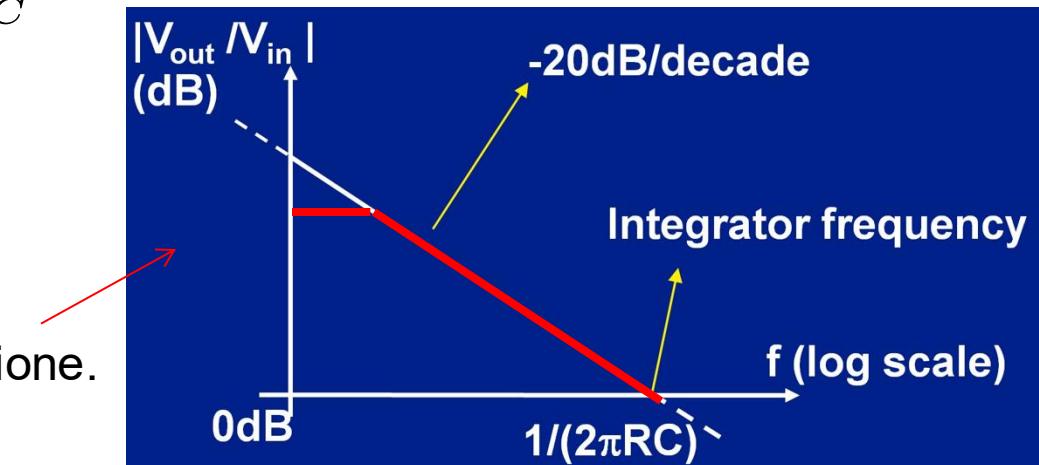
# Integratore / Filtro passa basso



$$I_{in} = I_f \rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -C \frac{dV_{out}}{dt}$$

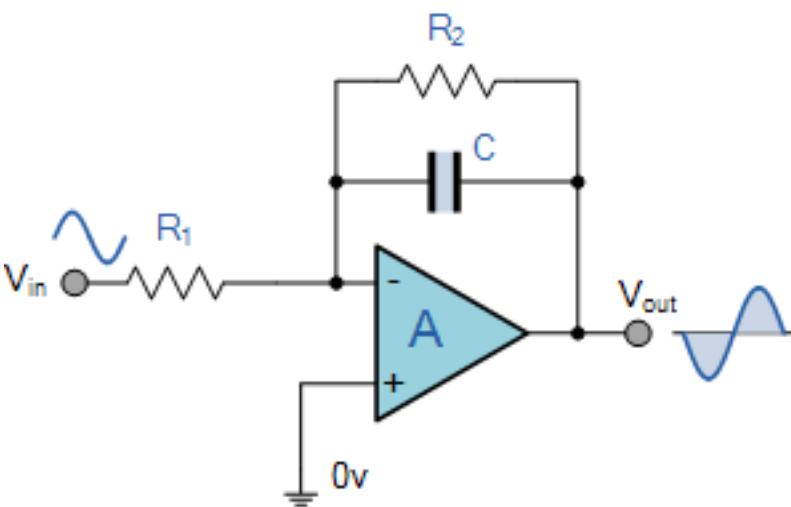
$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$

$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{1}{2\pi RC f} = \frac{1}{\frac{f}{f_C}} \quad f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$



a basse frequenze raggiungo la saturazione.

# Integratore / Filtro passa basso



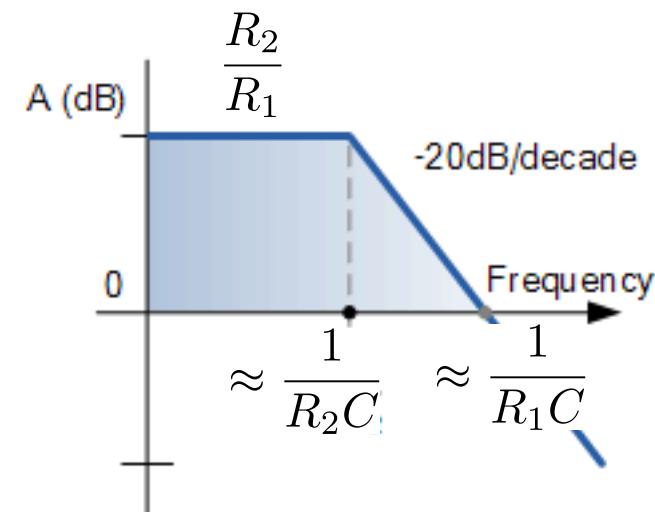
Aggiungo una resistenza ed estendo il calcolo precedente

$$\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \quad Z_{in} = R_1 \quad Z_{out} = Z_C \parallel Z_R$$

$$\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C}}{R_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + j\omega R_2 C}$$

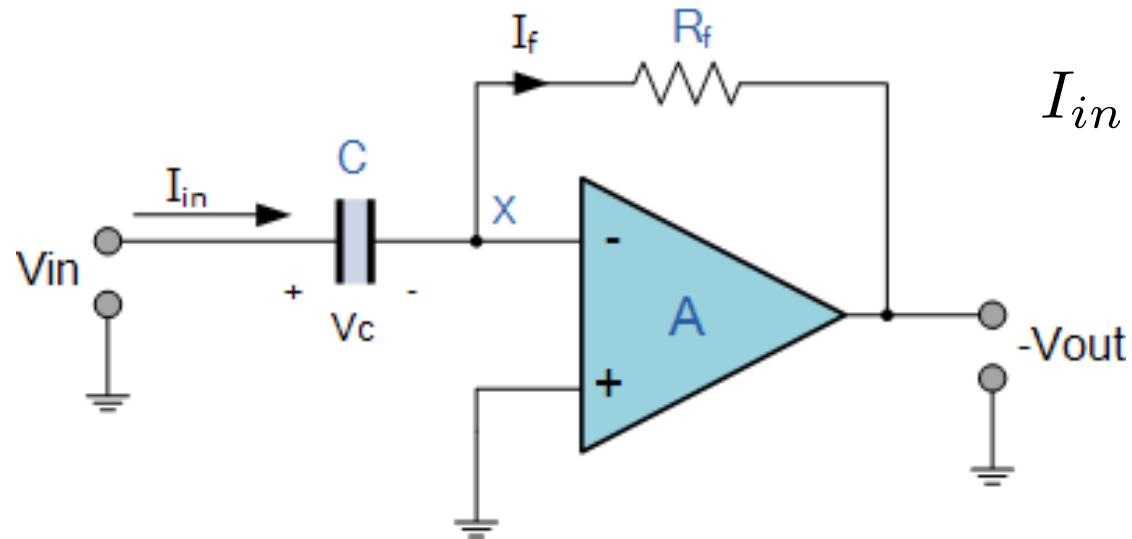
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

La resistenza di controllo regolarizza il guadagno a basse frequenze



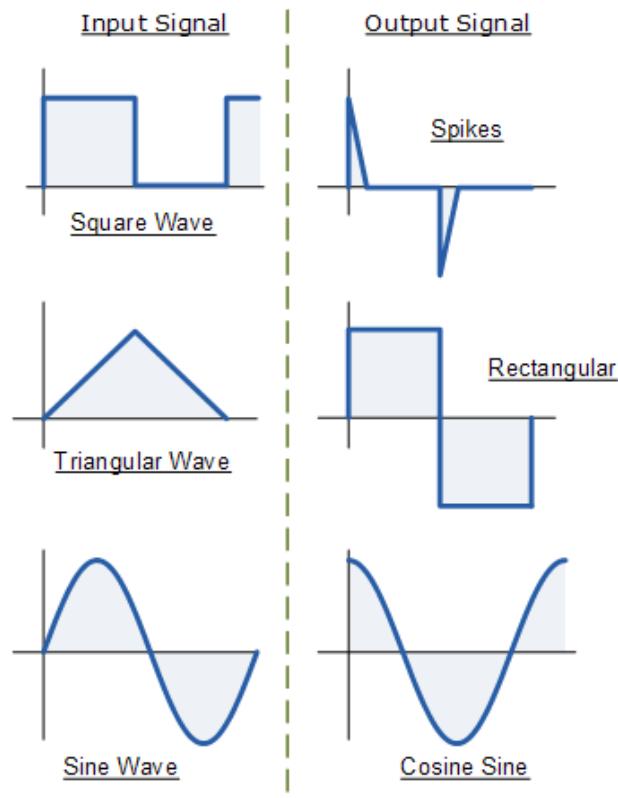
$$z = x + iy \rightarrow |z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

# Derivatore/ Filtro passa alto



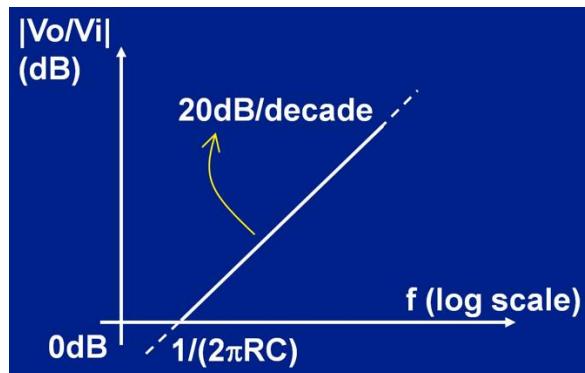
$$I_{in} = I_f \rightarrow C \frac{dV_{in}}{dt} = - \frac{V_{out}}{R}$$

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$



$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = 2\pi RC f = \frac{f}{f_C}$$

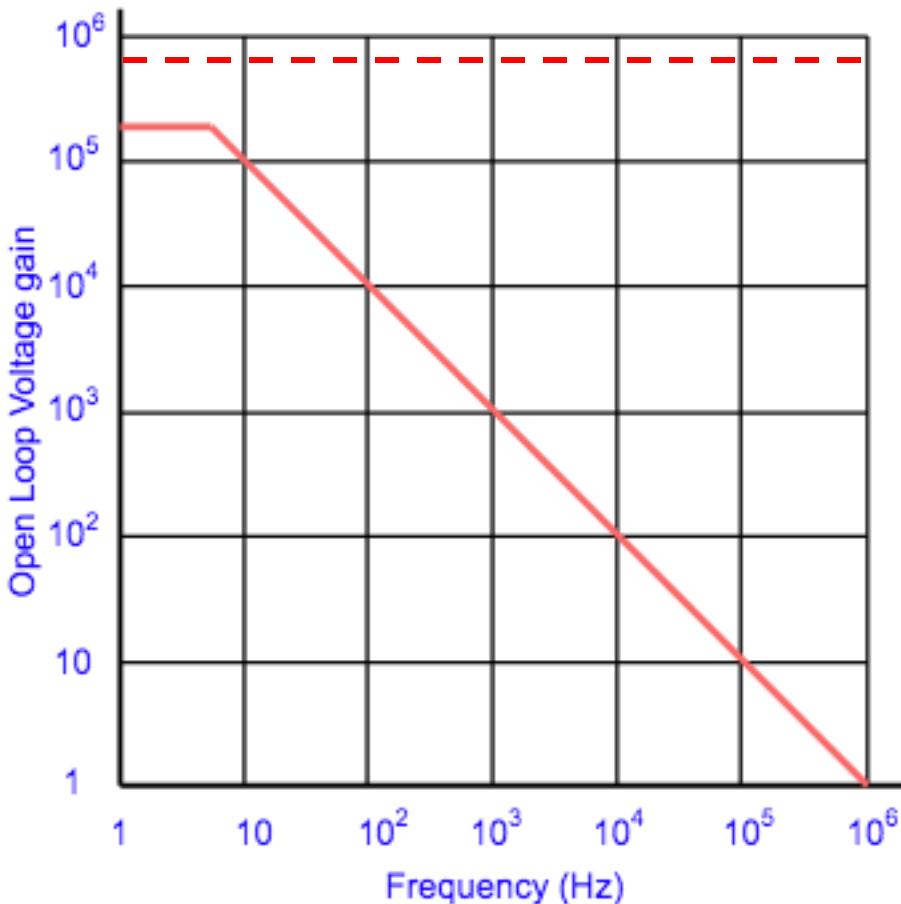
$$f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$



# Risposta in frequenza di op-amp

**Op-amp ideale:** nessuna dipendenza da  $f$ , amplifica ugualmente segnali a qualunque frequenza

**Op-amp reale:** banda limitata, il guadagno a loop aperto dipende dalla frequenza del segnale



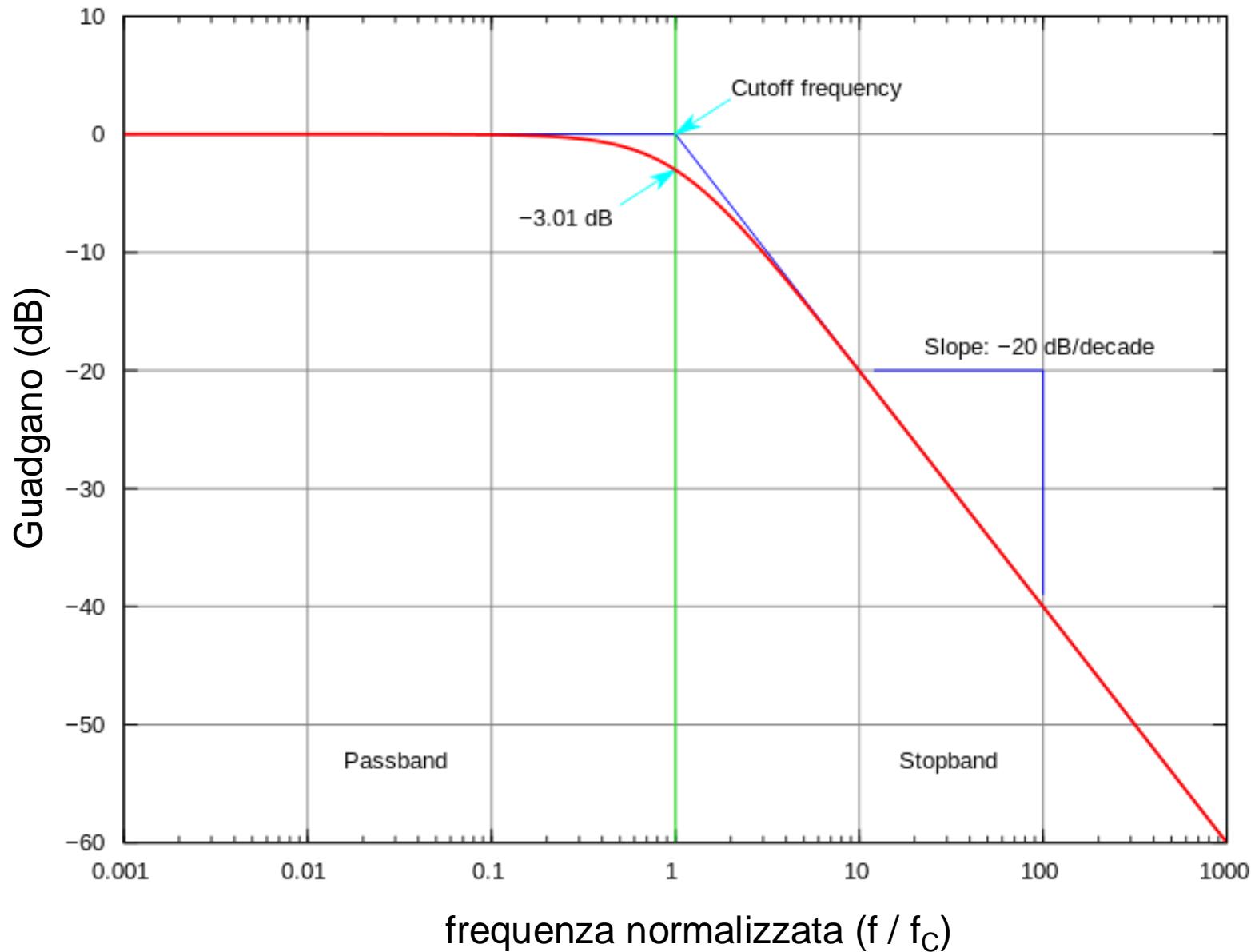
Risposta in frequenza di op-amp ideale  
(A infinito)

Guadagno a loop aperto di un op-amp reale

- massimo e “piatta” fino a c.a 10 Hz
- decresce con pendenza - 20dB/decade

# Risposta in frequenza di op-amp

“Diagramma di Bode”

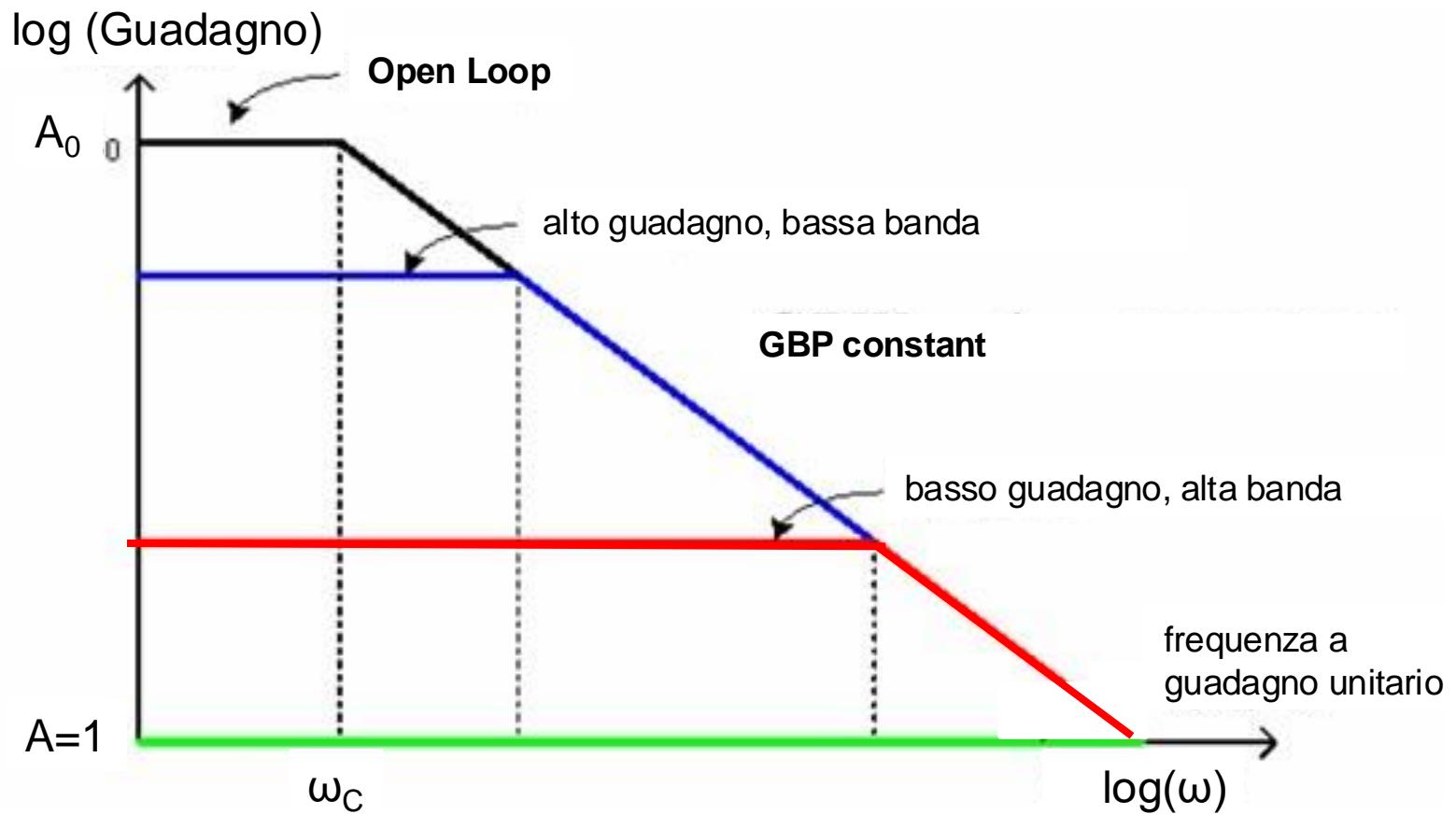


# Risposta in frequenza di op-amp

$$A_{0,f} = \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} \quad \omega_{C,f} = \omega_C(1 + \beta A_0)$$

$$A_0 \cdot \omega_C = A_{0,f} \cdot \omega_{C,f} \quad \text{Gain-BandWidth (GBW) product}$$

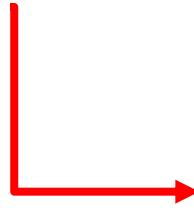
In presenza di feedback (negativo), il guadagno dell'amplificatore diminuisce e la banda passante aumenta in maniera da mantenere costante il prodotto tra guadagno e banda passante



# Risposta in frequenza di op-amp

$$A_{0,f} = \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} \quad \omega_{C,f} = \omega_C (1 + \beta A_0) \quad * \text{ vedi ultima slide}$$

$$A_0 \cdot \omega_C = A_{0,f} \cdot \omega_{C,f} \quad \text{Gain-BandWidth (GBW) product} = \text{GBP}$$



$$A_o \omega_c = \text{GBP} = 1 \omega_{c,fc}$$

frequenza a  
guadagno unitario

$$A_o \omega_c = \omega_{c,fc} = 1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$$

$$A_o \omega_c = 10^5 \omega_c = 10^6 \text{ Hz}$$

$$\rightarrow \omega_c = 10 \text{ Hz}$$

**Table 3. Electrical characteristics at  $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ ,  $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified) (continued)**

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
GBP	Gain bandwidth product $V_i = 10 \text{ mV}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $C_L = 100 \text{ pF}$ , $f = 100 \text{ kHz}$	0.7	1		MHz
$A_{vd}$	Large signal voltage gain ( $V_o = \pm 10 \text{ V}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ) $T_{amb} = +25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		V/mV

# Amplificatori operazionali

<https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group1/d6/9e/4e/8a/fa/65/4c/d0/CD00001252/files/CD00001252.pdf/jcr:content/translations/en.CD00001252.pdf>

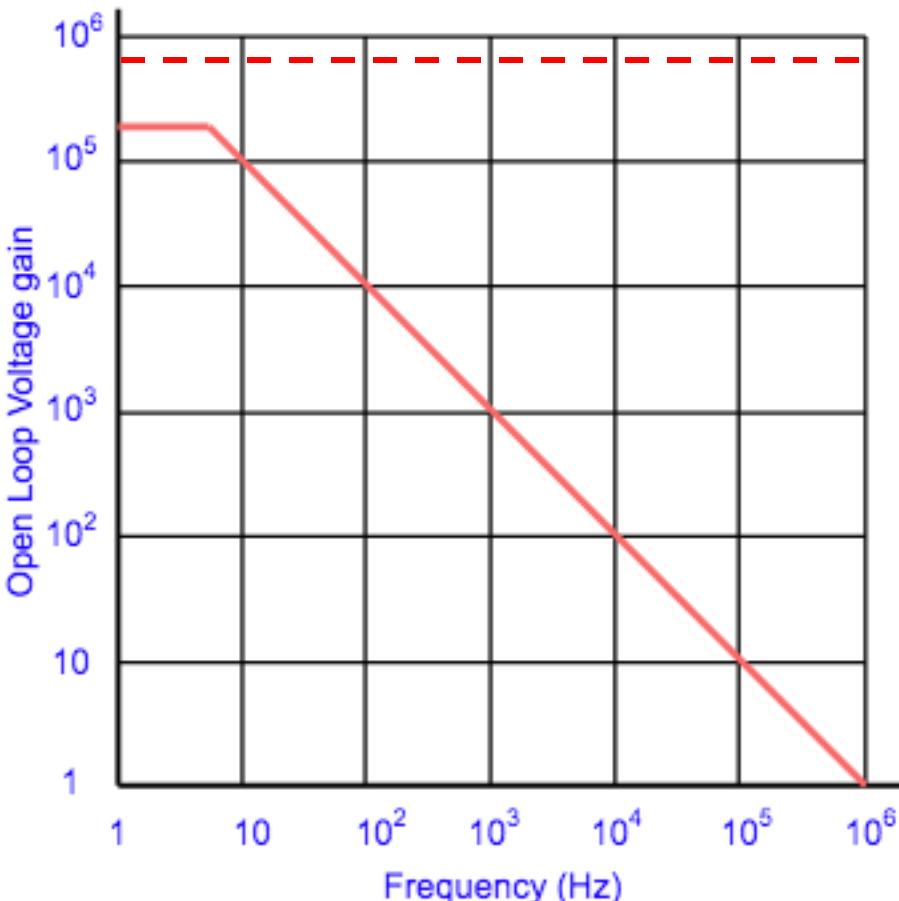
**Table 3. Electrical characteristics at  $V_{CC} = \pm 15$  V,  $T_{amb} = 25$  °C  
(unless otherwise specified) (continued)**

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
GBP	Gain bandwidth product $V_i = 10$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = 100$ pF, $f = 100$ kHz	0.7	1		MHz
THD	Total harmonic distortion $f = 1$ kHz, $A_v = 20$ dB, $R_L = 2$ kΩ, $V_o = 2$ V <sub>pp</sub> , $C_L = 100$ pF, $T_{amb} = +25$ °C		0.06		%
$e_n$	Equivalent input noise voltage $f = 1$ kHz, $R_s = 100$ Ω		23		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
$\emptyset_m$	Phase margin		50		Degree

# Risposta in frequenza di op-amp

**Op-amp ideale:** nessuna dipendenza da  $f$ , amplifica ugualmente segnali a qualunque frequenza

**Op-amp reale:** banda limitata, il guadagno a loop aperto dipende dalla frequenza del segnale



Risposta in frequenza di op-amp ideale  
(A infinito)

Guadagno a loop aperto di un op-amp reale

- massimo e “piatta” fino a c.a **10 Hz**
- decresce con pendenza - **20dB/decade (\*)**

\* GBP determina il "termine noto" (o comunque la frequenza a guadagno unitario): la pendenza viene solamente dalla scala log-log!

# Risposta in frequenza di op-amp

Verifichiamo la risposta in frequenza di un op-amp con feedback negativo

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad \begin{array}{l} A \text{ guadagno a loop aperto} \\ \beta \text{ guadagno rete feedback} \end{array}$$

$$G = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_C} \quad \begin{array}{l} G \text{ attenuazione filtro passa basso } 1^\circ \text{ ordine} \\ \omega_C \text{ frequenza di taglio} \end{array}$$

$$A_f(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}}{1 + \frac{\beta A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + j\frac{\omega}{\omega_C}}$$
$$= \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C(1 + \beta A_0)}} = \frac{A_{0,f}}{1 + \frac{\omega}{\omega_{C,f}}} \quad * \text{ divido sopra e sotto per } 1 + \beta A_0$$

$$A_{0,f} = \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} \quad \text{guadagno di feedback}$$

$$\omega_{C,f} = \omega_C(1 + \beta A_0) \quad \text{frequenza di taglio di feedback}$$