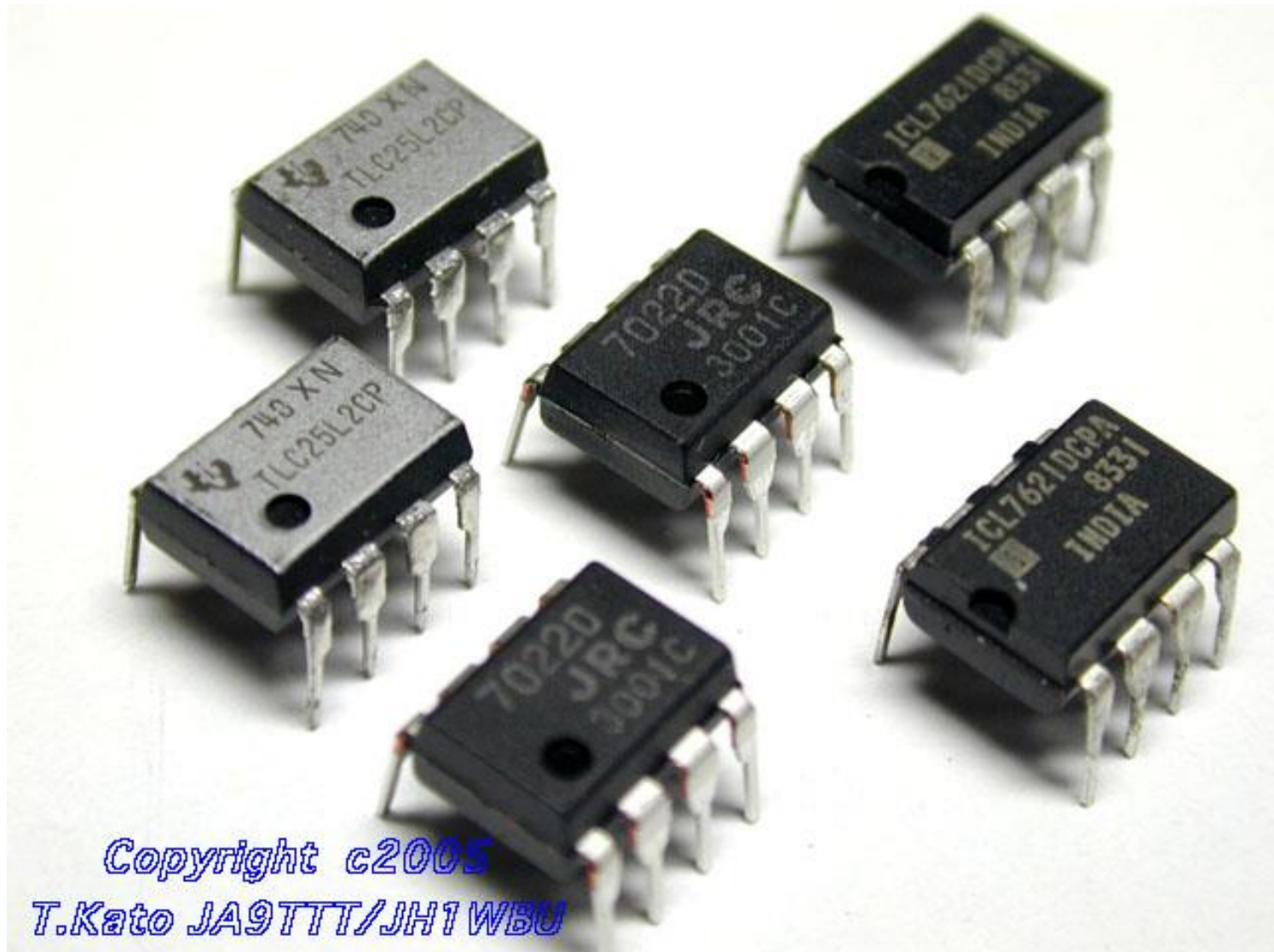


Laboratorio di Elettronica e Tecniche di Acquisizione Dati 2025-2026

Amplificatori operazionali

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

Amplificatori operazionali

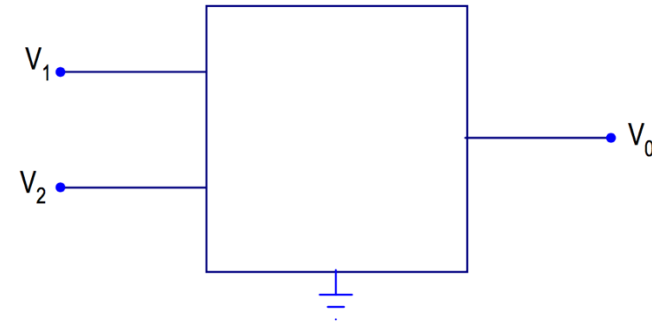


Amplificatori differenziali

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

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

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

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

$$A_c = A_1 + A_2 \text{ amplificazione di modo comune}$$

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

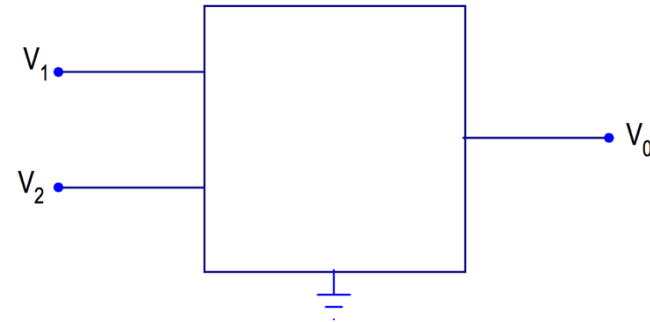
$$\rho = A_d / A_c \text{ rapporto di reiezione del modo comune (CMRR, common mode rejection ratio)}$$

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

risposta più generale

Amplificatori differenziali

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

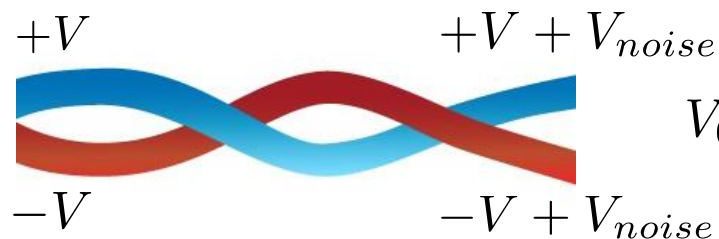


Amplificatore differenziale ideale:

- 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



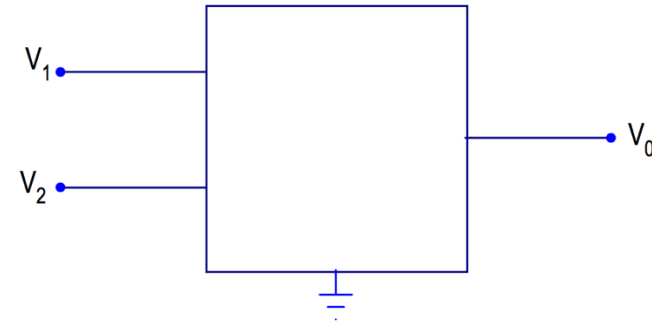
$$V_0 = A_d [(V + V_{noise}) - (-V + V_{noise})] = 2A_d V$$

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: $V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$

$$V_2 = V_c - V_d/2$$

$$A_c = A_1 + A_2$$

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

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

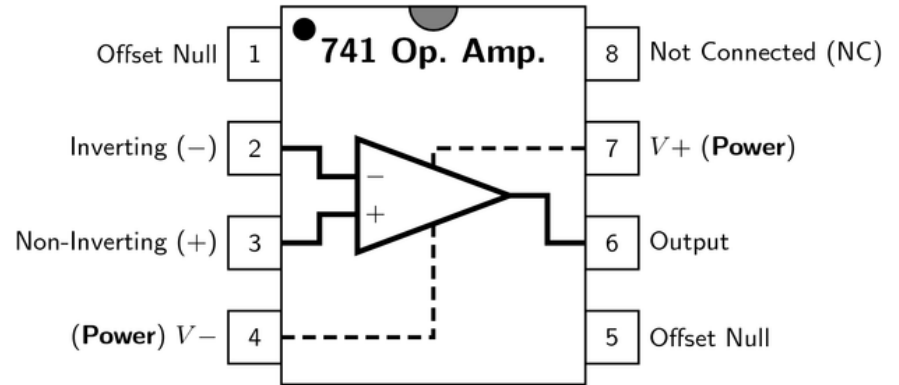
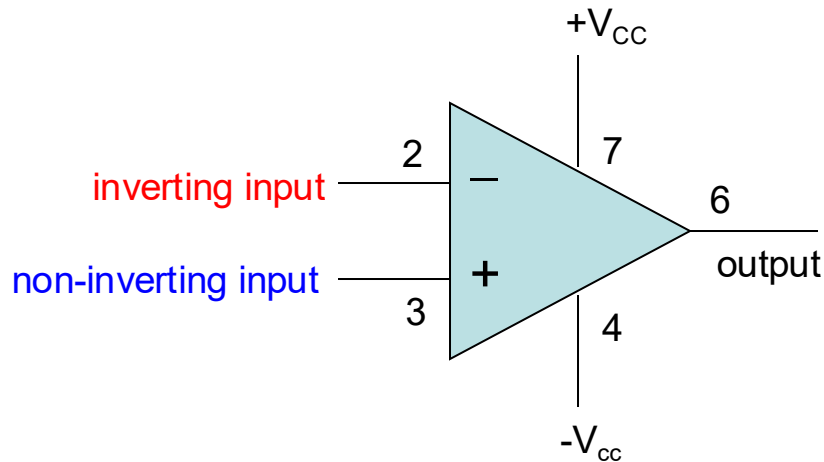
come saranno A_1 e A_2 per avere $A_c \sim 0$?

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

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

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

Amplificatori operazionali

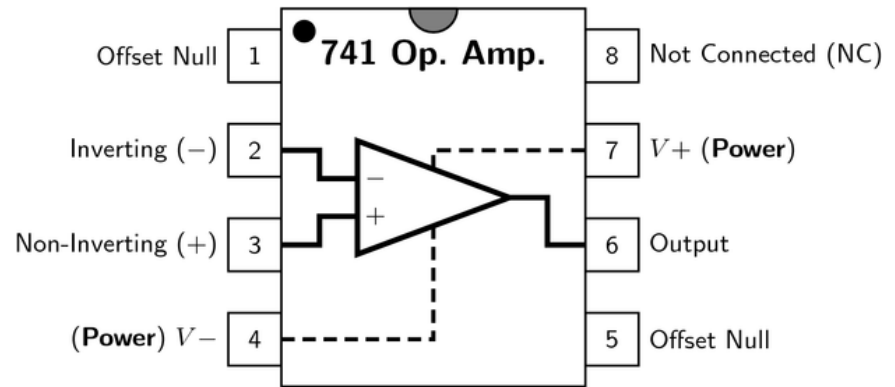
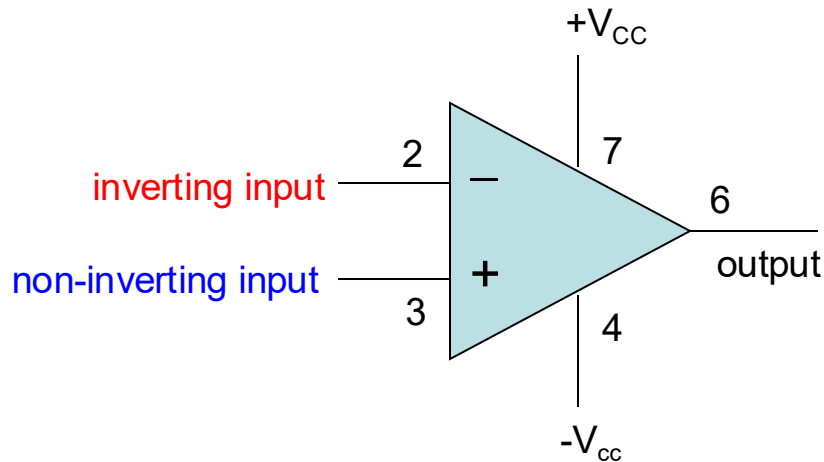


Amplificatore operazionale

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**.

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

Amplificatori operazionali



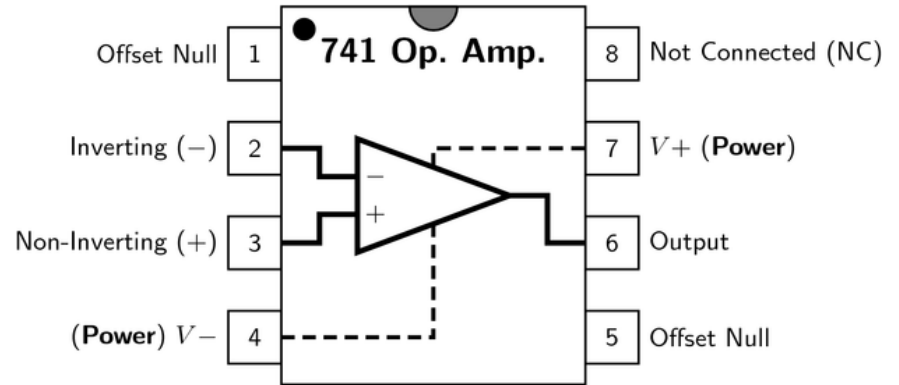
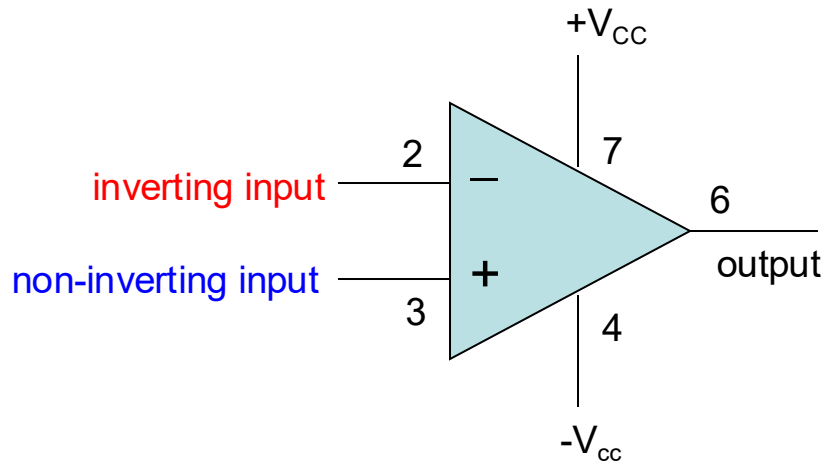
Amplificatore operazionale

- 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/ritardo nullo tra ingresso ed uscita
- Larghezza di banda infinita (in realtà c.a. MHz, slew rate 1 – 20 V/ μ 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:

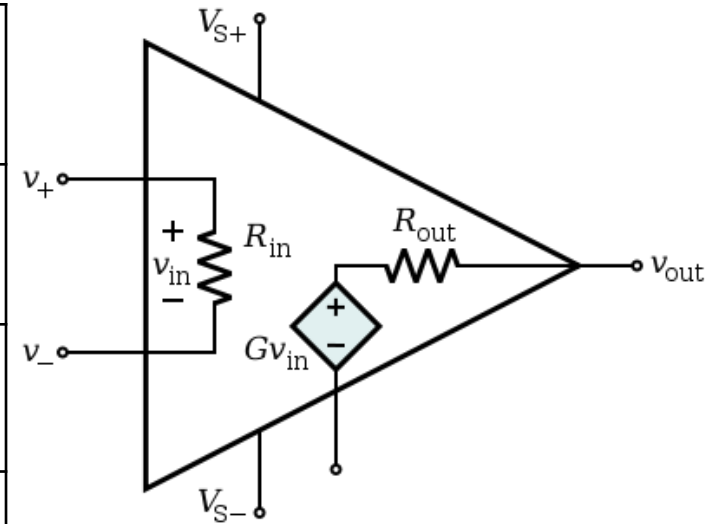
- spesso indicati come " $+V_{CC}$ " e " $-V_{CC}$ "
- in generale sono due alimentazioni indipendenti e possono essere usati due valori, anche differenti (noi, in un'esperienza, utilizzeremo -1V e 5V)

→ 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	∞	10^5
Gain-Bandwidth Product GBP	∞	1MHz
Input Impedance Z_{in}	∞	0.3-2M Ω
Output Impedance Z_{out}	0 Ω	10-100 Ω
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	∞	80-100dB



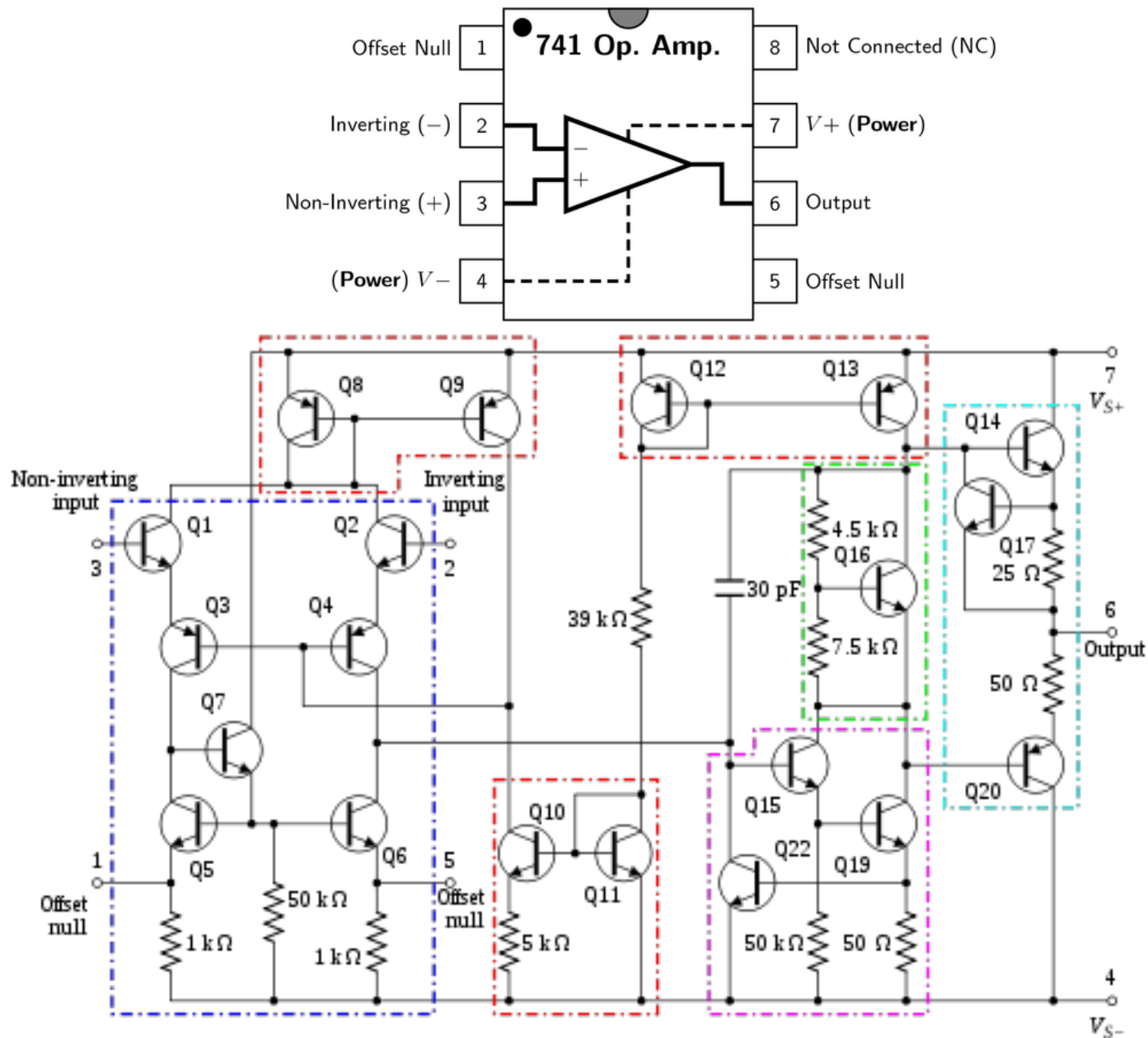
Amplificatori operazionali

<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 $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$
(unless otherwise specified)**

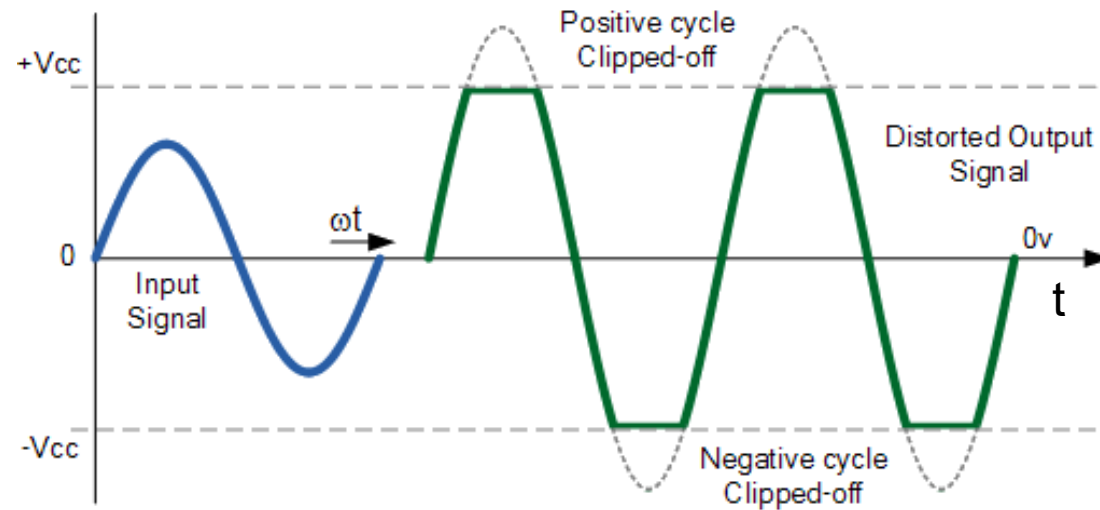
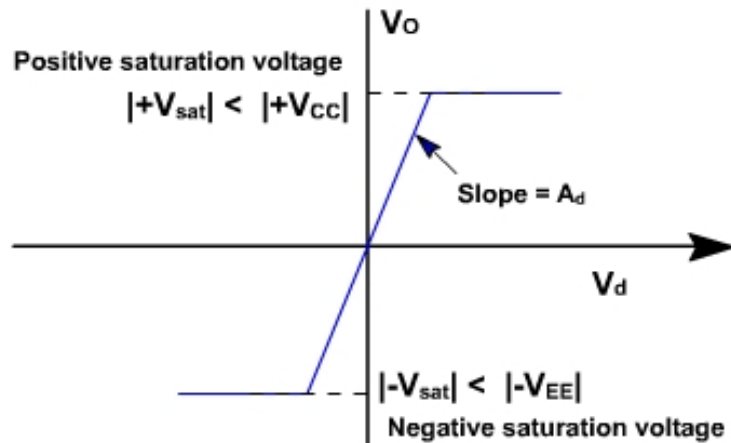
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input offset voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$) $T_{amb} = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	5 6	mV
I_{io}	Input offset current $T_{amb} = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 70	nA
I_{ib}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

Amplificatori operazionali in termini di transistor



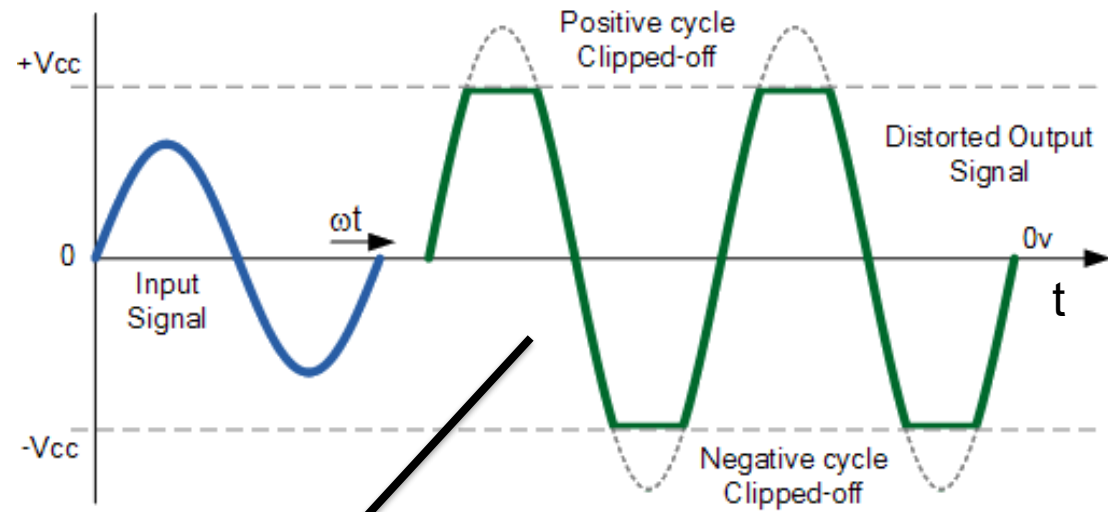
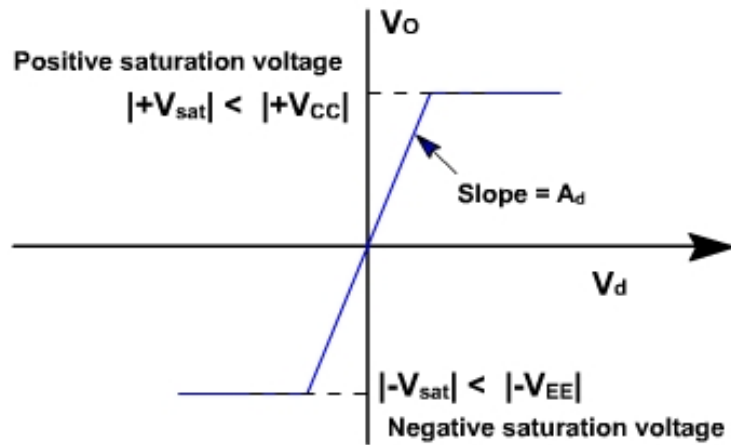
Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



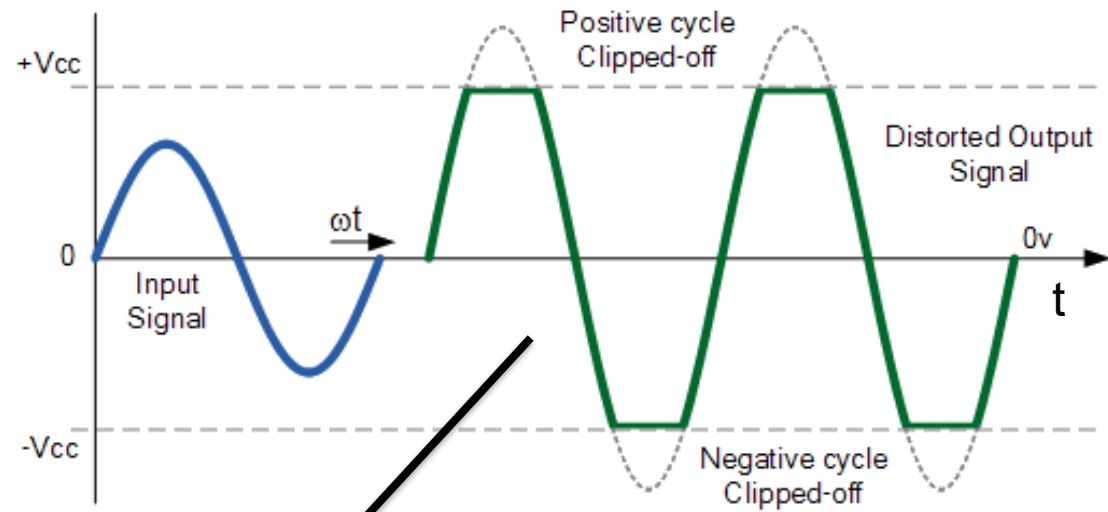
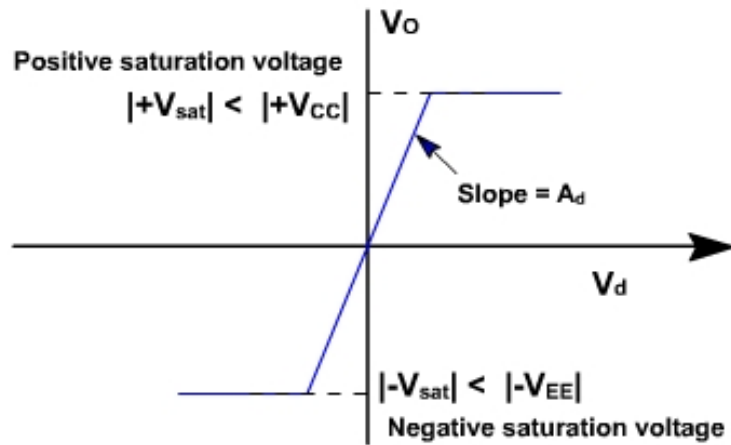
Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



+

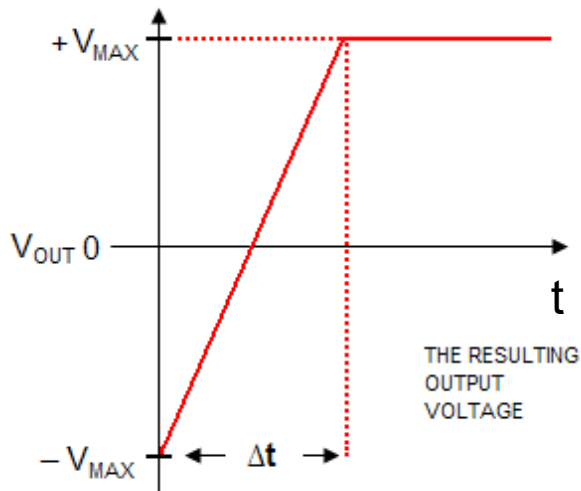
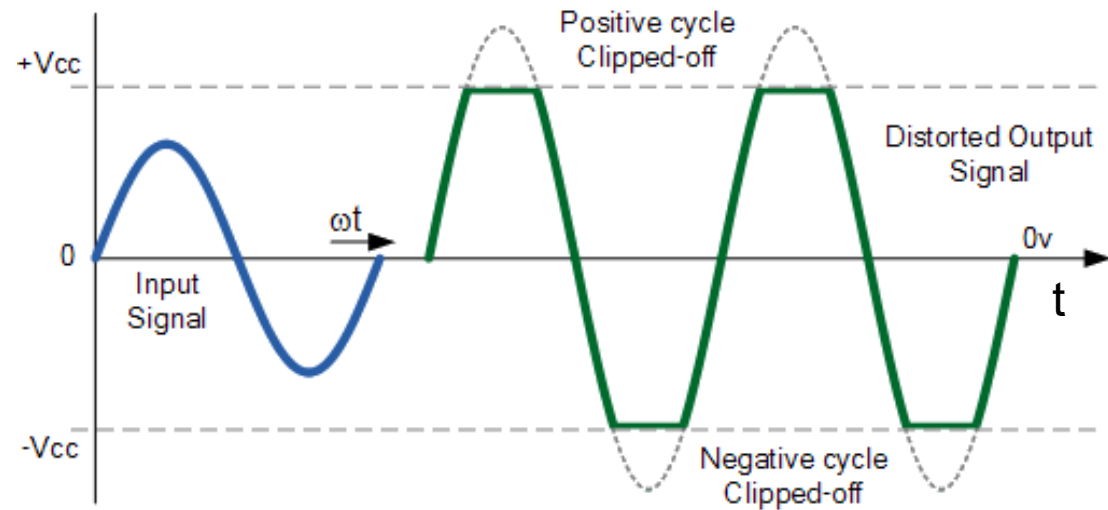
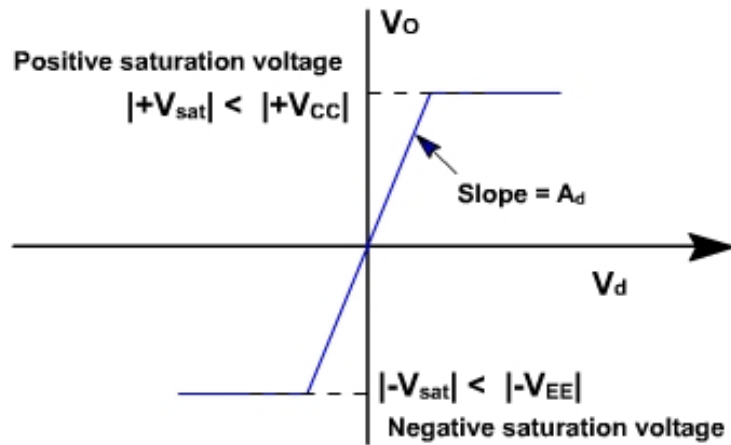


=



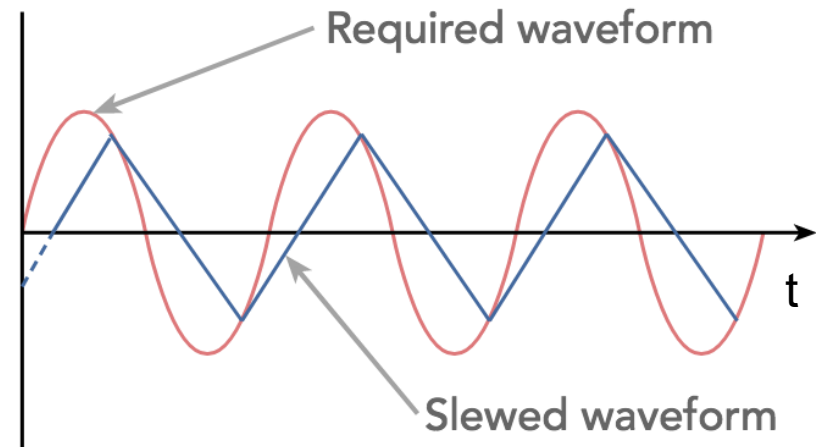
Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



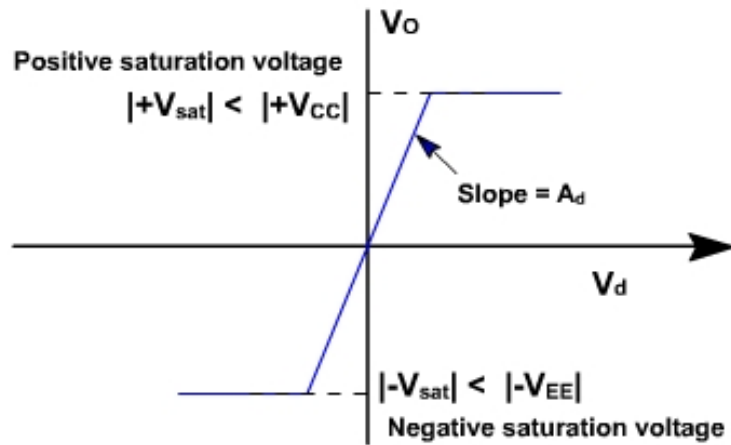
$$SLEW RATE = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t}$$

where $\Delta V_{OUT} = +V_{MAX} - (-V_{MAX})$
units (V/ μ s)



Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



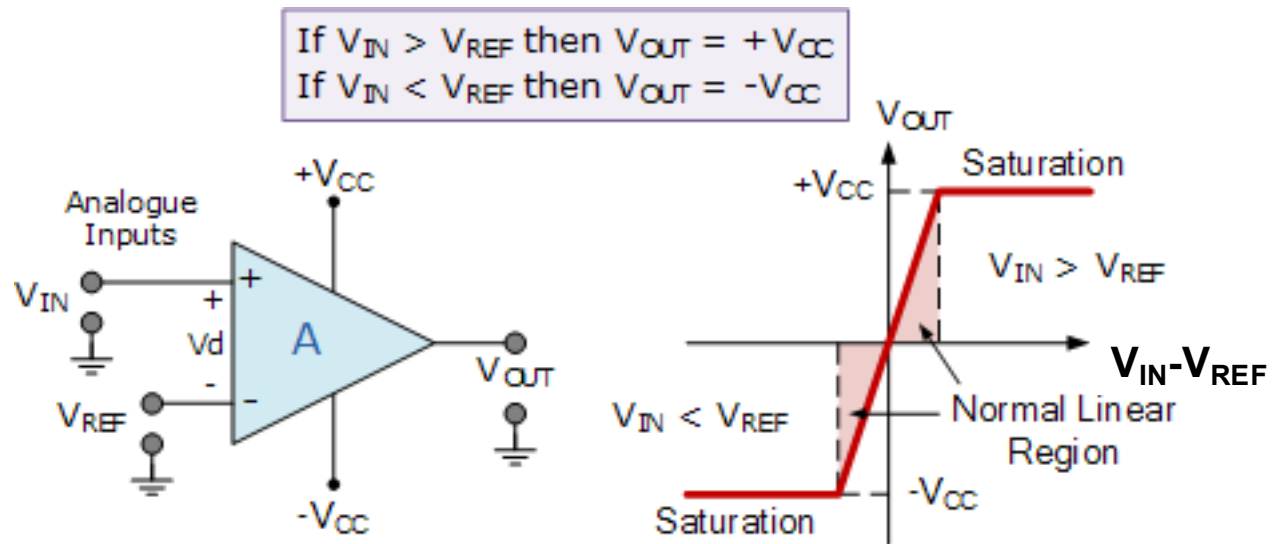
Quanto è "larga" la zona lineare?

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

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

Comparatore

Applicazione non lineare: 1 bit ADC converter / Comparatore



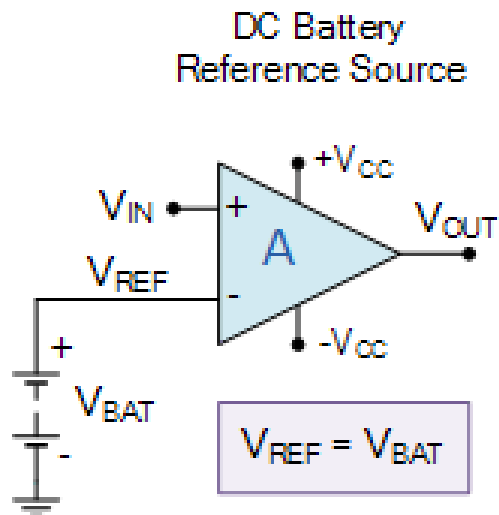
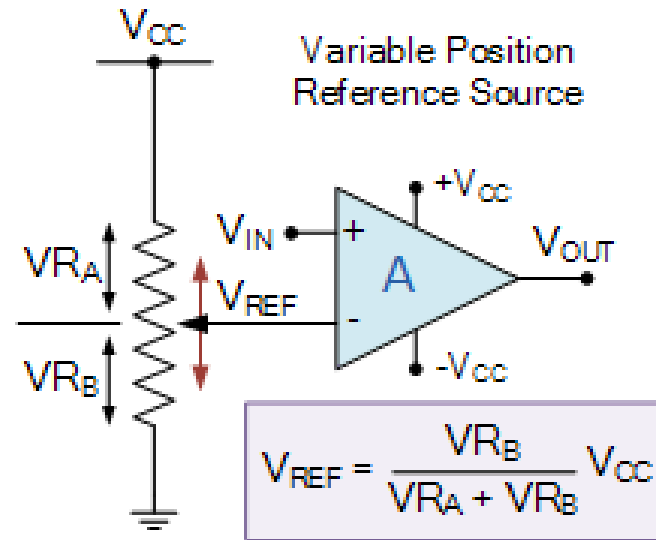
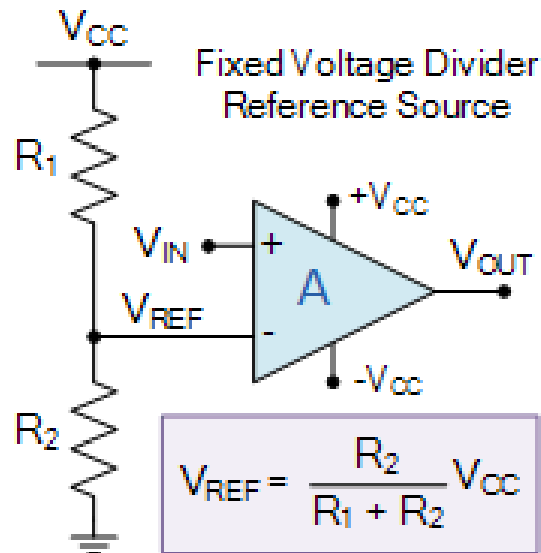
- $V_{IN} > V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = V_{CC}^+ (*)$
- $V_{IN} < V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = V_{CC}^- (*)$

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 $|V_{SAT}|^{+/-} = |V_{CC}|^{+/-}$

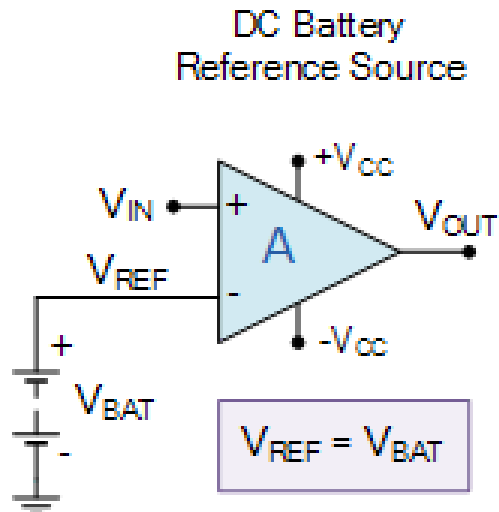
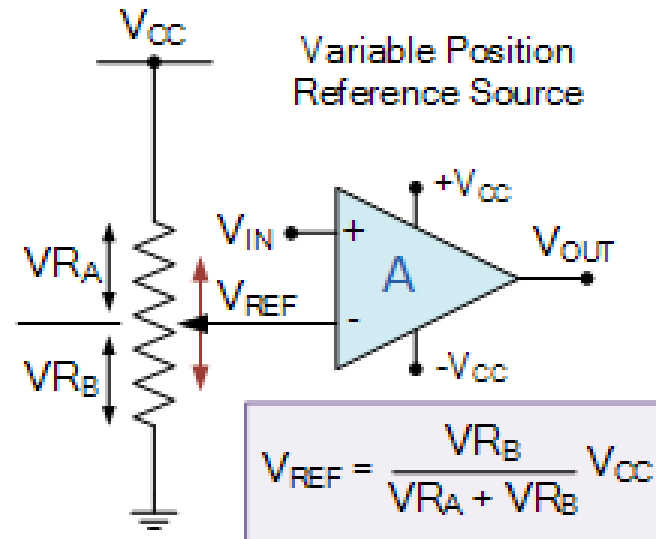
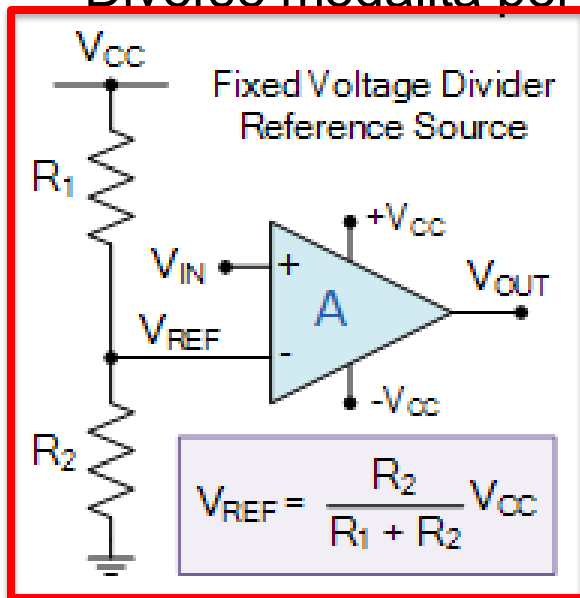
Comparatore

Diverse modalità per definire la tensione di riferimento

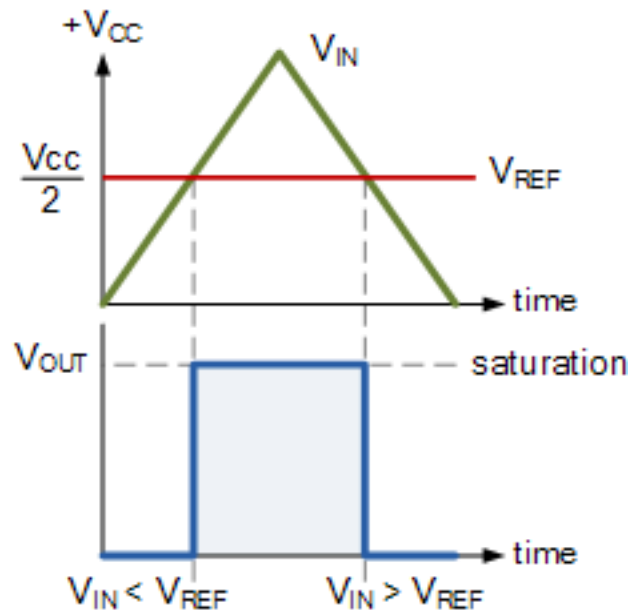
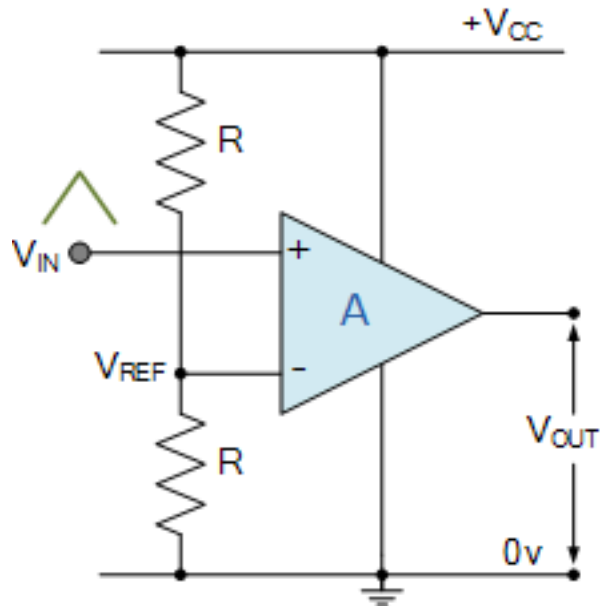


Comparatore

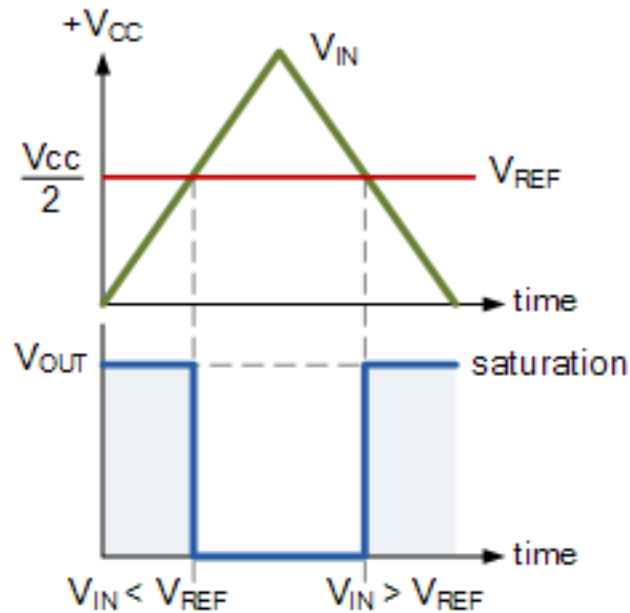
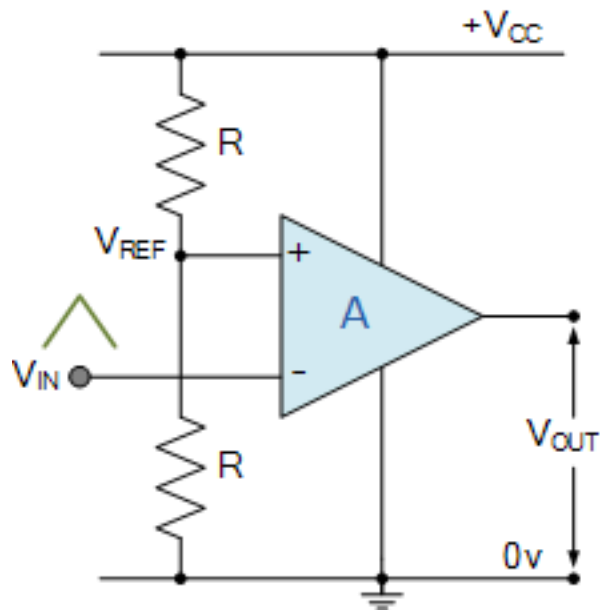
Diverse modalità per definire la tensione di riferimento



Comparatore



**Comparatore
non invertente**

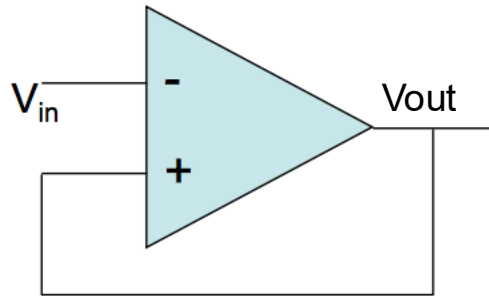


**Comparatore
invertente**

Reti di feedback

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

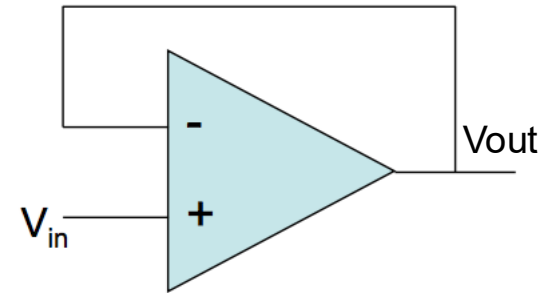
POSITIVE FEEDBACK



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

Soggetto a oscillazioni e derive, poco interessante

NEGATIVE FEEDBACK

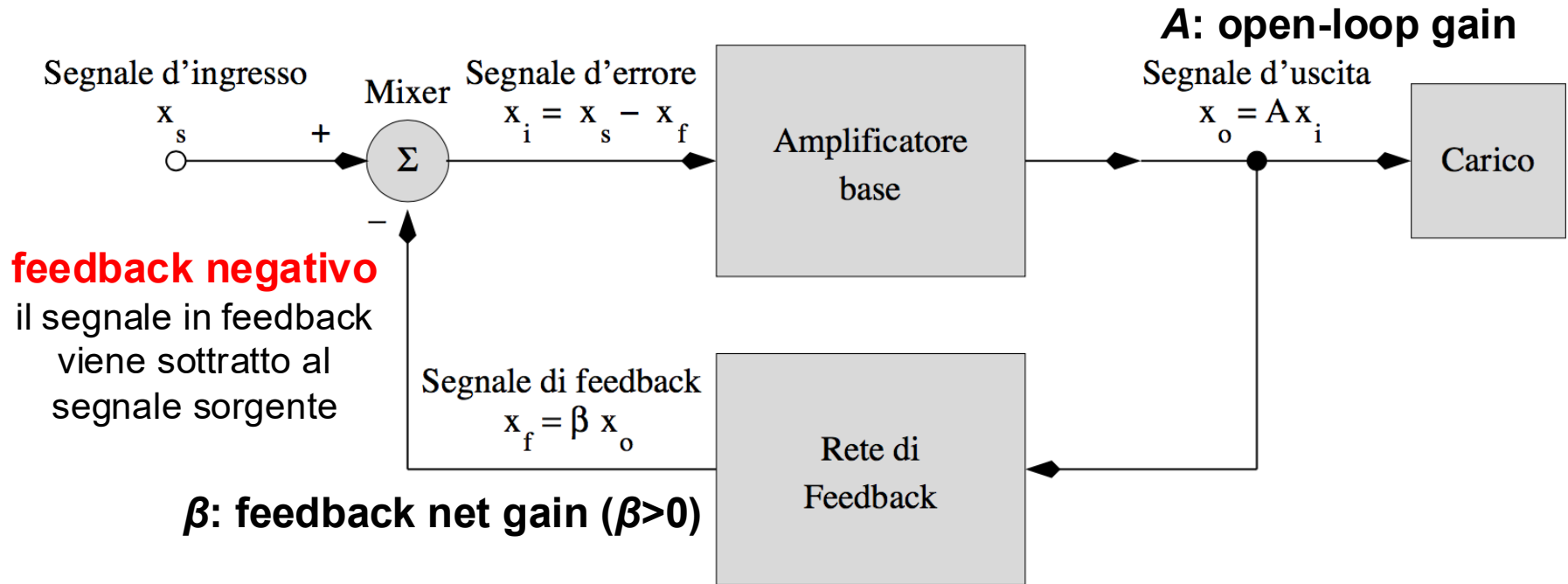


Se $V_{out} > V_{in}$, V_{out} tende a diminuire “correggendo” la differenza
Se $V_{out} < V_{in}$, V_{out} tende ad aumentare “correggendo” la differenza

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

Reti di feedback

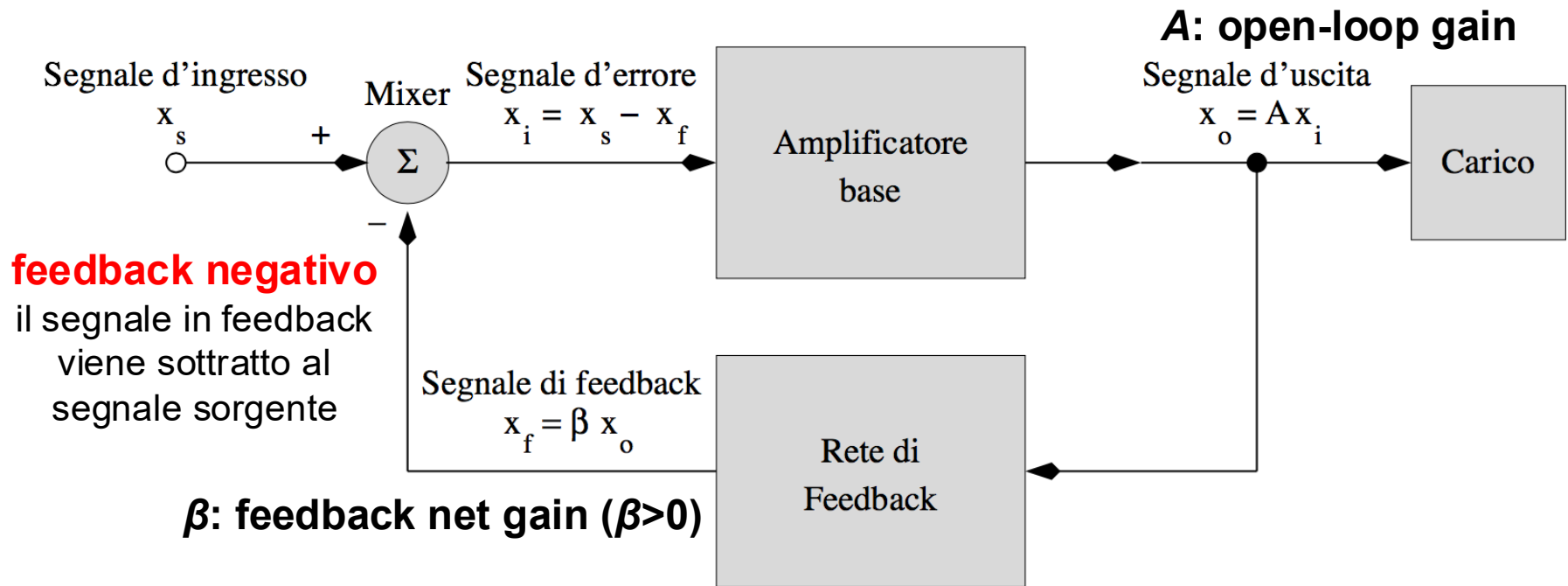
Per poter operare un op-amp in condizioni più flessibili, si introduce un circuito di **feedback** o retroazione



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

Reti di feedback

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



$$\begin{cases} x_o = A x_i \\ x_f = \beta x_o \\ x_i = x_s - x_f \end{cases}$$

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

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)

β : guadagno del circuito di feedback

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

$$A_f \xrightarrow{\beta A \gg 1} \frac{1}{\beta}$$

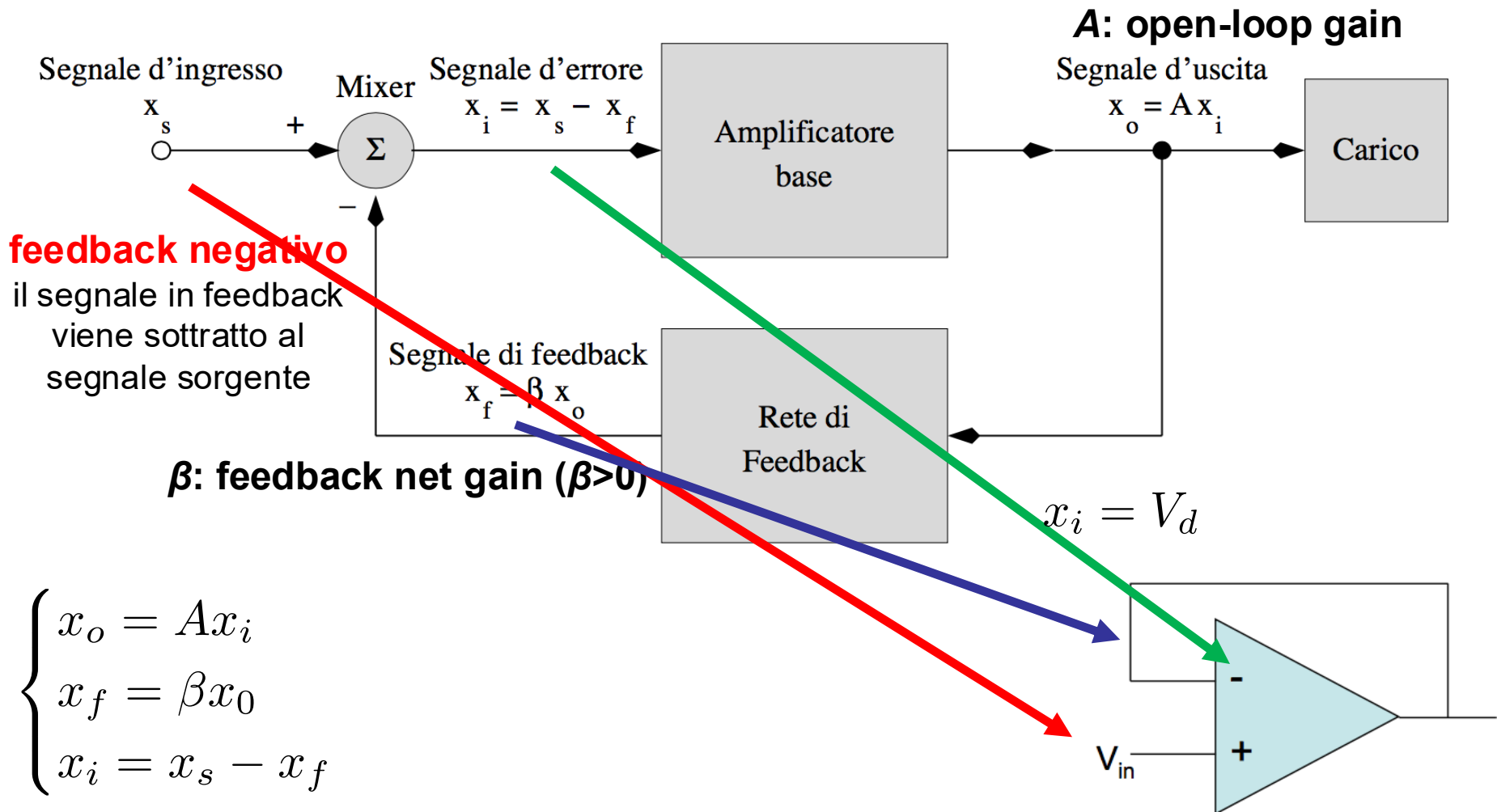
il guadagno con feedback negativo è determinato completamente dalla rete di feedback (che può essere implementata “stabile” a piacere)

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

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)

β : 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)

$$x_i = \frac{x_o}{A} = \frac{1}{1 + \beta A} x_s \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$$

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

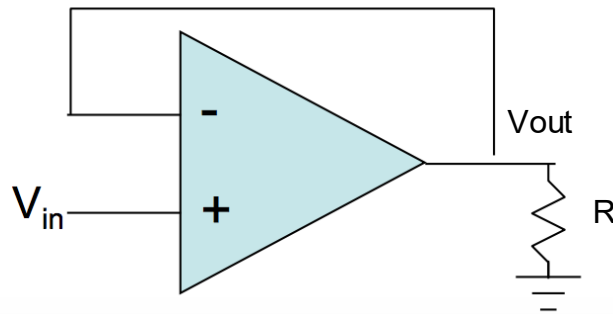
Un amplificatore operazionale ideale operato in una qualunque configurazione con **feedback negativo** obbedisce alle seguenti regole:

- **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



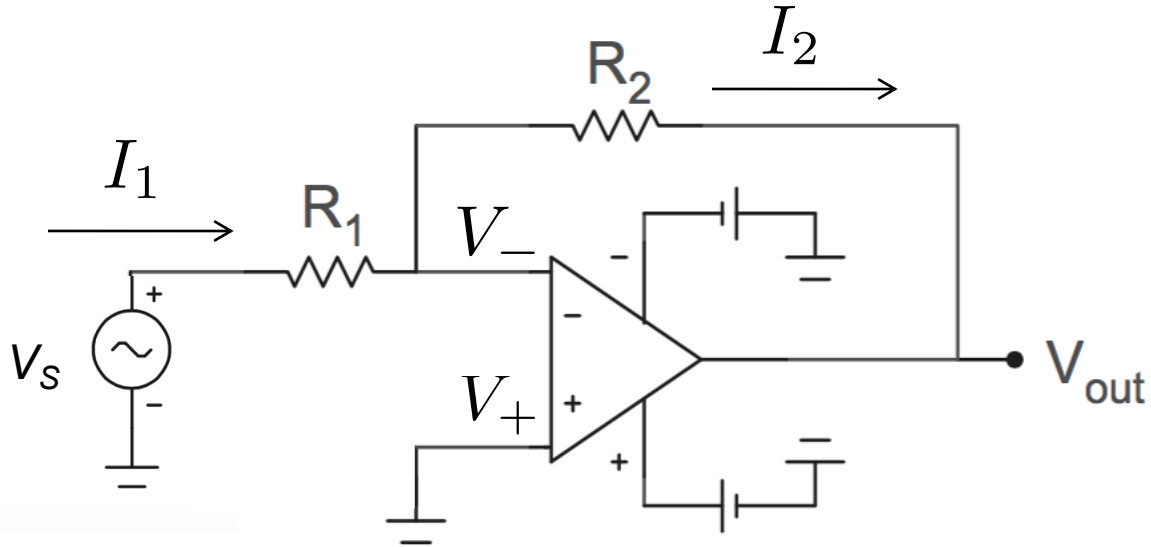
Feedback negativo con carico: **BUFFER** o **INSEGUITORE DI TENSIONE**

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” $I_1 = (V_s - V_-)/R_1 = V_s/R_1$

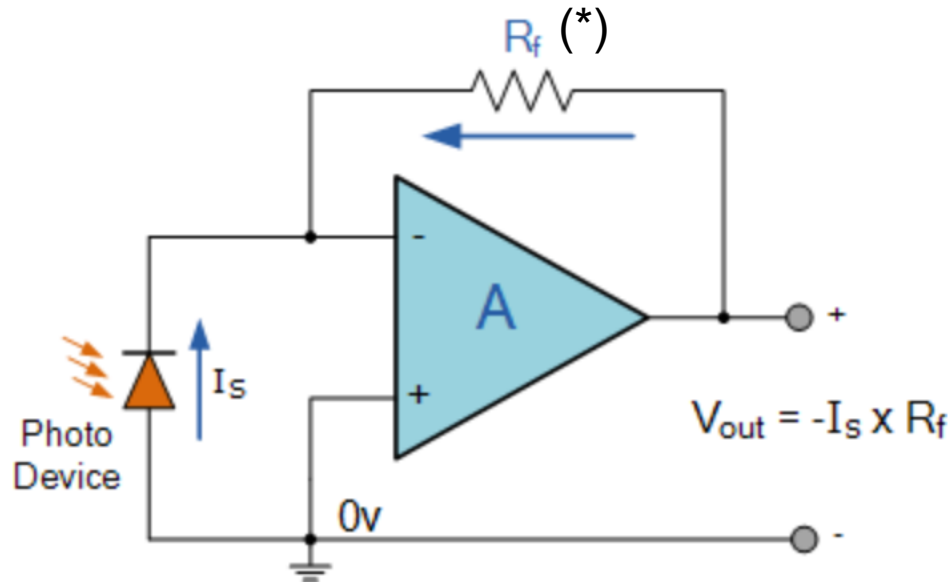
L'op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

Amplificatore invertente in transimpedenza



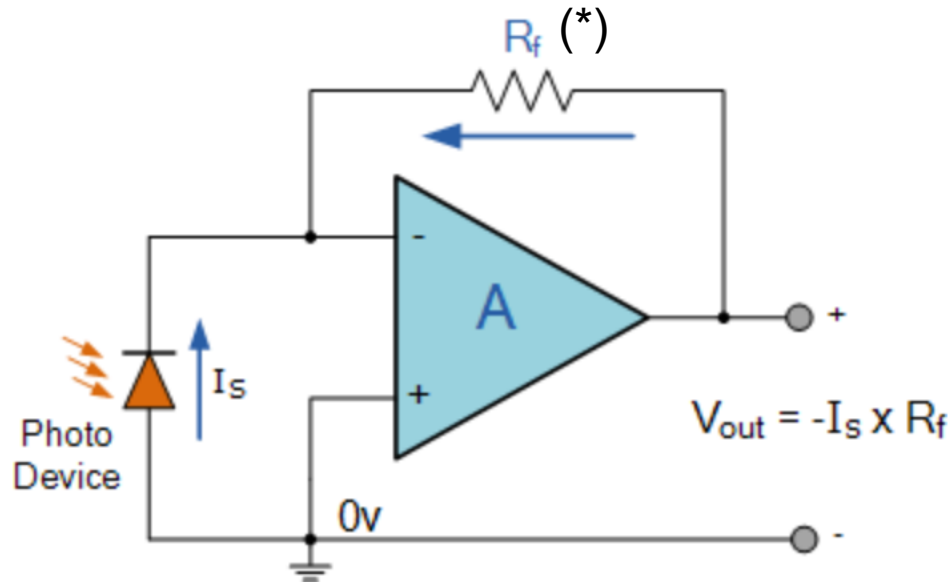
Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente $V_o = -I_s R_f$

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 $V_o = -I_s R_f$

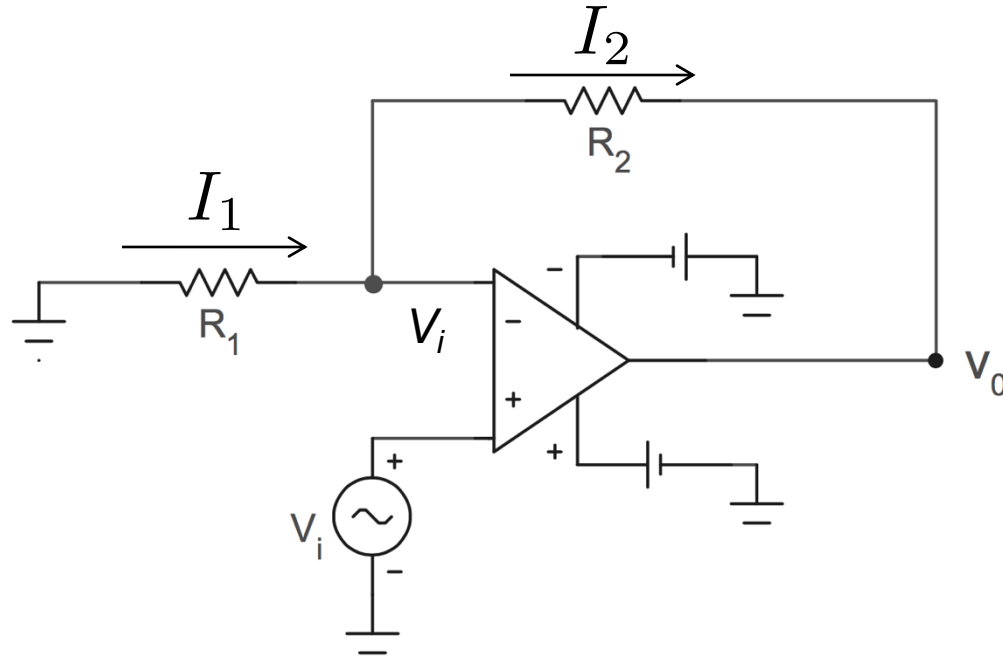
Convertitore corrente – tensione:

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” $I_1 = (V_{GND} - V_i)/R_1 = -V_i/R_1$

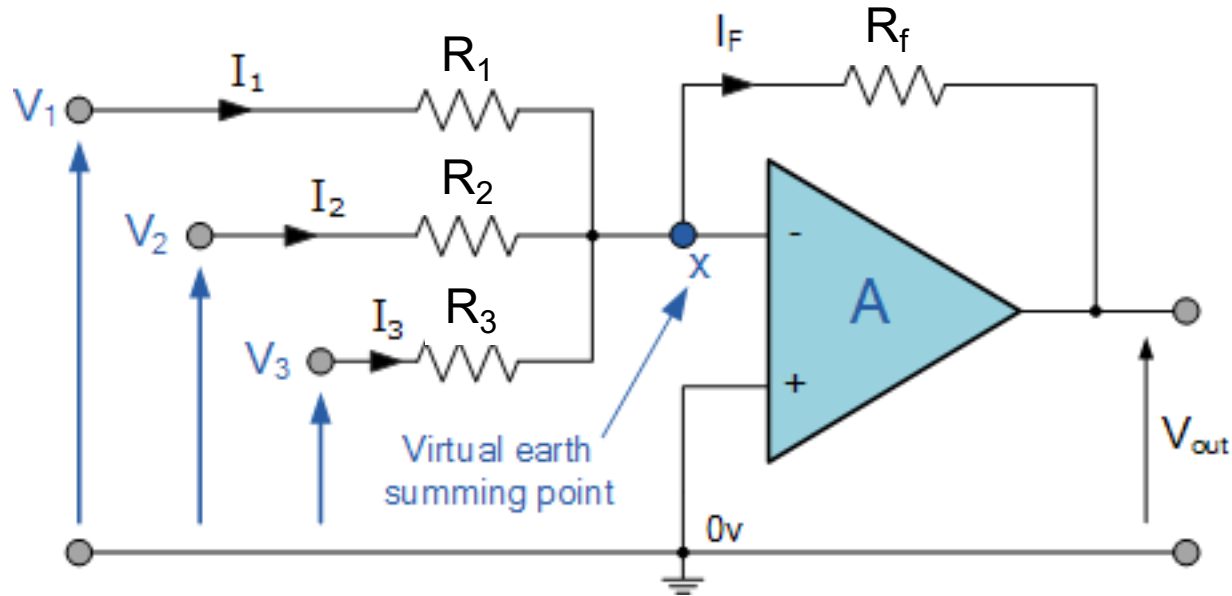
L'op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

Amplificatore sommatore



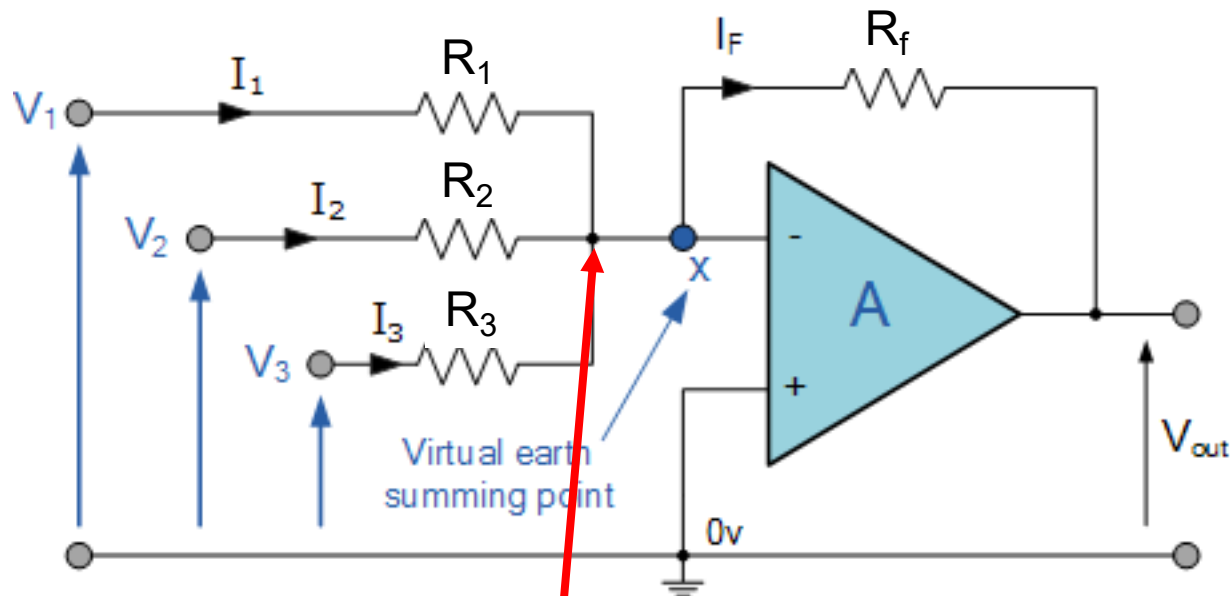
Stesse considerazioni per la configurazione non invertente, ma la corrente che fluisce lungo R_f è data dalla somma delle correnti in input

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

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

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

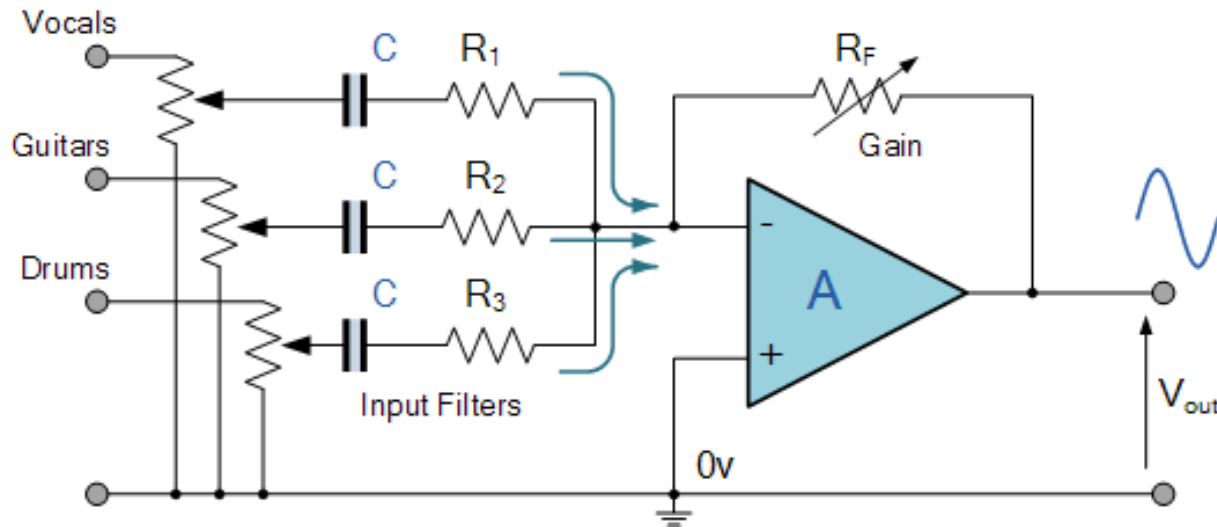
Utilizzando il medesimo valore per resistenze di feedback e di input:

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

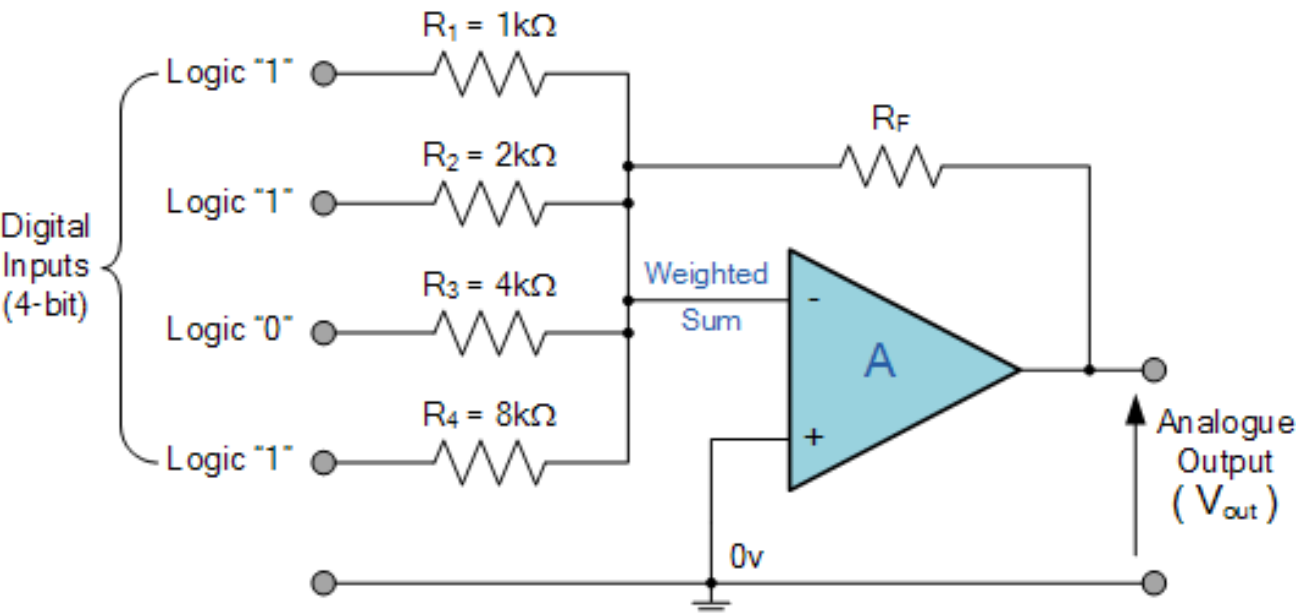
La "somma" in realtà è fatta dal corto fra gli N input. Il punto, di nuovo, è che l'output è fornito dall' op.amp. e quindi il carico è separato dagli input.

Amplificatore sommatore

Possibili applicazioni



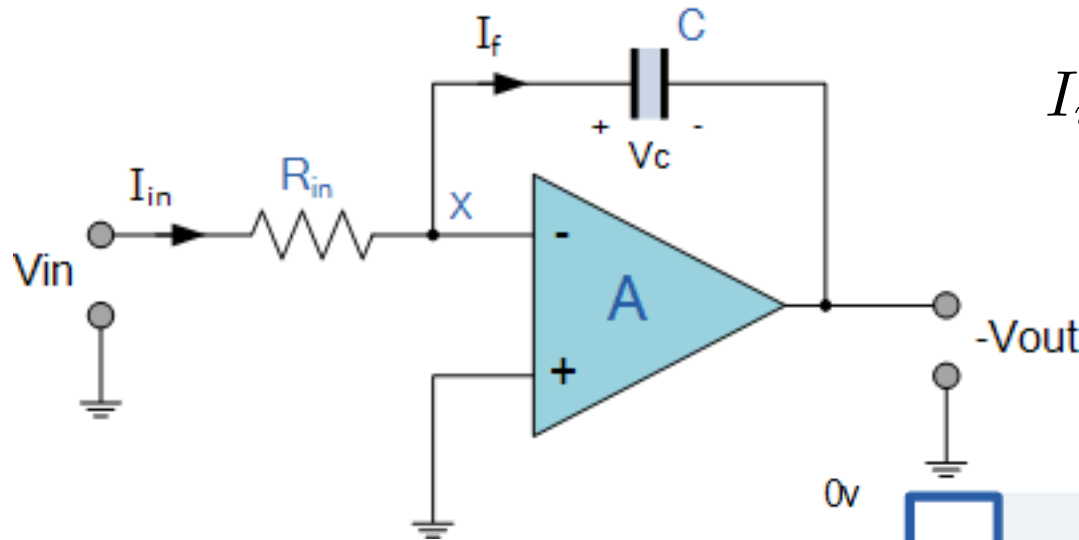
Sommatore di segnali
da diverse sorgenti
per analisi combinata



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



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

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

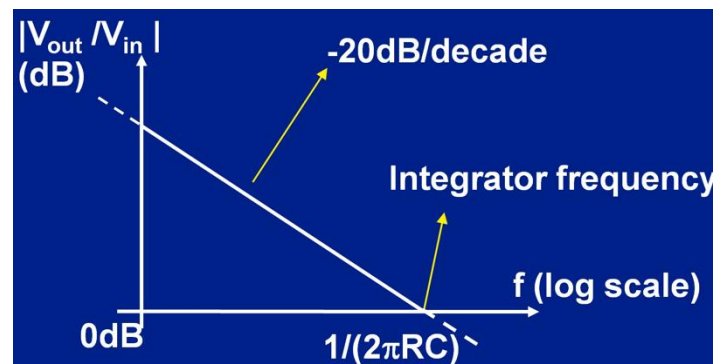
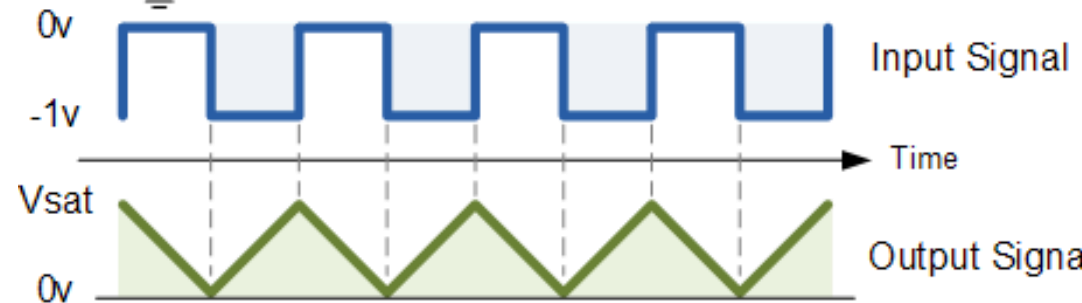
Caso semplice, V_{in} sinusoidale:

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

quindi:

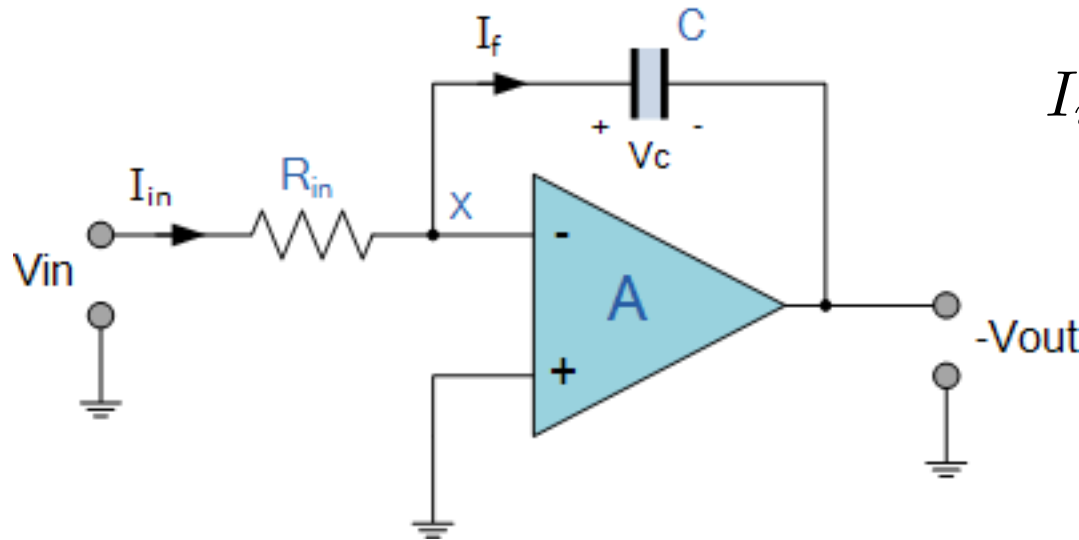
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{1}{2\pi RC f} = \frac{1}{\frac{f}{f_C}}$$

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



retta solo
in scala
log-log!

Integratore / Filtro passa basso

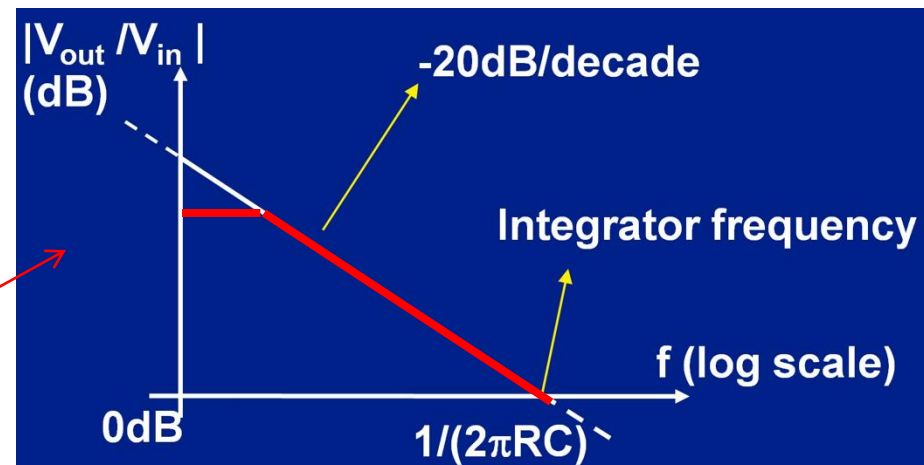


$$I_{in} = I_f \rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -C \frac{dV_{out}}{dt}$$

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

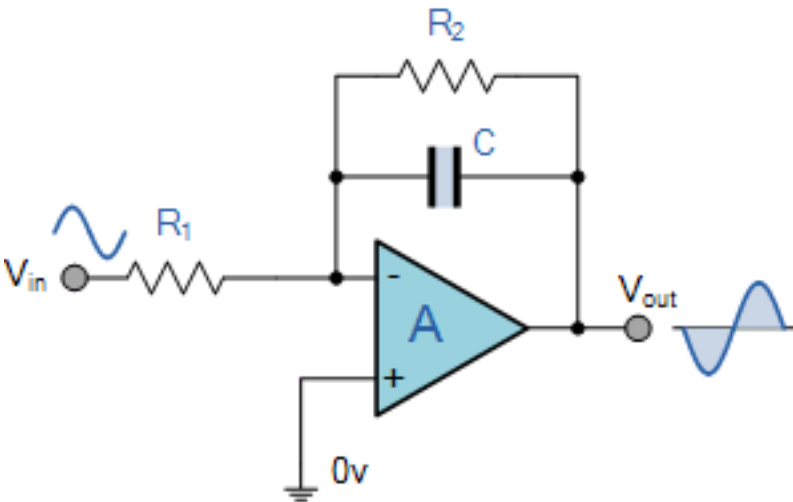
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{1}{2\pi RC f} = \frac{1}{f/f_C}$$

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



a basse frequenze raggiungo la saturazione.

Integratore / Filtro passa basso

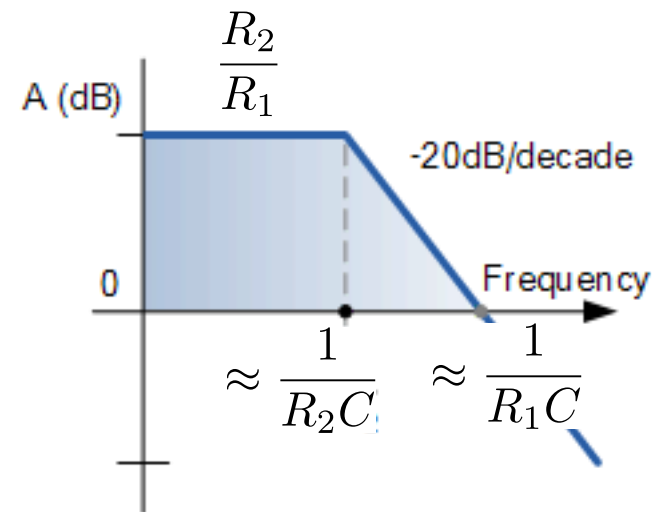


Aggiungo una resistenza ed estendo il calcolo precedente

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

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

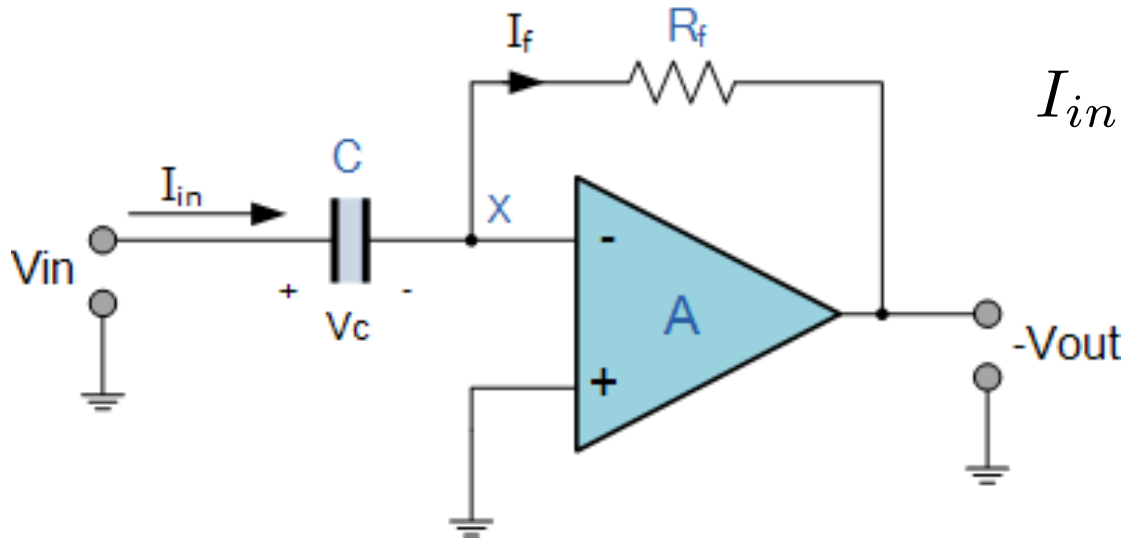
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$



La resistenza di controllo regolarizza il guadagno a basse frequenze

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

Derivatore/ Filtro passa alto

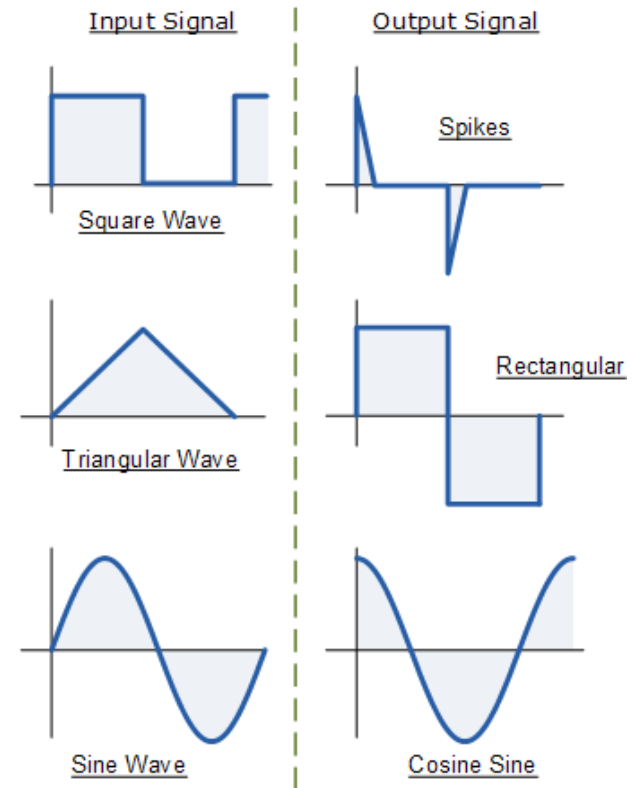
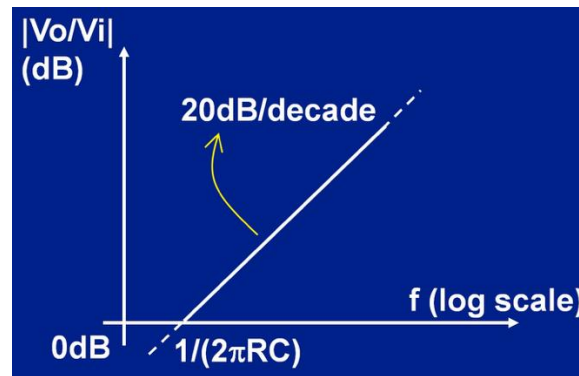


$$I_{in} = I_f \rightarrow C \frac{dV_{in}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R}$$

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

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

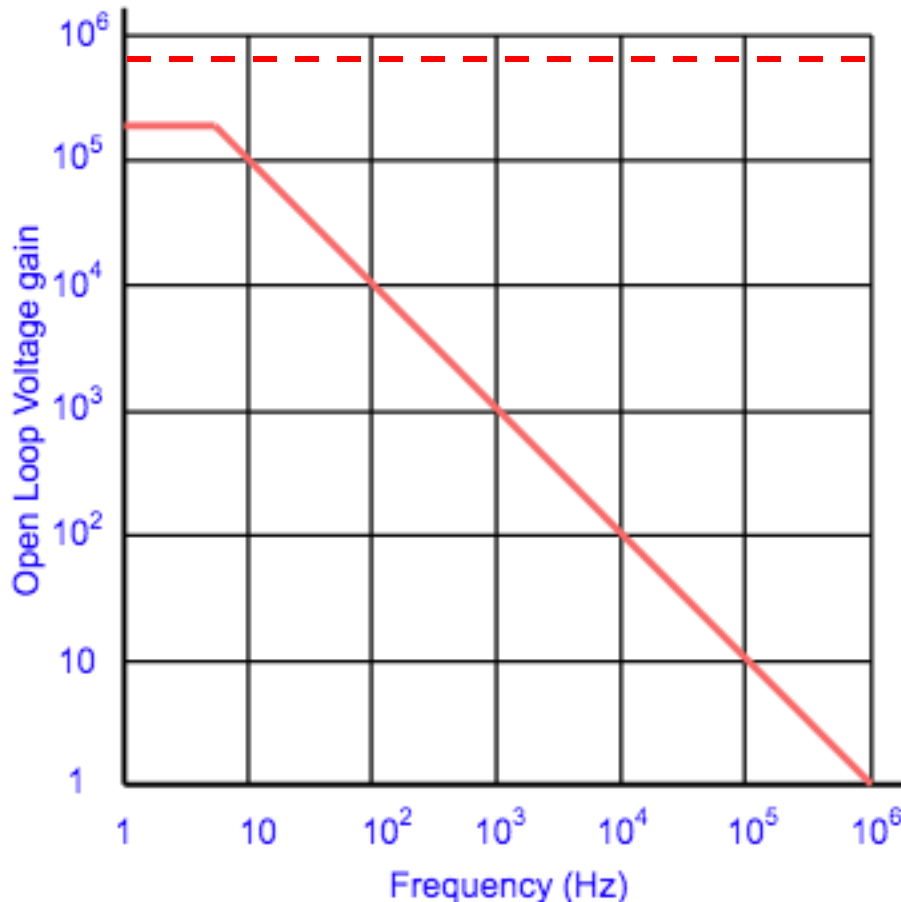
$$f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$



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



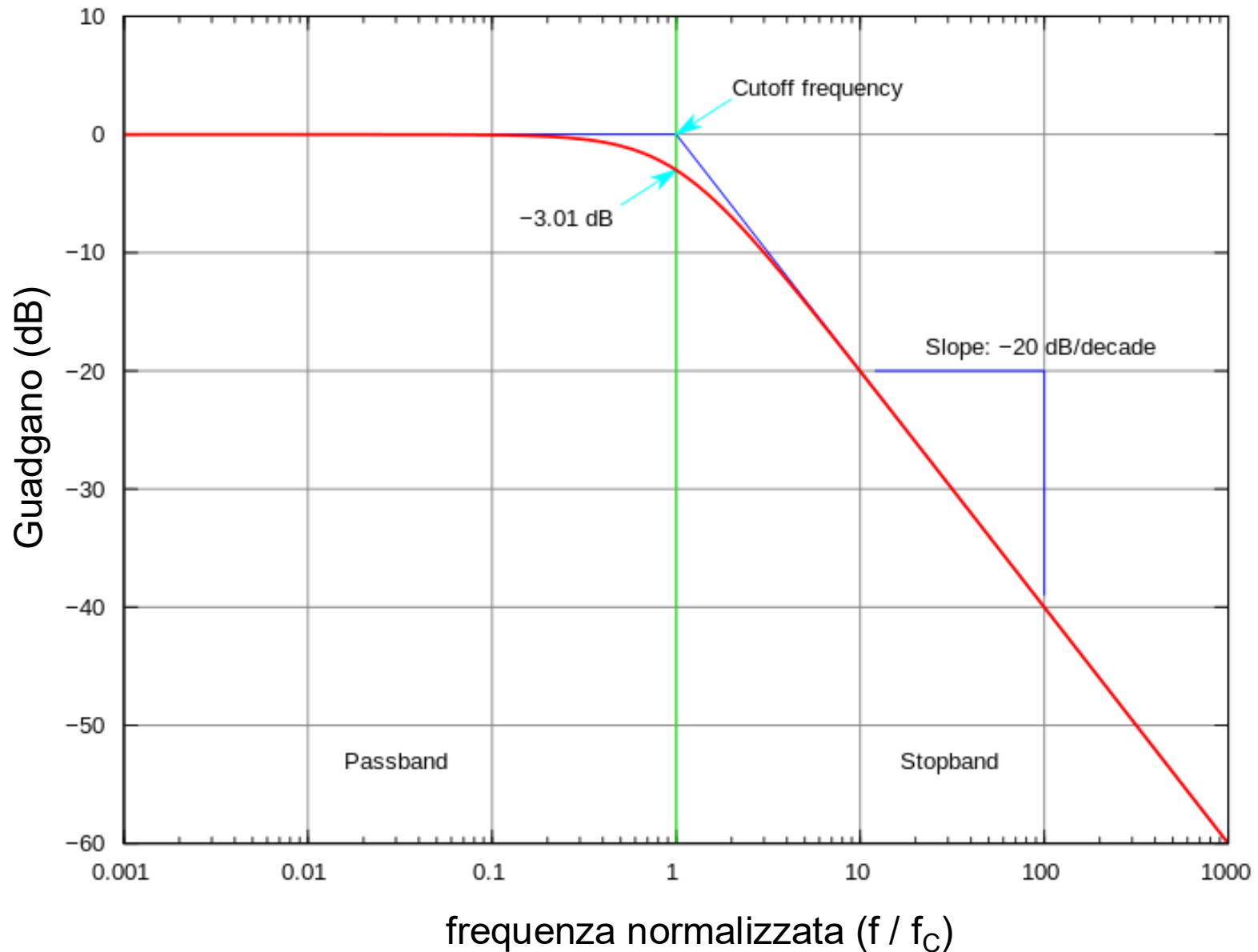
Risposta in frequenza di op-amp ideale
(A costante)

Guadagno a loop aperto di un op-amp reale

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

Risposta in frequenza di un passa basso RC

“Diagramma di Bode”

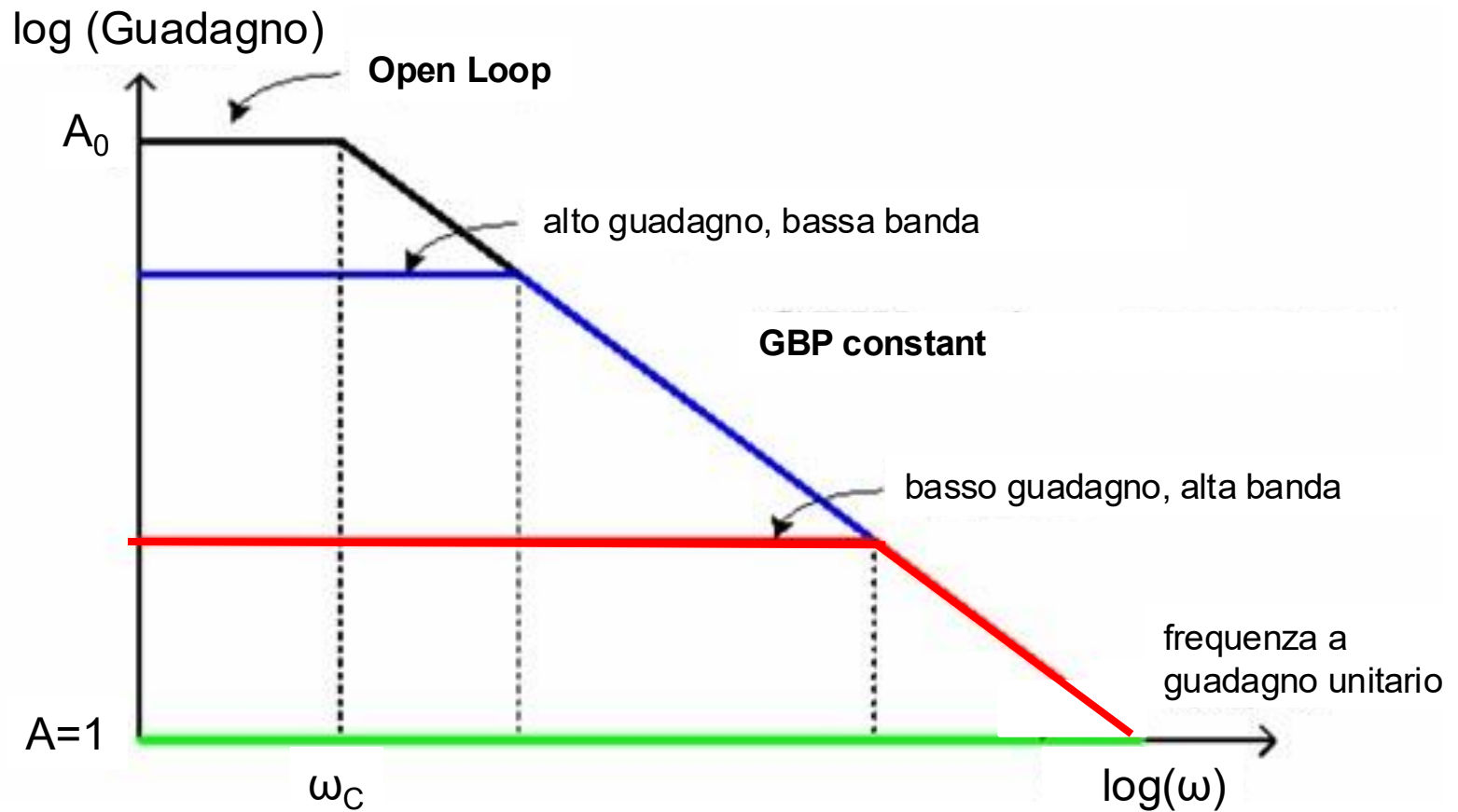


Risposta in frequenza di op-amp

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

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

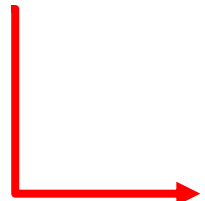
In presenza di feedback (negativo), il guadagno dell'amplificatore diminuisce e la banda passante aumenta in maniera da mantenere costante il prodotto tra guadagno e banda passante



Risposta in frequenza di op-amp

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

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



$$A_0 \omega_c = \text{GBP} = 1 \omega_{c,fc}$$

frequenza a
guadagno unitario

$$A_0 \omega_c = \omega_{c,fc} = 1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$$

$$A_0 \omega_c = 10^5 \omega_c = 10^6 \text{ Hz}$$

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

**Table 3. Electrical characteristics at $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$, $T_{amb} = 25^\circ \text{C}$
(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 ($V_o = \pm 10 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ \text{C}$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	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>

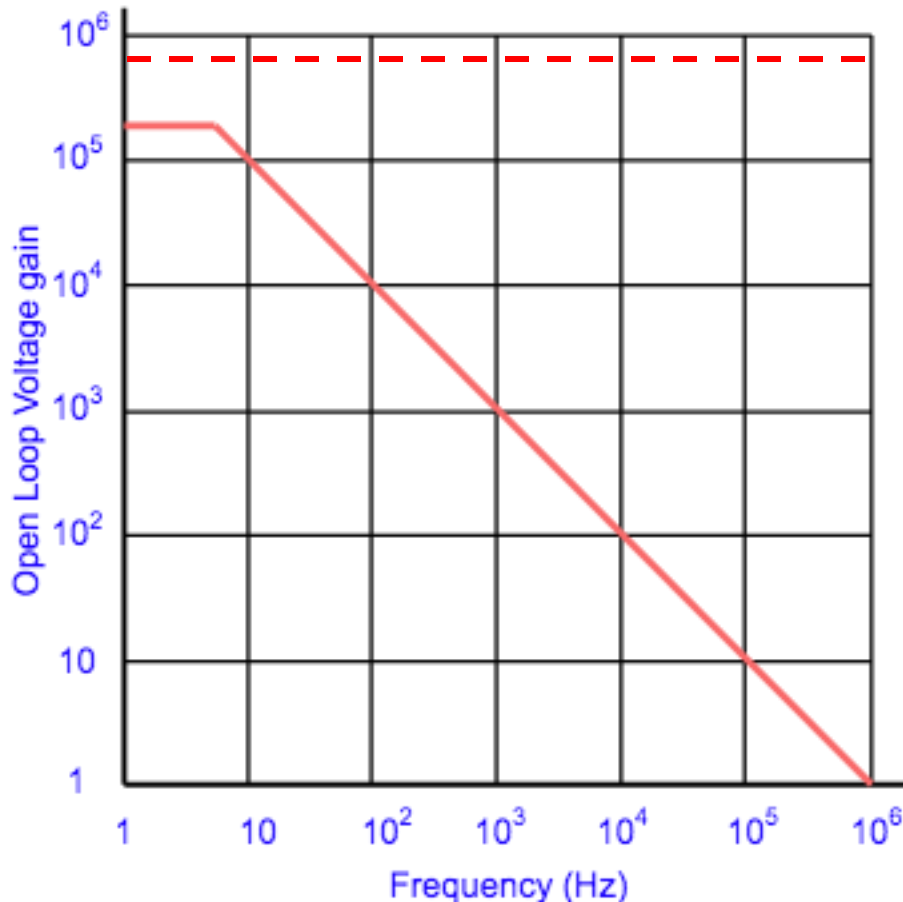
**Table 3. Electrical characteristics at $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$
(unless otherwise specified) (continued)**

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
THD	Total harmonic distortion $f = 1\text{ kHz}$, $A_v = 20\text{ dB}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_o = 2\text{ V}_{pp}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$		0.06		%
e_n	Equivalent input noise voltage $f = 1\text{ kHz}$, $R_s = 100\text{ }\Omega$		23		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_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!

Backup

Risposta in frequenza di op-amp

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

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

A guadagno a loop aperto
 β guadagno rete feedback

$$G = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_C}$$

G attenuazione filtro passa basso 1° ordine
 ω_C frequenza di taglio

$$A_f(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}}{1 + \frac{\beta A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + j\frac{\omega}{\omega_C}}$$

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

* divido sopra e sotto per $1 + \beta A_0$

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

guadagno di feedback

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

frequenza di taglio di feedback