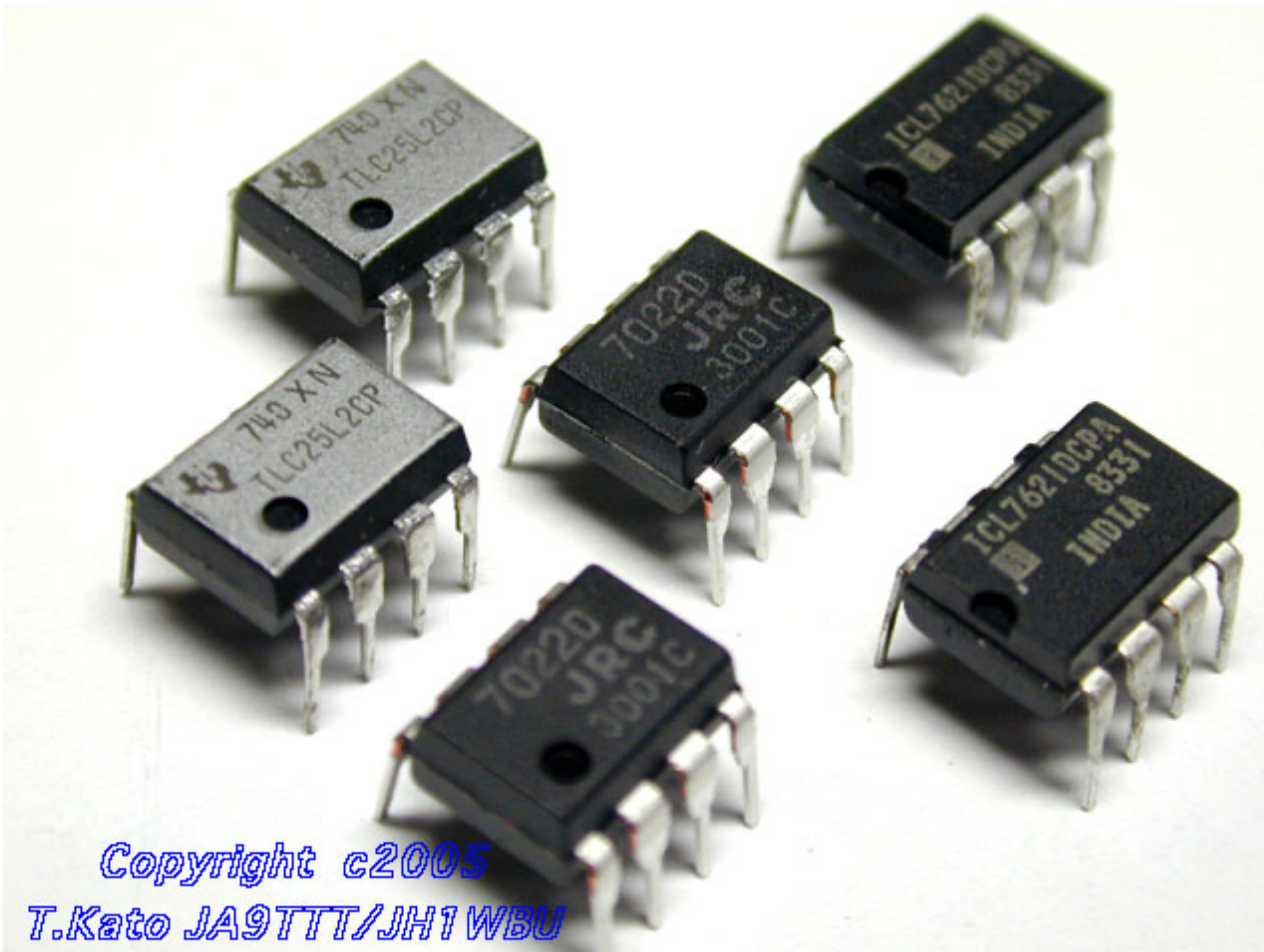
Laboratorio di Elettronica e Tecniche di Acquisizione Dati 2023-2024

Amplificatori operazionali

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

Amplificatori operazionali

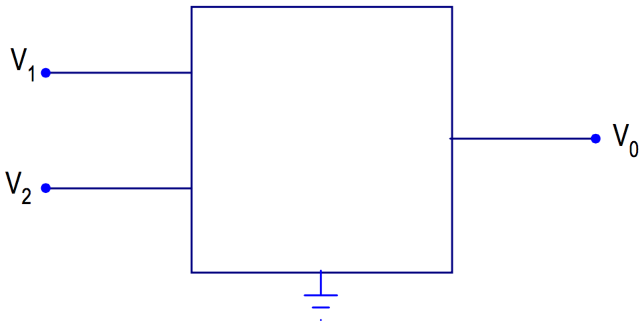


Amplificatori differenziali

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: $V_d = V_1 - V_2$ $\qquad V_1 = V_c + V_d/2$

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

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

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

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

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

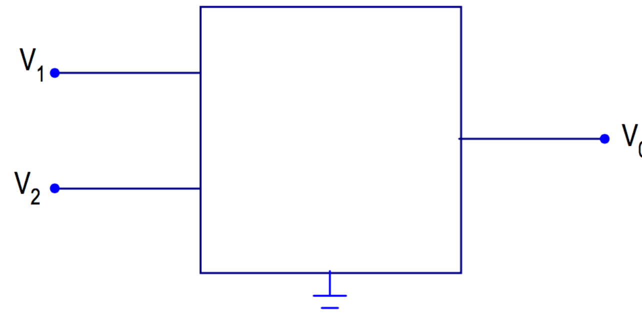
$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$ **amplificazione di modo differenziale**

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

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

Amplificatori differenziali

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

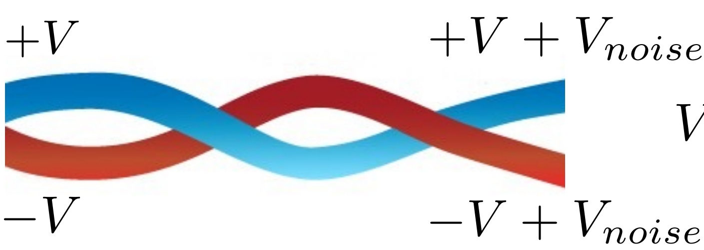


Amplificatore differenziale ideale:

- **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



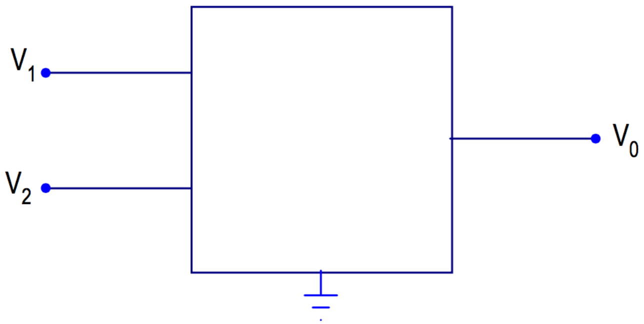
$$V_0 = A_d[(V + V_{noise}) - (-V + V_{noise})] = 2A_dV$$

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

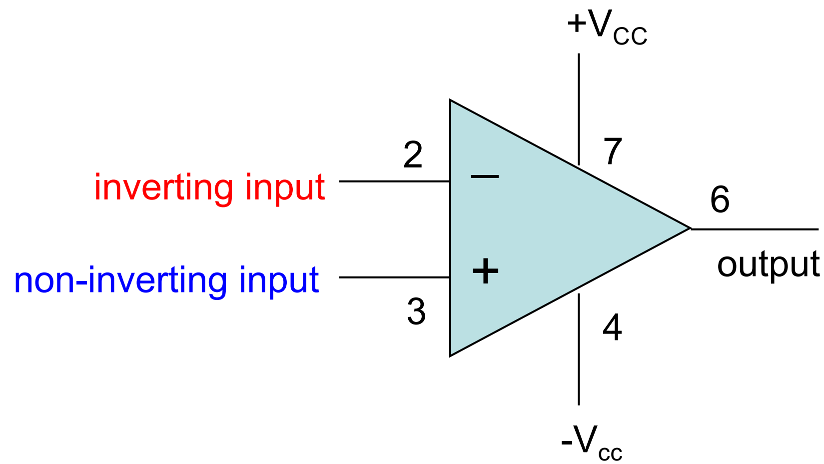
$$V_2 = V_c - V_d/2$$

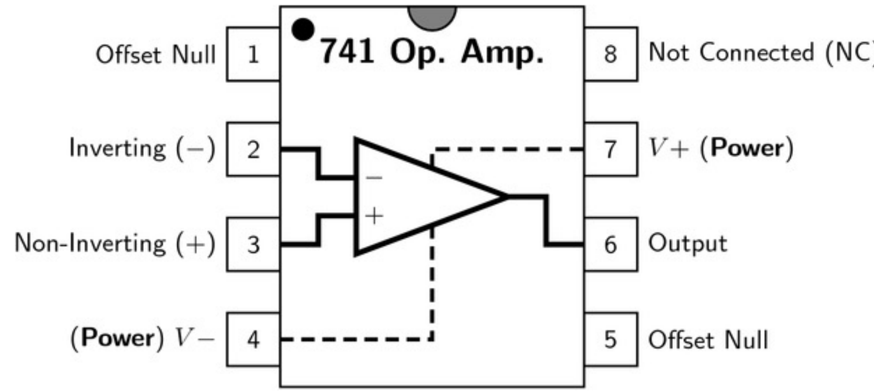
$$A_c = A_1 + A_2$$
$$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$$
$$V_0 = A_d(V_d + \frac{1}{\rho}V_c) \xrightarrow{\rho \to \infty} A_d V_d$$

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

$$A_1 \sim -A_2 \;\Rightarrow\; A_c \sim 0$$
$$A_1 \sim -A_2 \;\Rightarrow\; A_d \sim 2\frac{A_1}{2} = A_1 = A$$
$$\longrightarrow V_o = A_1 V_1 + A_2 V_2 \sim AV_1 - AV_2 = AV_d$$

Amplificatori operazionali



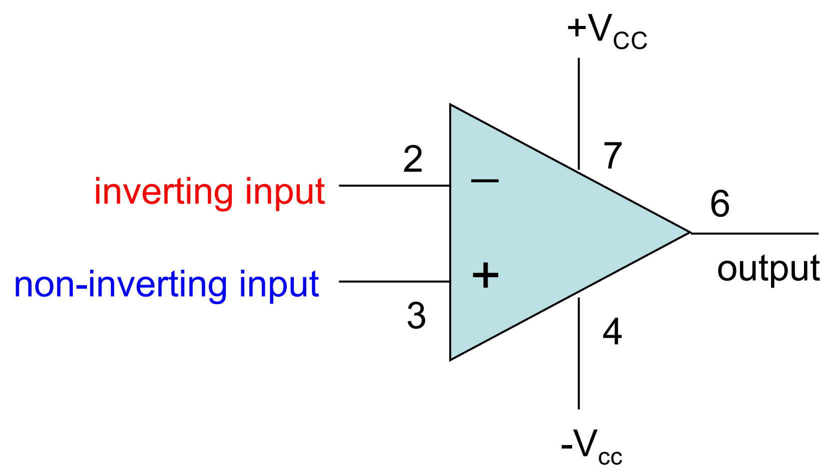


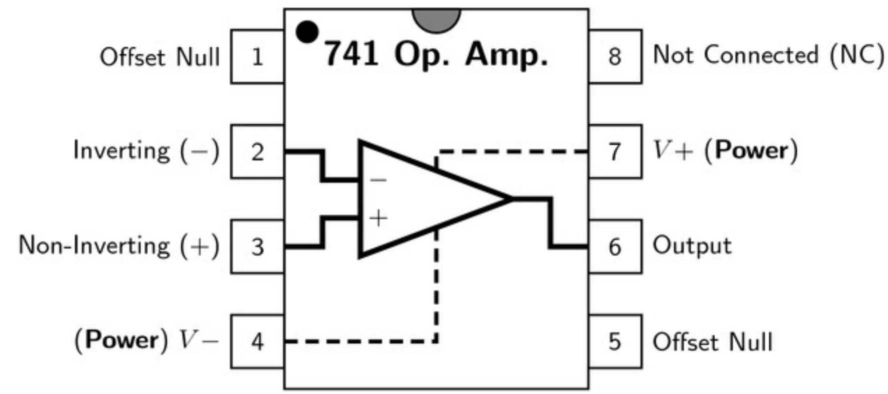
Amplificatore operazionale

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**.

$$\mathbf{V_{out} = A\,(Vin^{+} - Vin^{-})}$$

Amplificatori operazionali





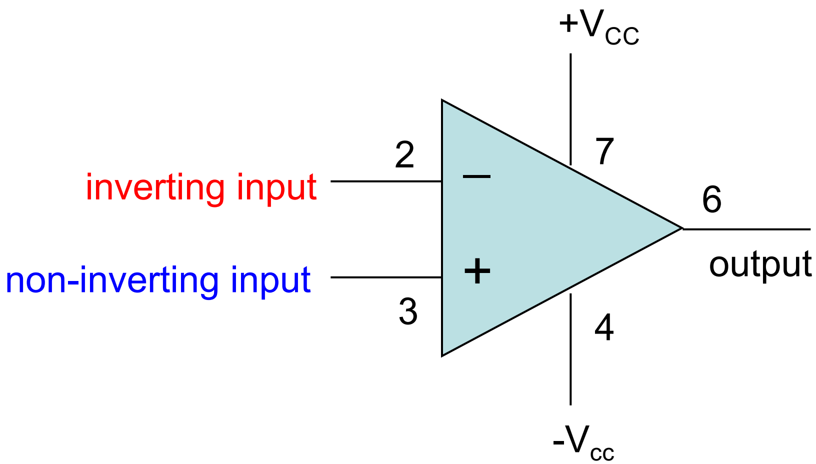
Amplificatore operazionale

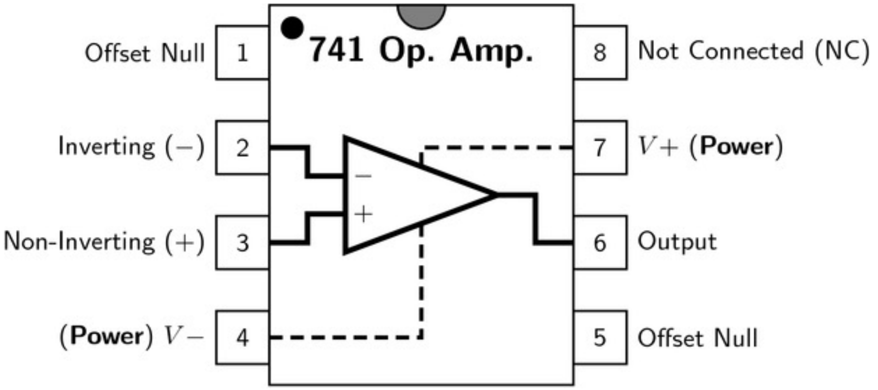
- Ingressi differenziali
- Guadagno differenziale molto alto (in realtà c.a. 10^5, con tolleranze < 20%)
- Guadagno nel modo comune nullo (in realtà CMRR = c.a. 100 dB *)
- Impedenza d'ingresso molto alta (in realtà c.a. $10^6\ \Omega$)
- Impedenza in uscita nulla (indipendente dal carico, vero fino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

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:

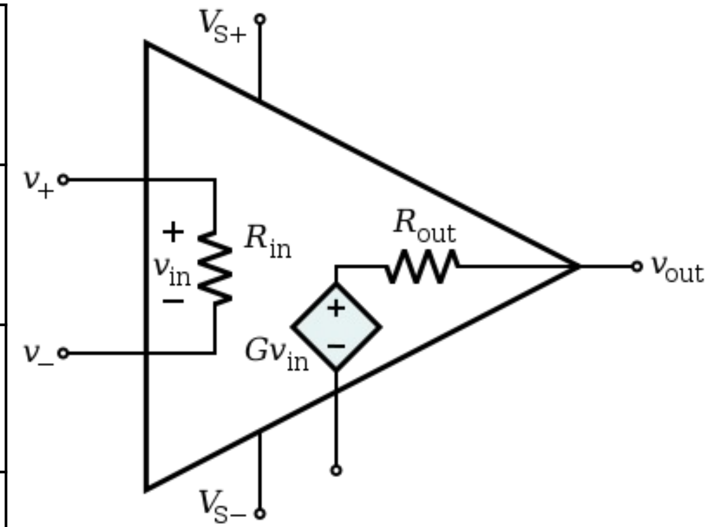
- spesso indicati come $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$
- in generale sono due alimentazioni indipendente e possono essere usati due valori, anche differenti (noi, in un'esperienza, utilizzeremo -1V e 5V)

→ sarebbe più corretto parlare di V^{+}_{cc} e V^{-}_{cc}

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

Amplificatori operazionali

	Ideal	Practical (LM741)
Open Loop gain *A*	$\propto$	10^5
Gain-Bandwidth Product *GBP*	$\propto$	1MHz
Input Impedance Z_{in}	$\propto$	0.3-2MΩ
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	$\propto$	80-100dB



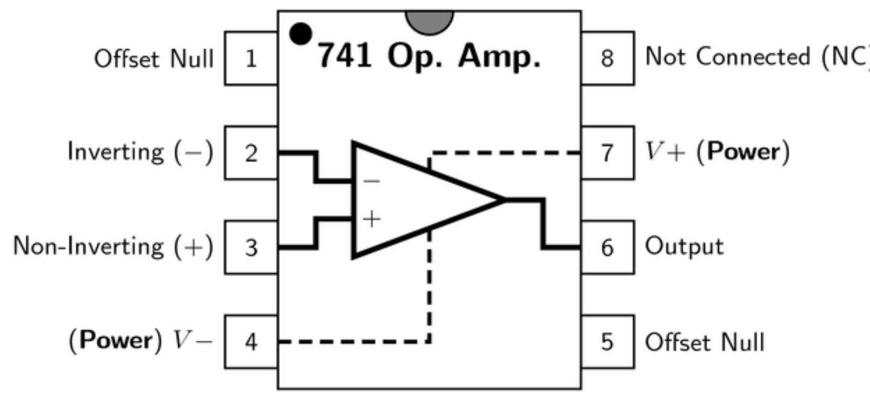
Amplificatori operazionali

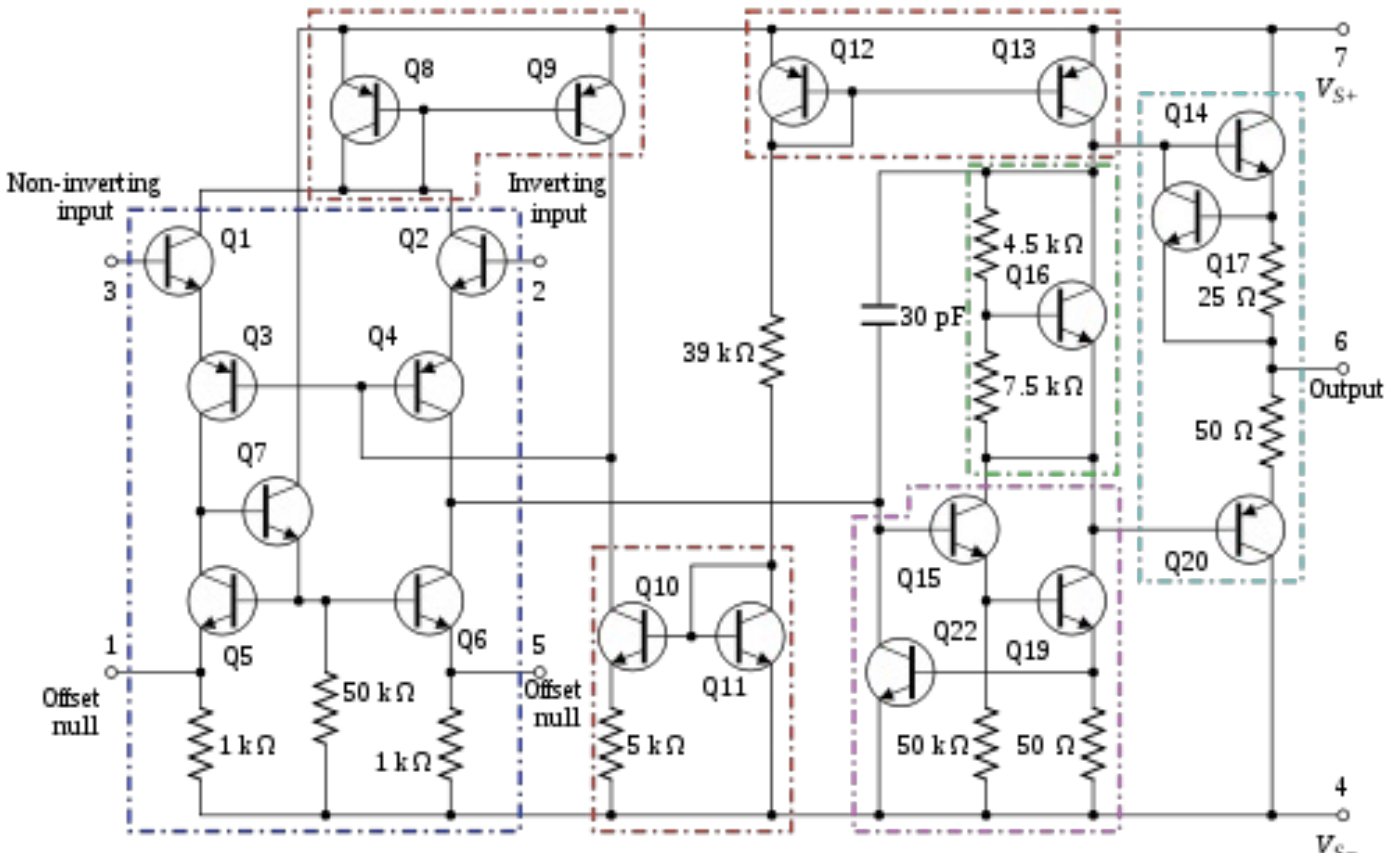
https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group1/d6/9e/4e/8a/fa/65/4c/d0/CD00001252/files/CD00001252.pdf/jcr:content/translations/en.CD00001252.pdf

Table 3. Electrical characteristics at V_{CC} = ±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	nA
A_{vd}	Large signal voltage gain (V_o = ±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 $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	±12 ±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: R_L = 10 kΩ R_L = 2 kΩ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$: R_L = 10 kΩ R_L = 2 kΩ	12 10 12 10	14 13		V
SR	Slew rate V_i = ±10 V, R_L = 2 kΩ, C_L = 100 pF, unity gain	0.25	0.5		V/µs
t_r	Rise time V_i = ±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

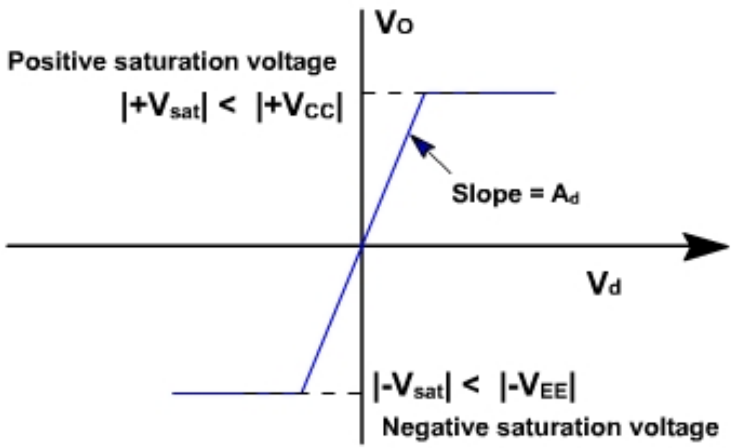
Amplificatori operazionali

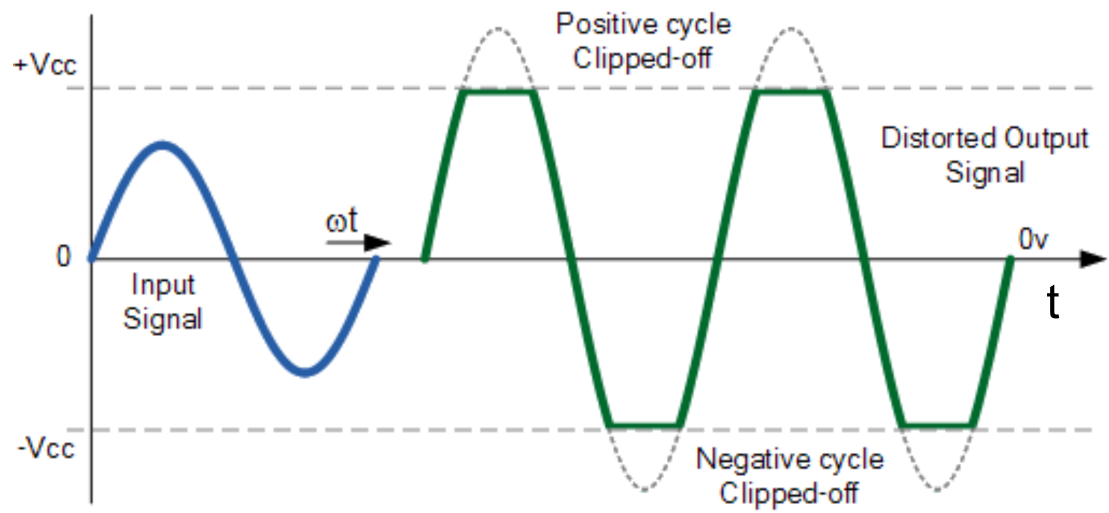


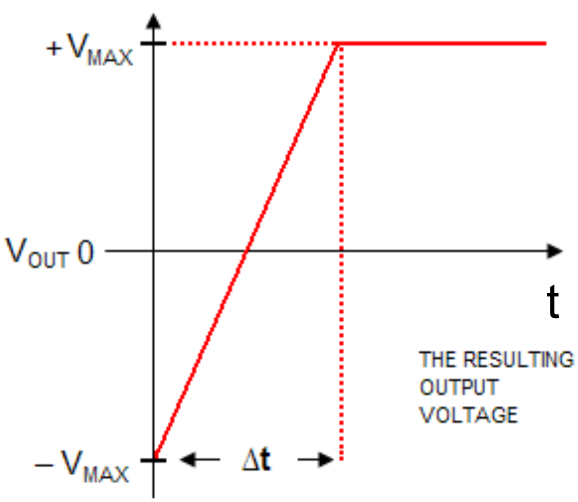


Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



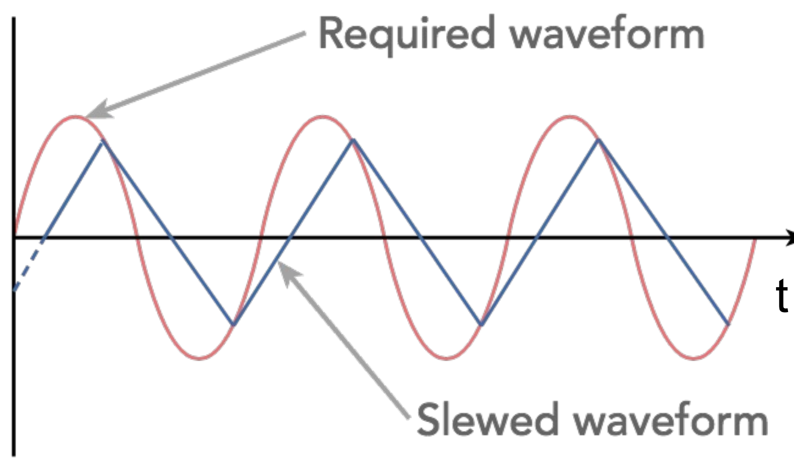




$$\boxed{SLEWRATE = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t}},$$

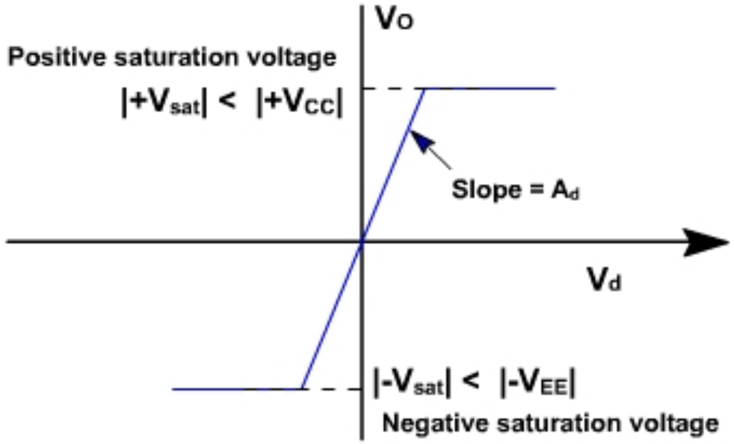
where $\Delta V_{OUT} = +V_{MAX} - (-V_{MAX})$

units (V/μs)



Applicazioni non lineari di Op-Amp

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



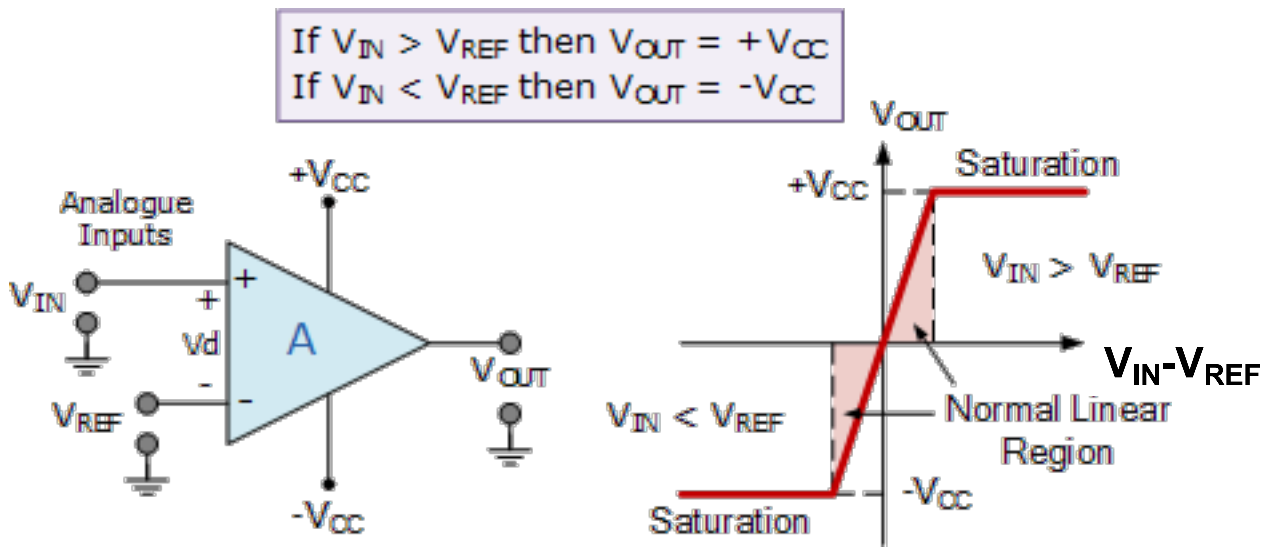
Quanto è "larga" la zona lineare?

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

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

Comparatore

Applicazione non lineare: 1 bit ADC converter / Comparatore



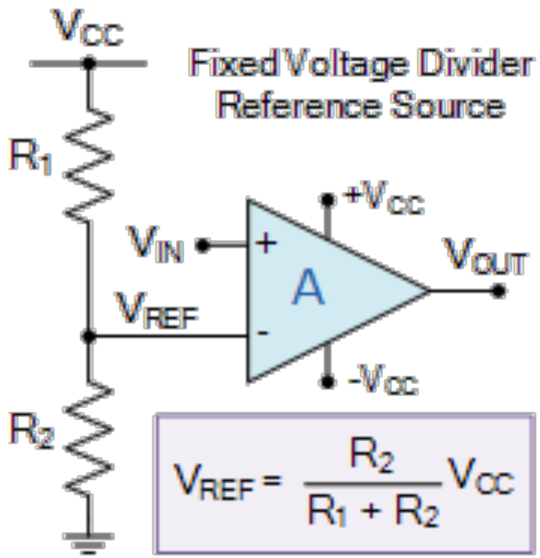
- $V_{IN} > V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = V^{+}_{CC}$ (*)
- $V_{IN} < V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = V^{-}_{CC}$ (*)

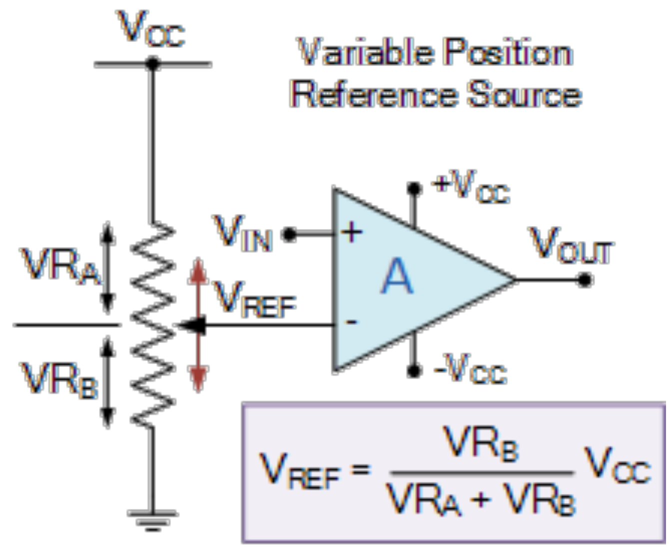
A causa del grande guadagno a loop aperto, la zona lineare è trascurabile

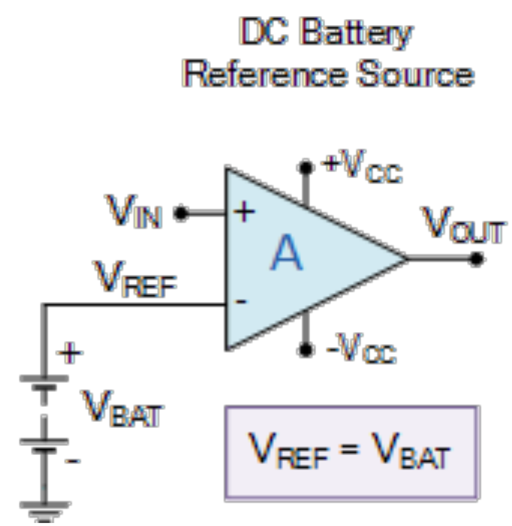
(*) in realtà l'op-amp satura a $V^{+}_{SAT}<V^{+}_{CC}$ e $V^{-}_{SAT}<V^{-}_{CC}$;
per amplificatori ideali spesso si assume $|V_{SAT}|^{+/-} = |V_{CC}|^{+/-}$

Comparatore

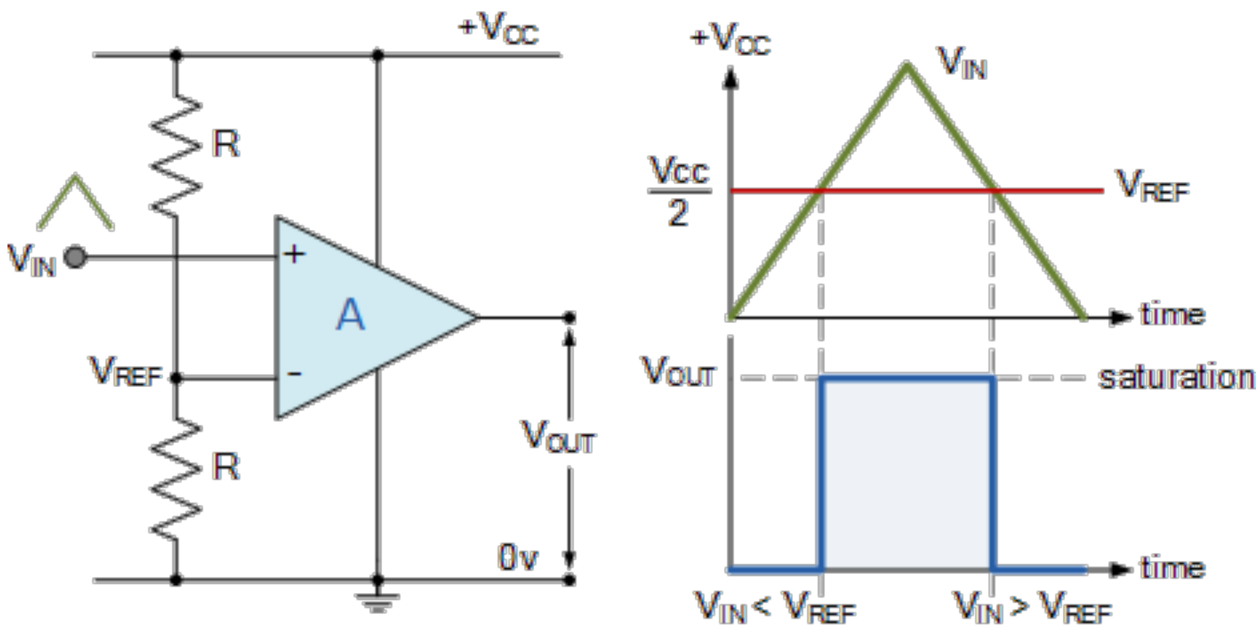
Diverse modalità per definire la tensione di riferimento



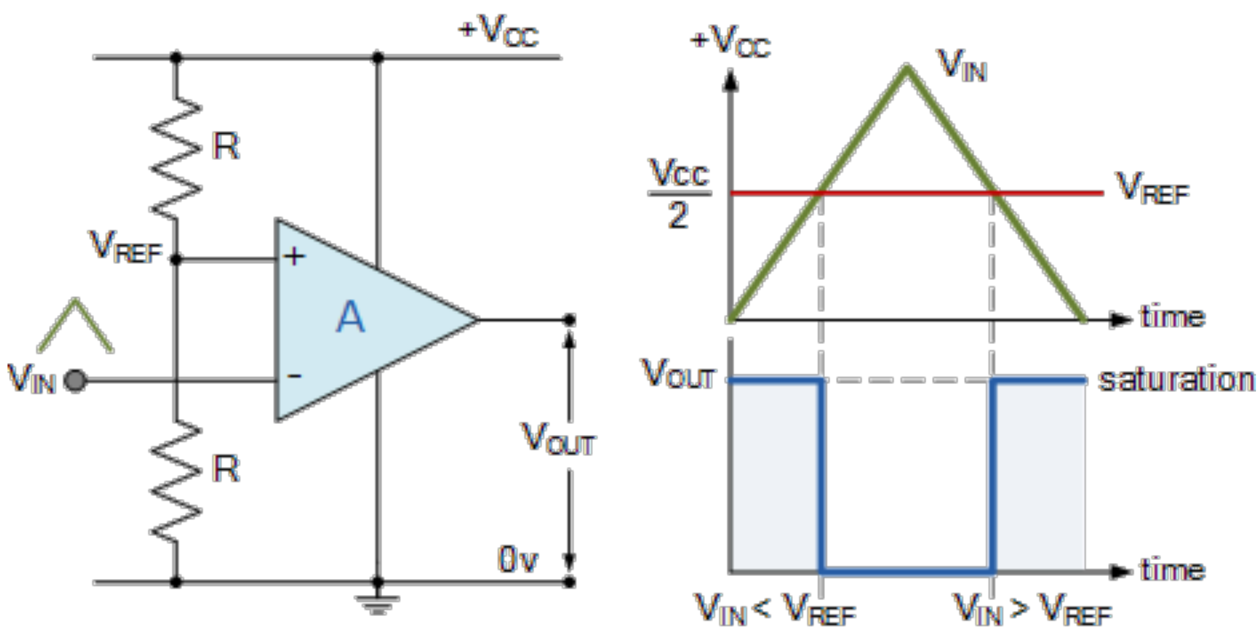




Comparatore



Comparatore non invertente

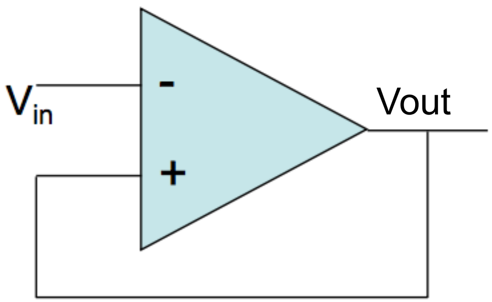


Comparatore invertente

Reti di feedback

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

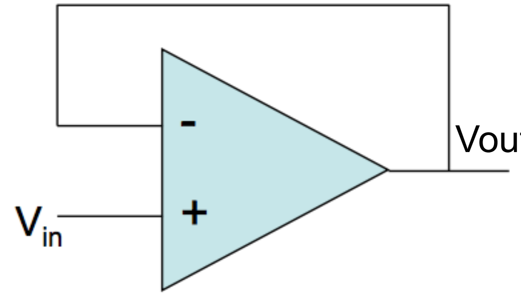
POSITIVE FEEDBACK



Se V_{out} è poco maggiore/minore di *Vin*, *Vout* tende ad aumentare fino a +/- *Vcc*

Soggetto a oscillazioni e derive, poco interessante

NEGATIVE FEEDBACK



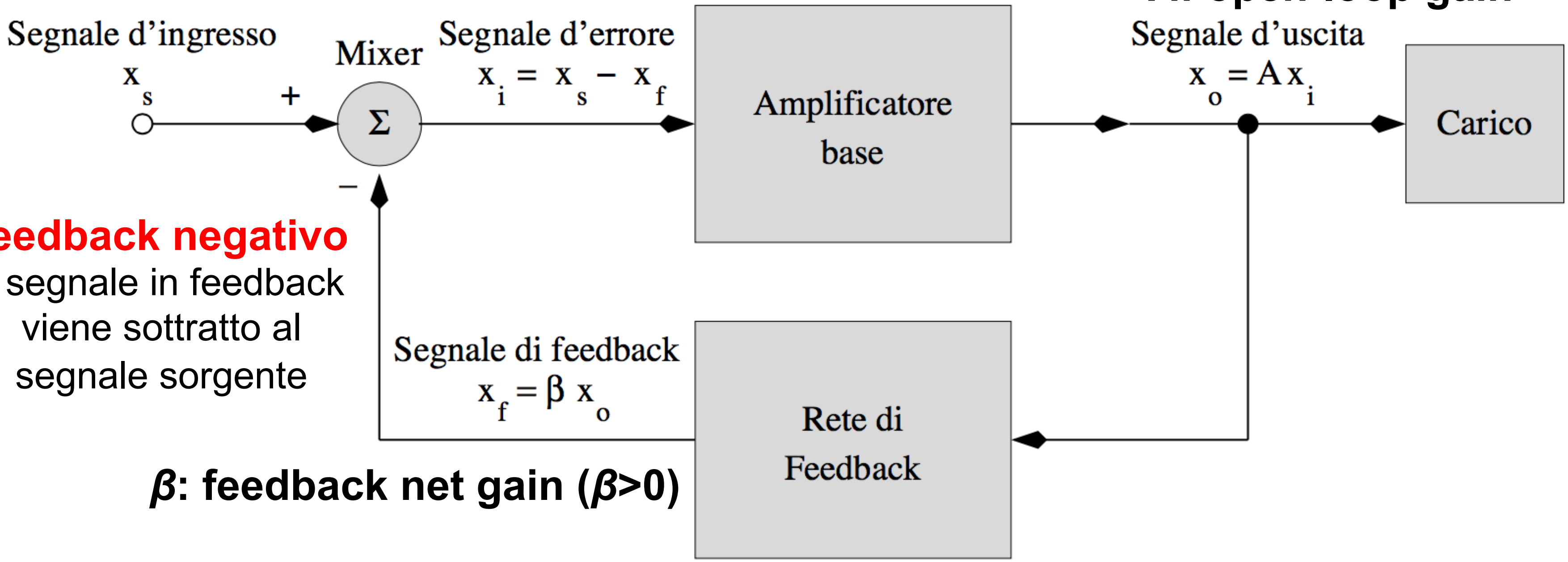
Se *Vout* > *Vin*, *Vout* tende a diminuire "correggendo" la differenza
Se *Vout* < *Vin*, *Vout* tende ad aumentare "correggendo" la differenza

Circuito autoregolante, *Vout* tende a diventare uguale a *Vin*

Reti di feedback

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

***A*: open-loop gain**



feedback negativo
il segnale in feedback viene sottratto al segnale sorgente

***β*: feedback net gain (*β*>0)**

$$\begin{cases} x_o = Ax_i \\ x_f = \beta x_0 \\ x_i = x_s - x_f \end{cases}$$

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

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)

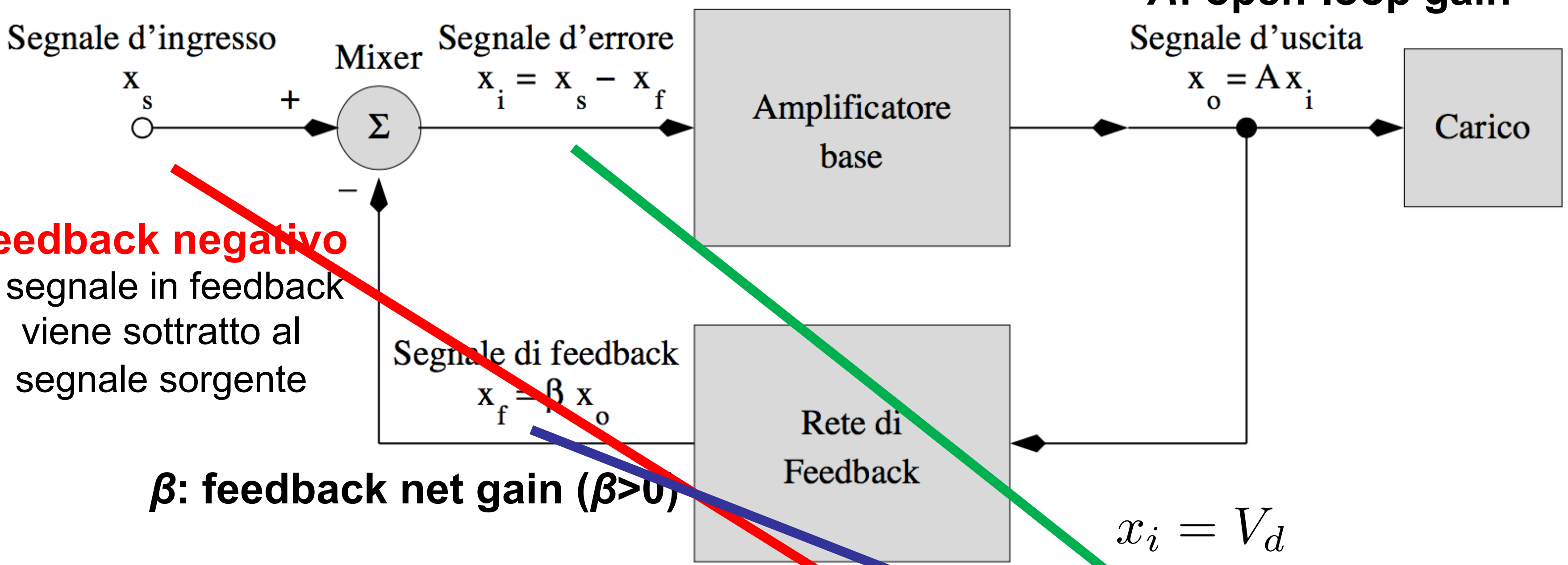
$$\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{\mathrm{d}A}{A} \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$$

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

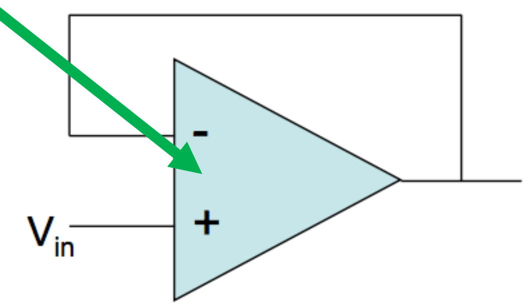
***A*: open-loop gain**



feedback negativo
il segnale in feedback viene sottratto al segnale sorgente

***β*: feedback net gain (*β*>0)**

$$x_i = V_d$$



$$\begin{cases} x_o = A x_i \\ x_f = \beta x_0 \\ x_i = x_s - x_f \end{cases}$$

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)

$$\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f} = \frac{1}{1+\beta A}\frac{\mathrm{d}A}{A} \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$$

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:
<u>PRINCIPIO DEL CORTO VIRTUALE</u>

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

Regole d’oro dell’operazionale

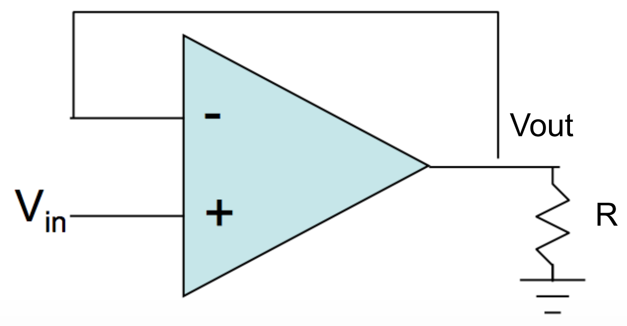
Un amplificatore operazionale ideale operato in una qualunque configurazione con **feedback negativo** obbedisce alle seguenti regole:

- **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



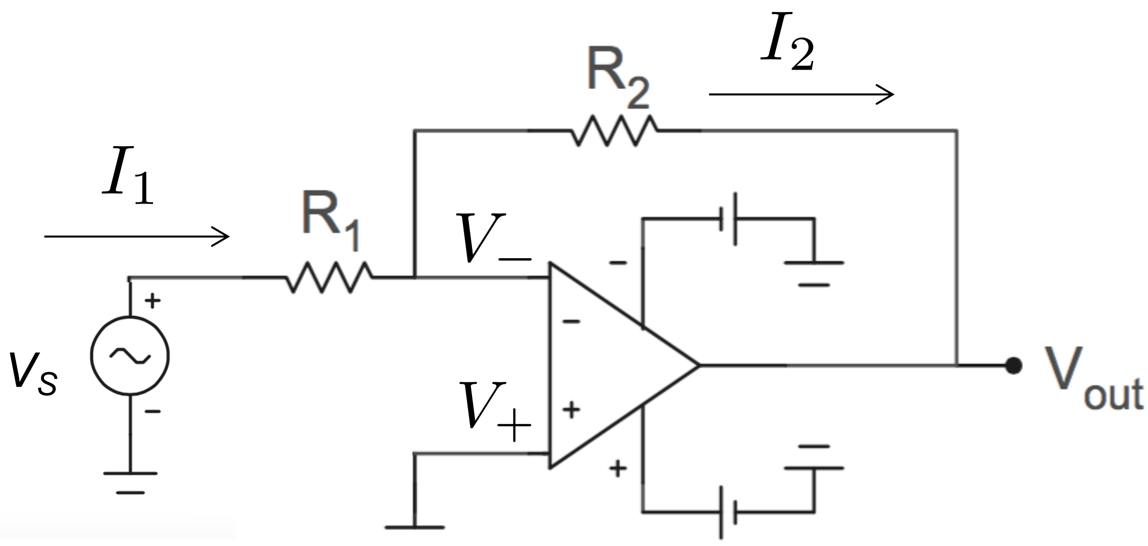
Feedback negativo con carico: **BUFFER** o **INSEGUITORE DI TENSIONE**
L'op-amp tira corrente (*Vin<0*) o eroga corrente (*Vin>0*) attraverso il carico forzando *Vout* a diventare uguale a *Vin*.

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” $I_1 = (V_s - V_-)/R_1 = V_s/R_1$

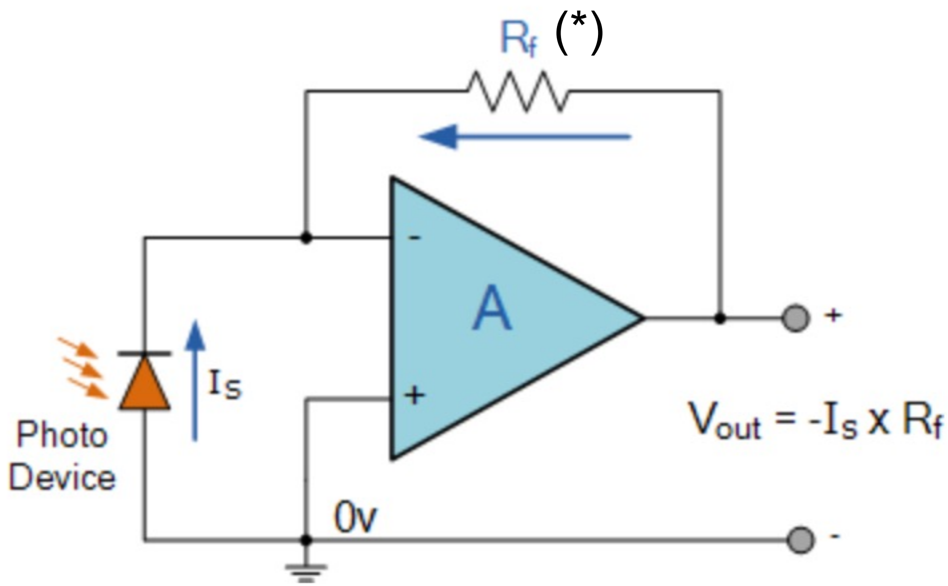
L’op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

Amplificatore invertente in transimpedenza

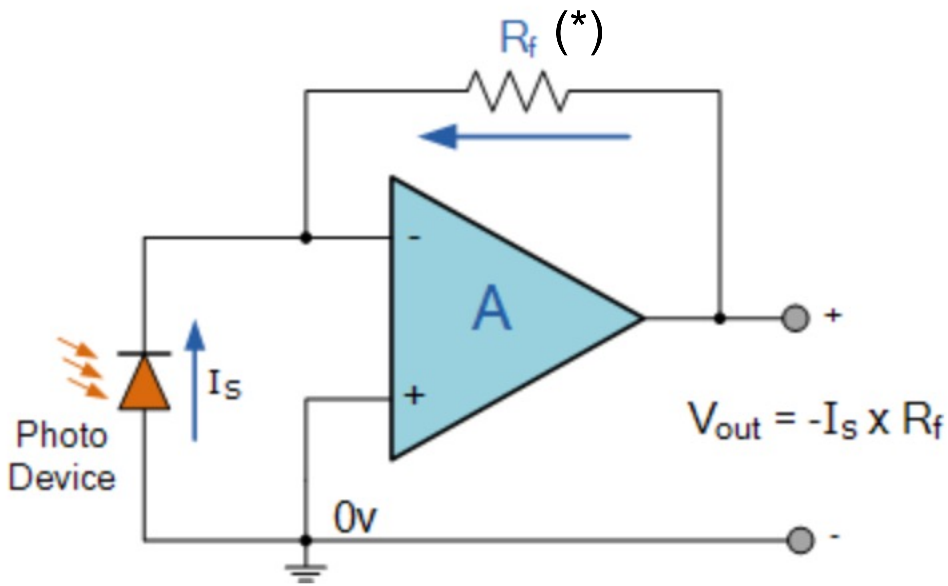


Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente $V_o = -I_s R_f$

Convertitore corrente – tensione: genera un output in tensione proporzionale all'intensità di corrente generata dal generatore. Generalmente utilizzato per rivelatore 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



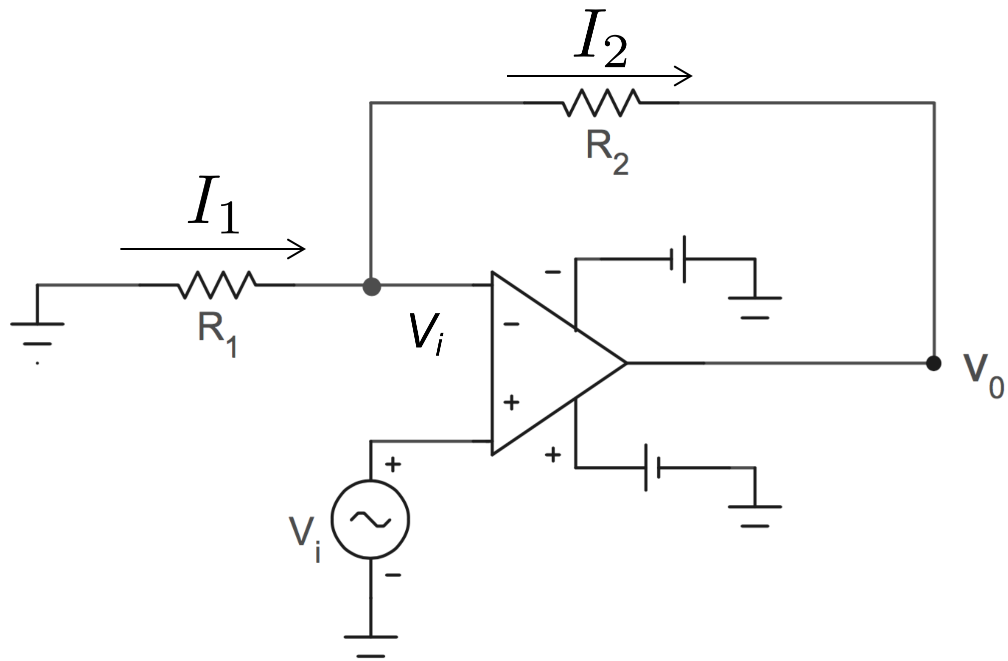
Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente $V_o = -I_s R_f$

Convertitore corrente – tensione:
il "guadagno" è $V_0 / I_s = R_f$

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

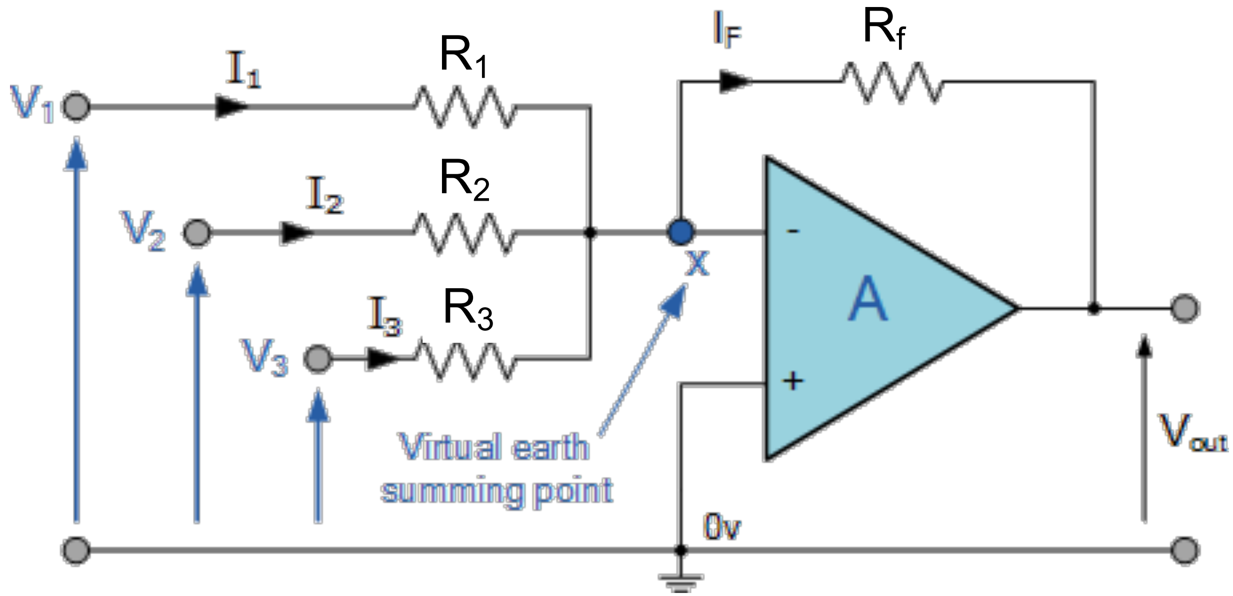
L'op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

Amplificatore sommatore



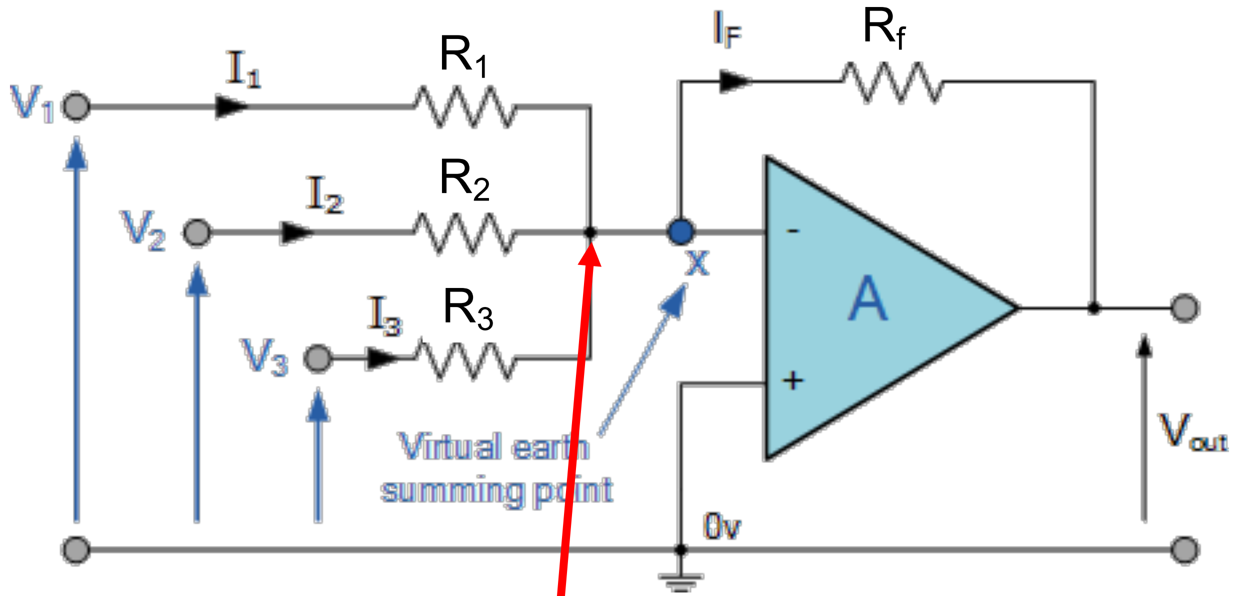
Stesse considerazioni per la configurazione non invertente, ma la corrente che fluisce lungo R_f è data dalla somma delle correnti in input

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

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

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

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

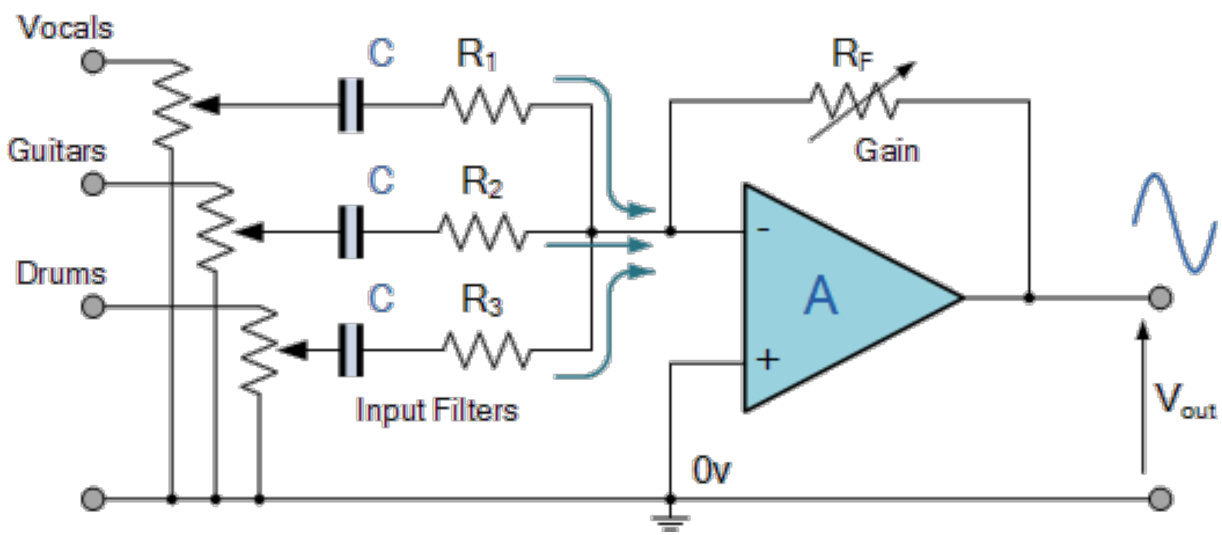
$$V_{out} = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right)$$ somma pesata delle tensioni in input

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

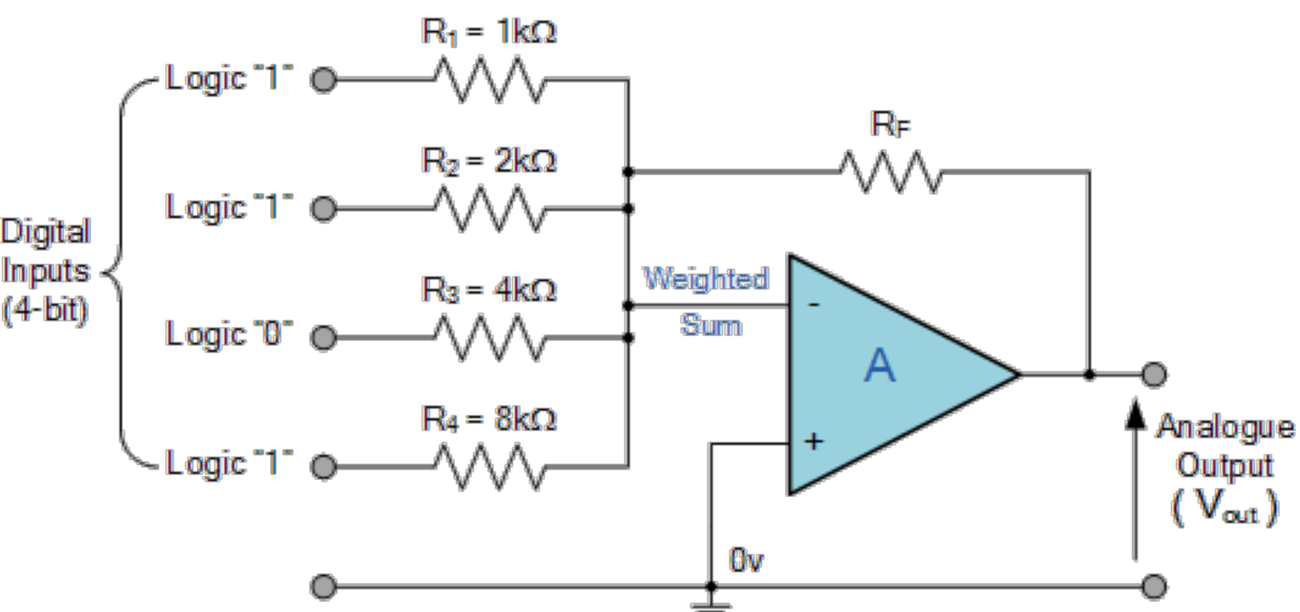
$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots)$$

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

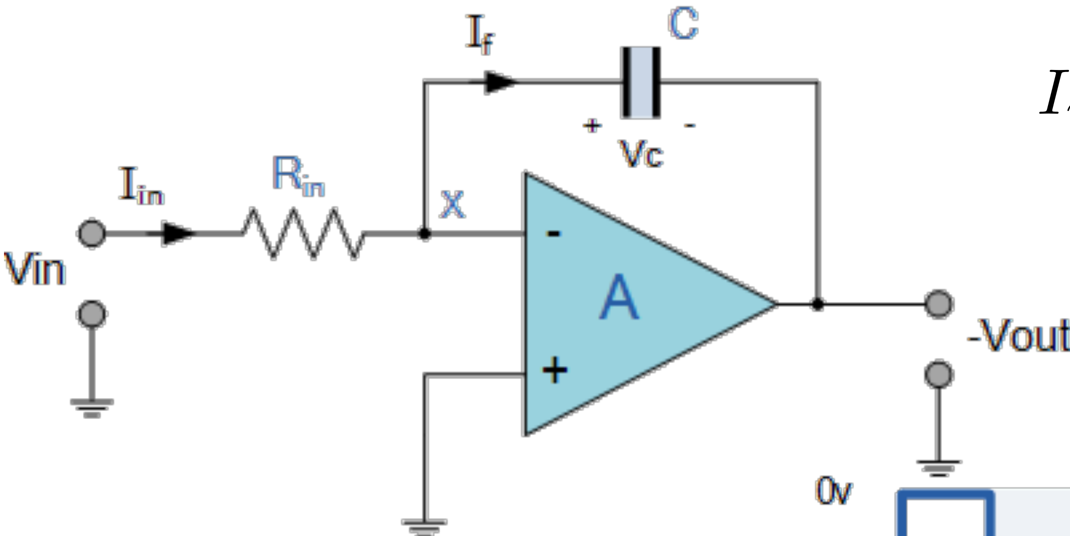


Sommatore di segnali
da diverse sorgenti
per analisi combinata



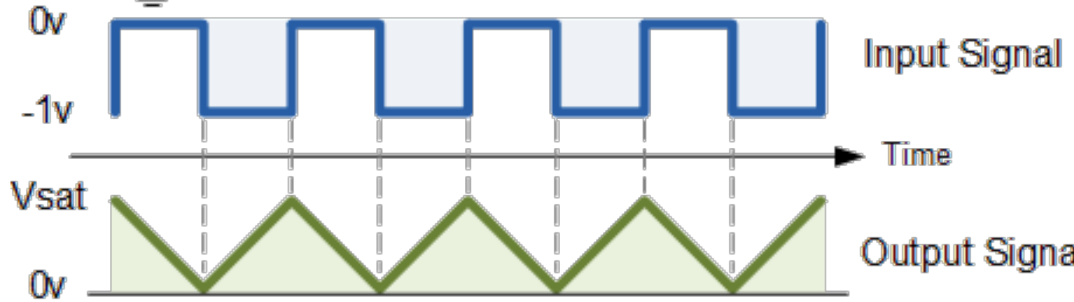
Digital-to-Analog converter (DAC)
I bit digitali di una parola sono convertiti in tensione in base alla loro posizione nella parola.

Integratore / Filtro passa basso



$$I_{in} = I_f \rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -C\frac{\mathrm{d}V_{out}}{\mathrm{d}t}$$

$$V_{out} = -\frac{1}{RC}\int V_{in}\,\mathrm{d}t$$



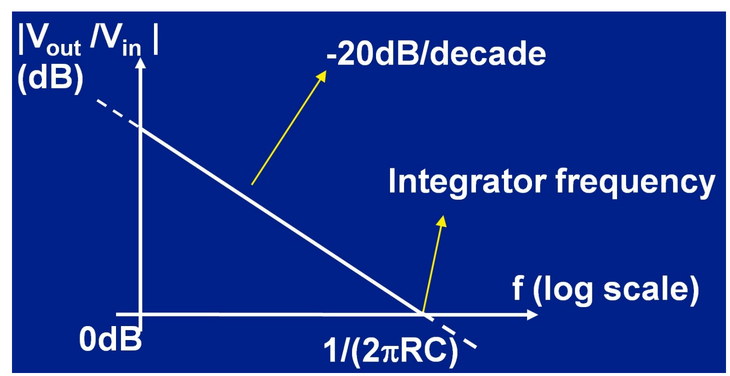
Caso semplice, V_{in} sinusoidale:

$$\int \sin(\omega t)\,\mathrm{d}t \propto \frac{1}{\omega}\sin(\omega t)$$

quindi:

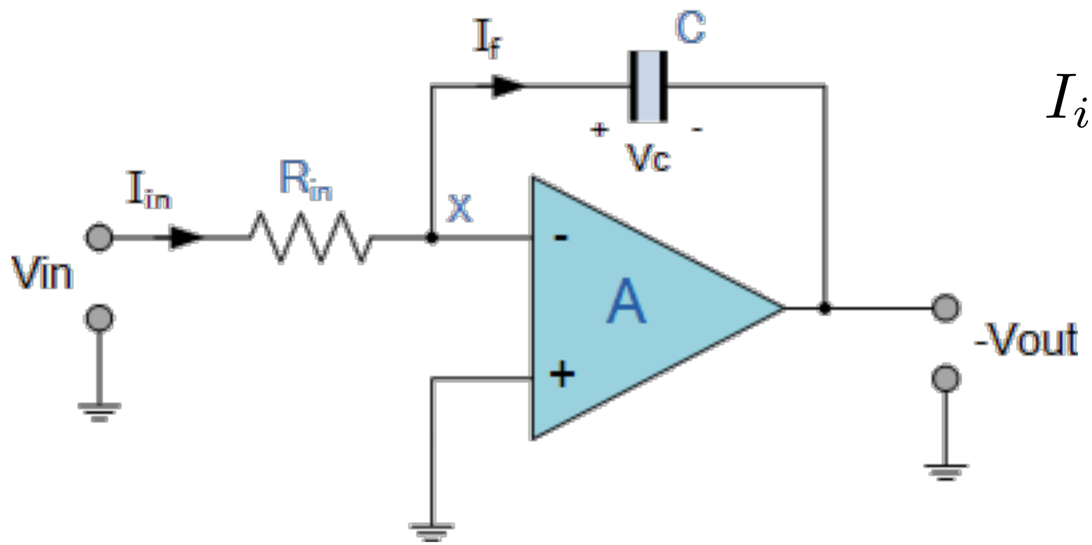
$$\left|\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)}\right| = \frac{1}{2\pi RCf} = \frac{1}{\frac{f}{f_C}}$$

con $f_C = \dfrac{1}{2\pi RC}$



retta solo in scala log-log!

Integratore / Filtro passa basso

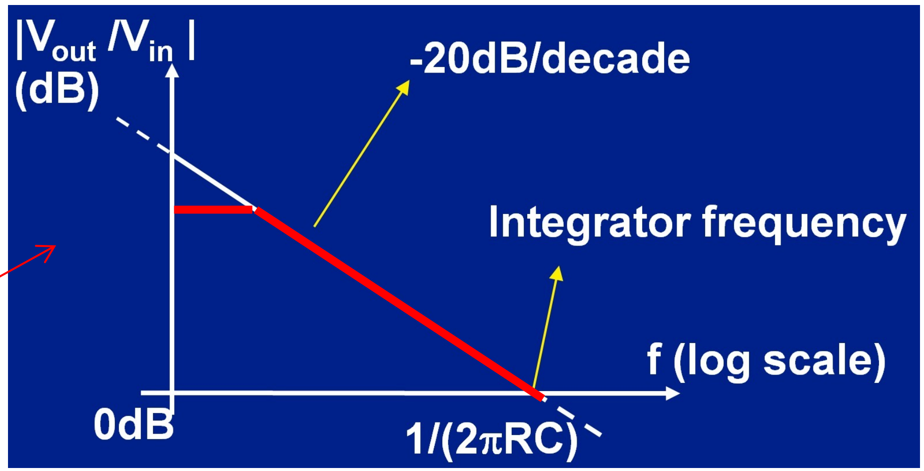


$$I_{in} = I_f \rightarrow \frac{V_{in}}{R} = -C\frac{\mathrm{d}V_{out}}{\mathrm{d}t}$$

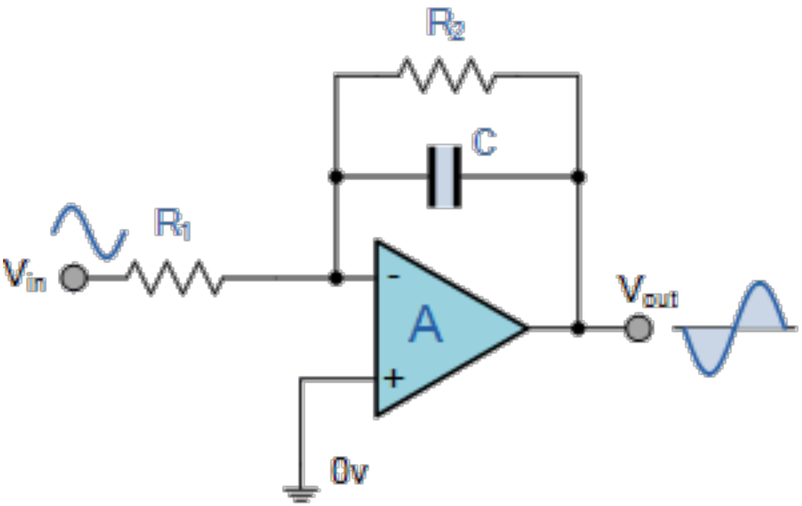
$$V_{out} = -\frac{1}{RC}\int V_{in}\,\mathrm{d}t$$

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

a basse frequenze raggiungo la saturazione.



Integratore / Filtro passa basso



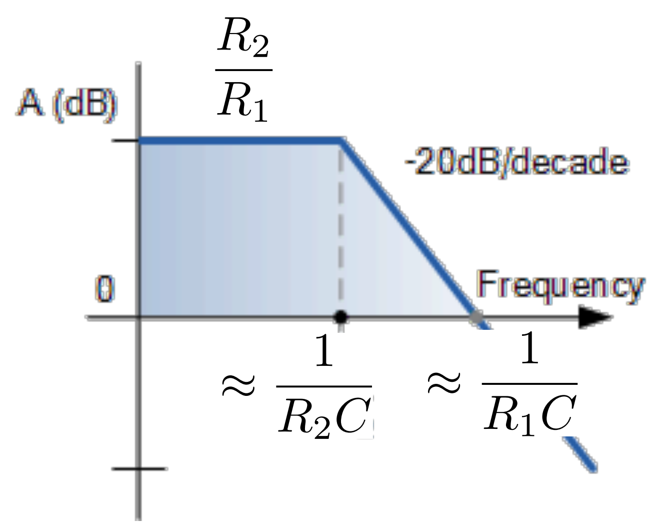
Aggiungo una resistenza ed estendo il calcolo precedente

$$\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \qquad Z_{in} = R_1$$

$$Z_{out} = Z_C \parallel Z_R$$

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

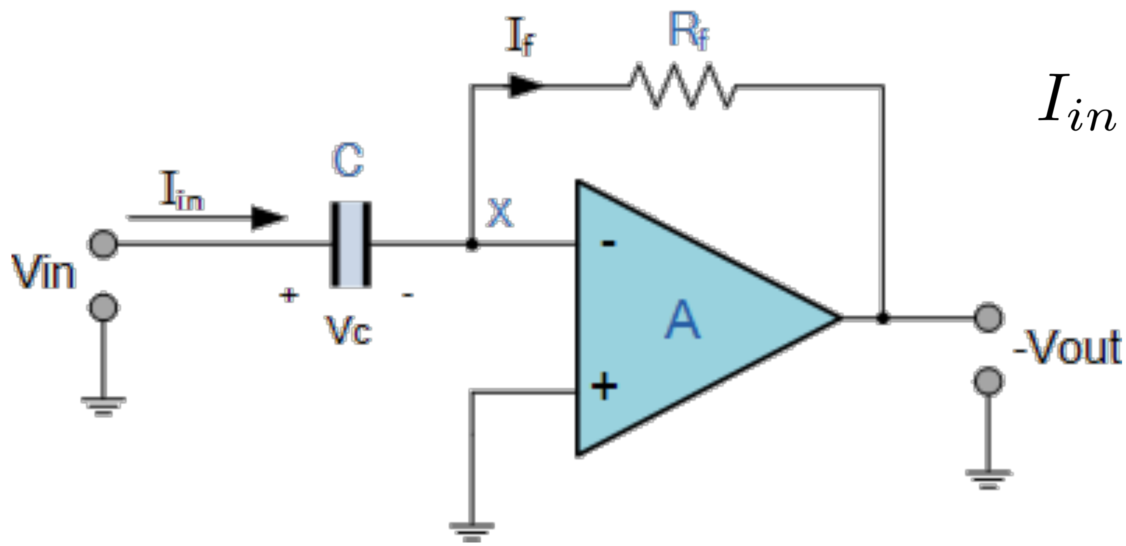
$$\left|\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)}\right| = \frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_C)^2}} \qquad f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$



La resistenza di controllo regolarizza il guadagno a basse frequenze

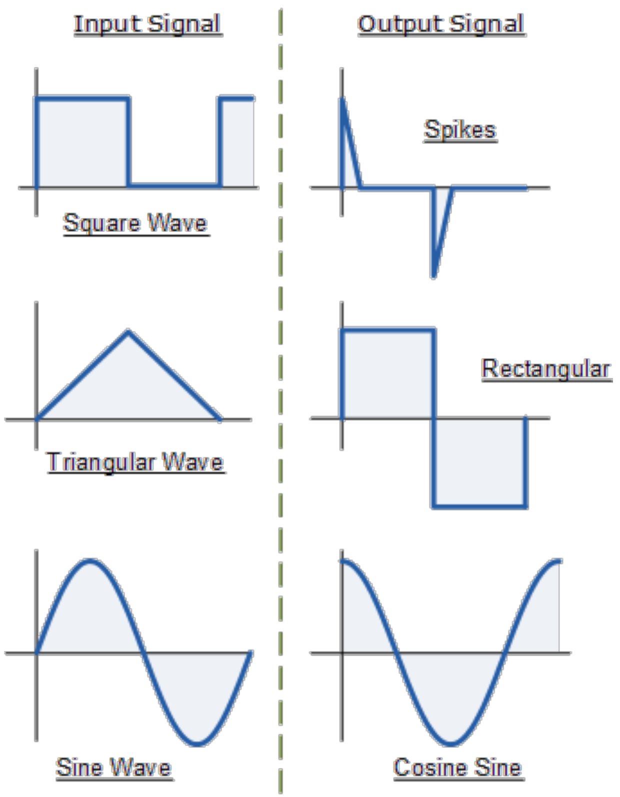
$$z = x + iy \rightarrow |z| = \sqrt{x^2+y^2}$$

Derivatore/ Filtro passa alto



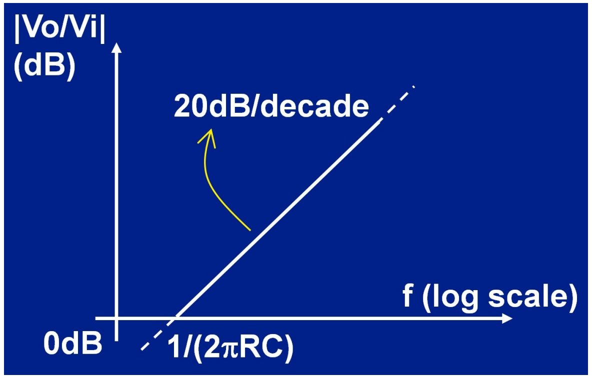
$$I_{in} = I_f \rightarrow C\frac{\mathrm{d}V_{in}}{\mathrm{d}t} = -\frac{V_{out}}{R}$$

$$V_{out} = -RC\frac{\mathrm{d}V_{in}}{\mathrm{d}t}$$



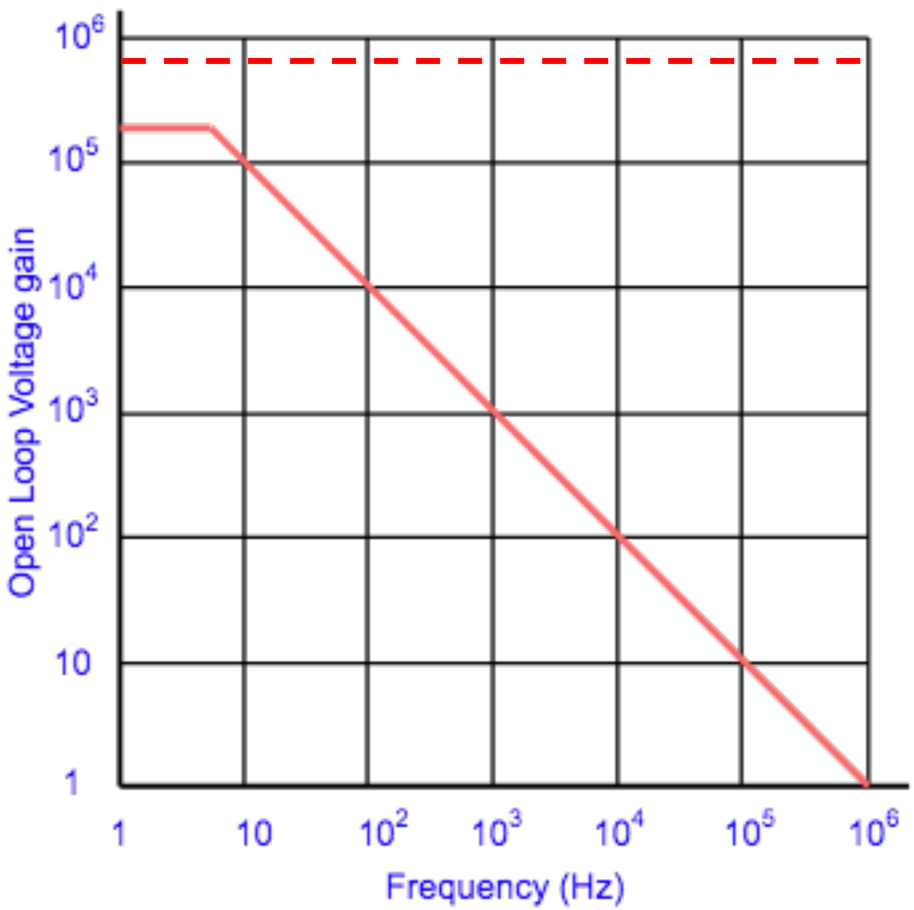
$$\left|\frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)}\right| = 2\pi RCf = \frac{f}{f_C}$$

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



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



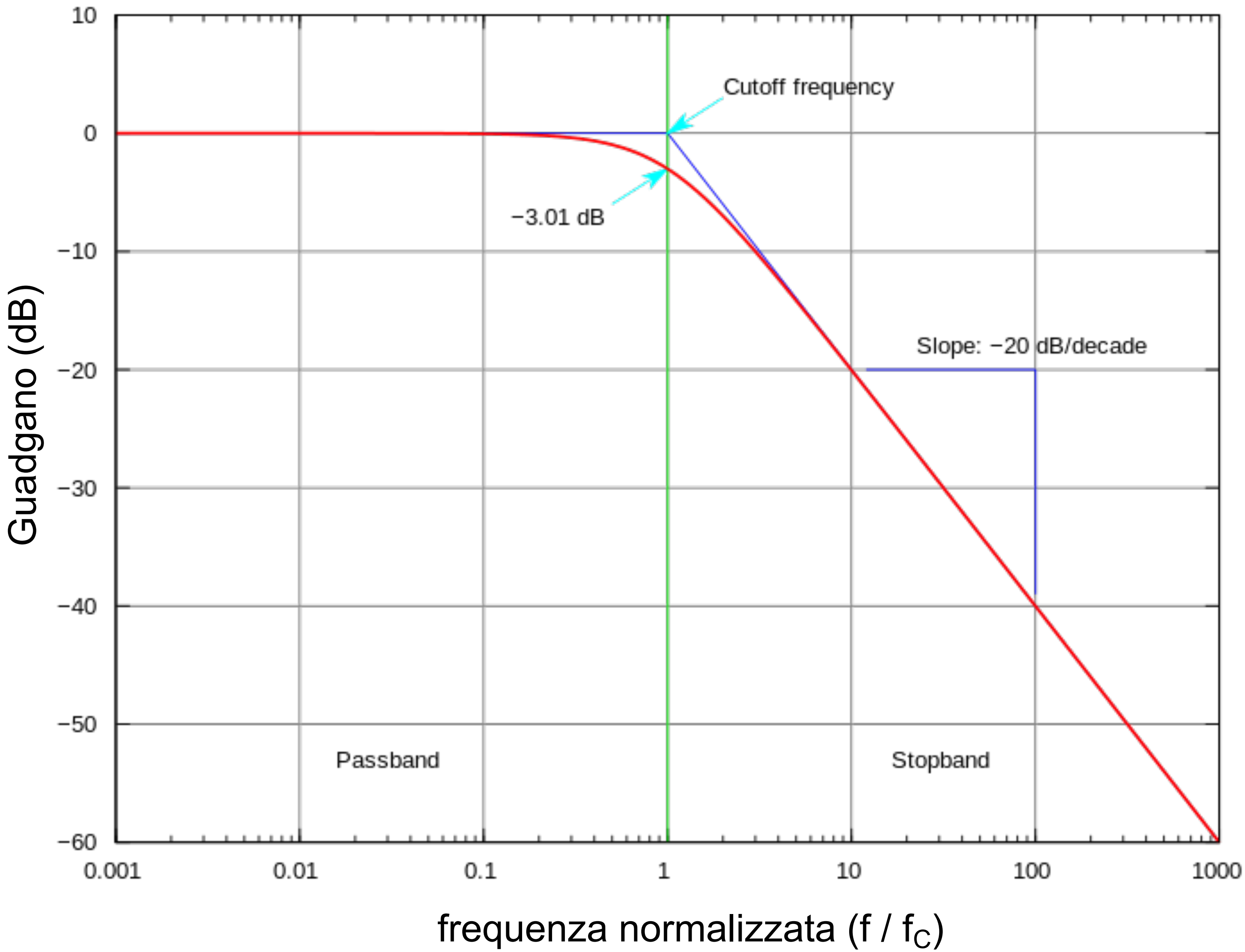
Risposta in frequenza di op-amp ideale (A infinito)

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”

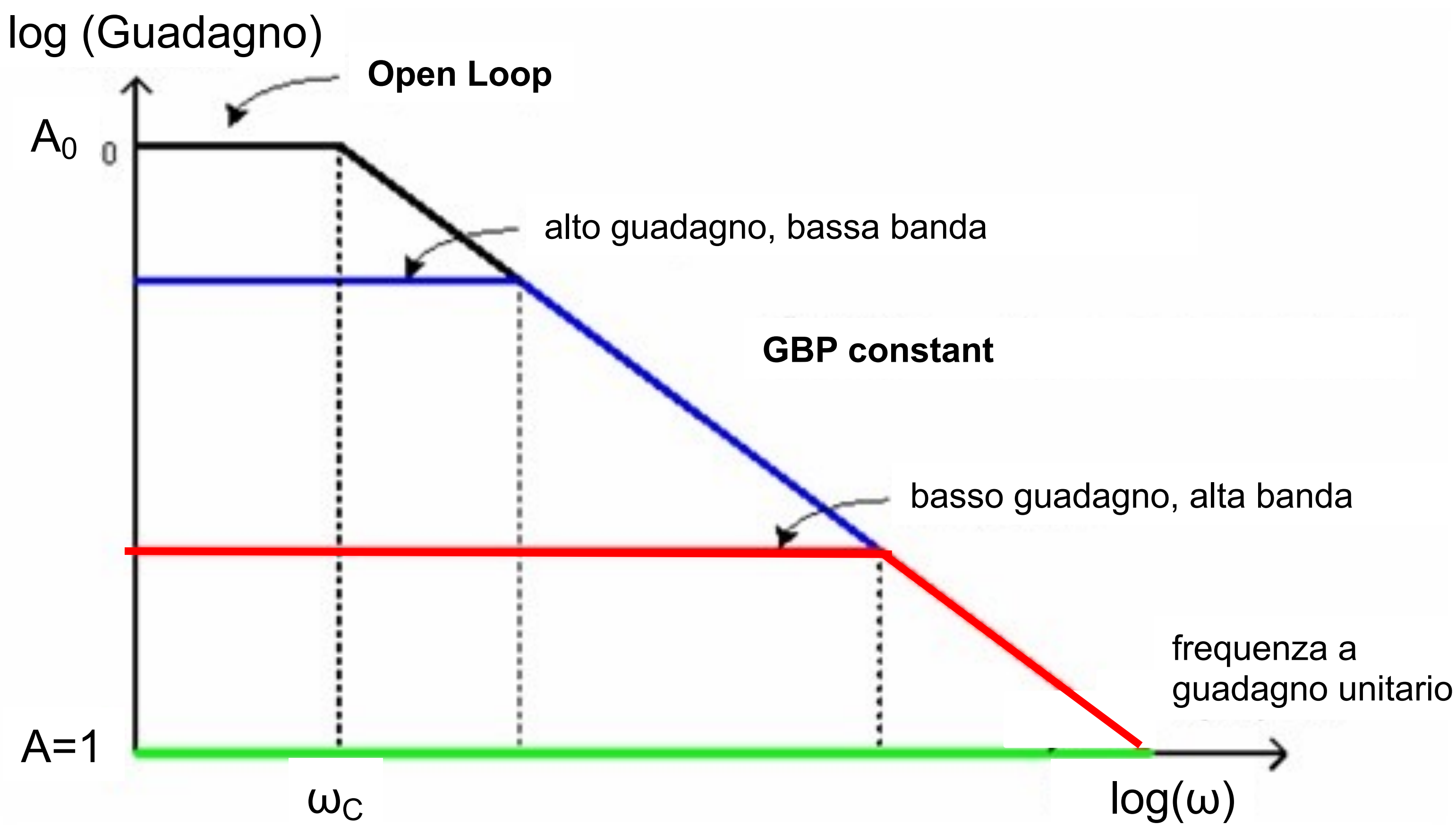


Risposta in frequenza di op-amp

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

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

In presenza di feedback invertente, 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

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

*** vedi ultima slide**

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

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

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

$A_o\ \omega_c = 10^5\ \omega_c = 10^6$ Hz

→ ω_c = 10 Hz

Table 3. Electrical characteristics at V_{CC} = ±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
A_{vd}	Large signal voltage gain (V_o = ±10 V, R_L = 2 kΩ) T_{amb} = +25 °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	 50 25	 200		V/mV

Amplificatori operazionali

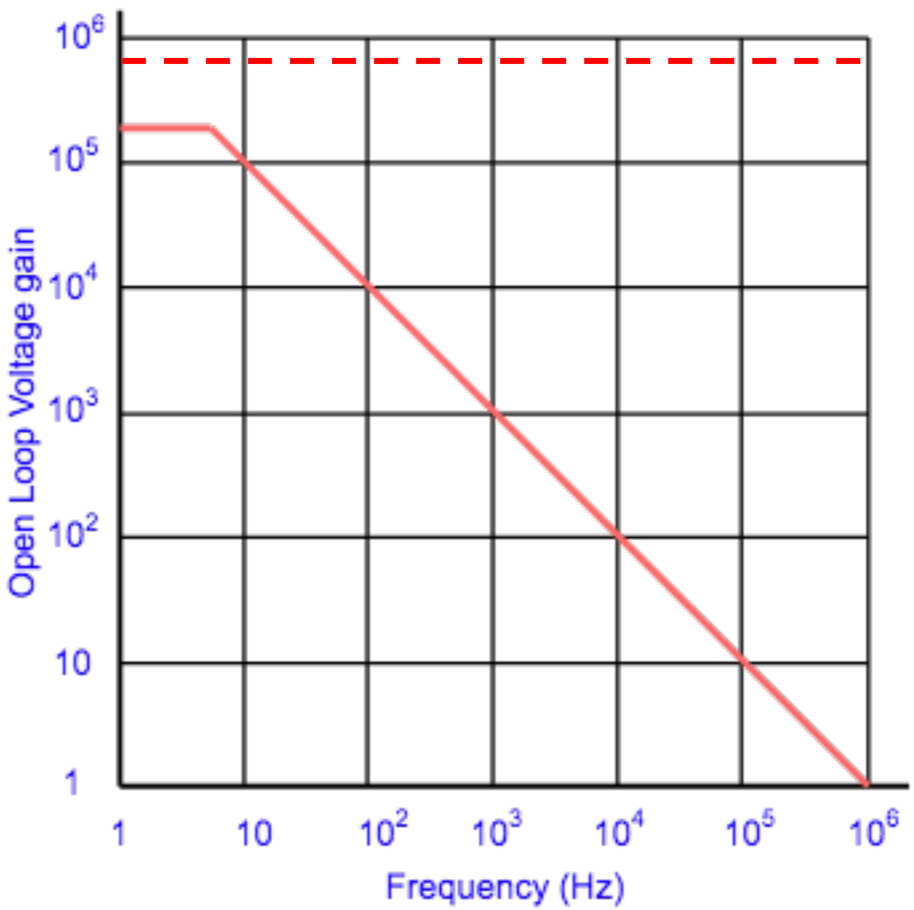
https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group1/d6/9e/4e/8a/fa/65/4c/d0/CD00001252/files/CD00001252.pdf/jcr:content/translations/en.CD00001252.pdf

Table 3. Electrical characteristics at V_{CC} = ±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_{pp}, C_L = 100 pF, T_{amb} = +25° C		0.06		%
e_n	Equivalent input noise voltage f = 1 kHz, R_s = 100 Ω		23		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Øm	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

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

A guadagno a loop aperto

β guadagno rete feedback

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

G attenuazione filtro passa basso 1° ordine

$'\omega_C$ 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 A0

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

guadagno di feedback

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

frequenza di taglio di feedback