

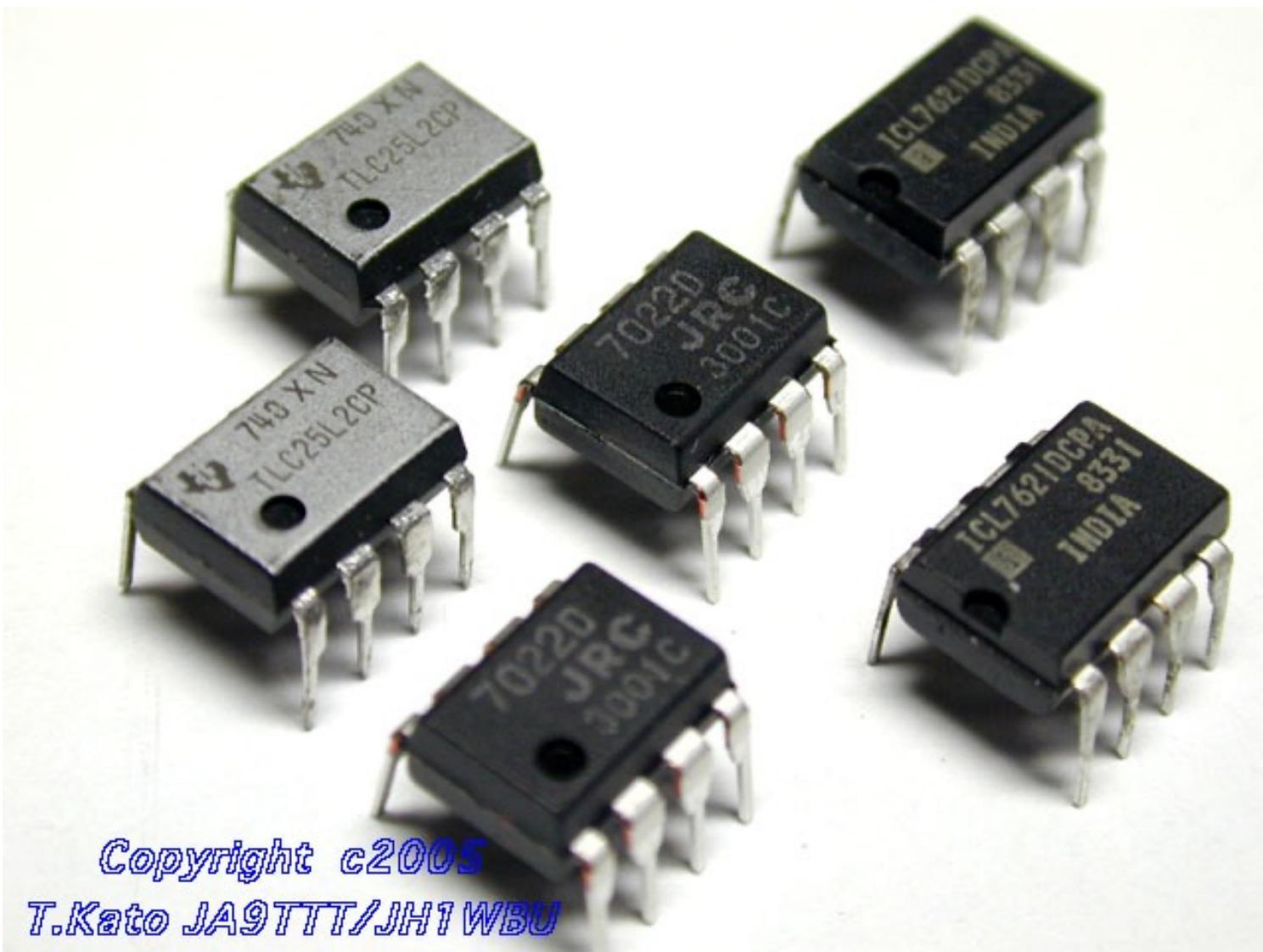
Laboratorio di Elettronica e Tecniche di Acquisizione Dati

2022-2023

Amplificatori operazionali

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

Amplificatori operazionali

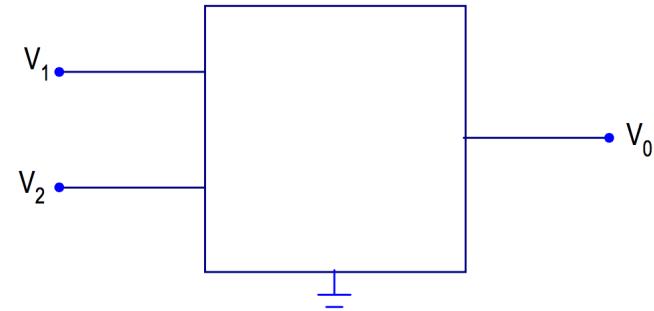


*Copyright c2005
T.Kato JA9TTT/JH1WBU*

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

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

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

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

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

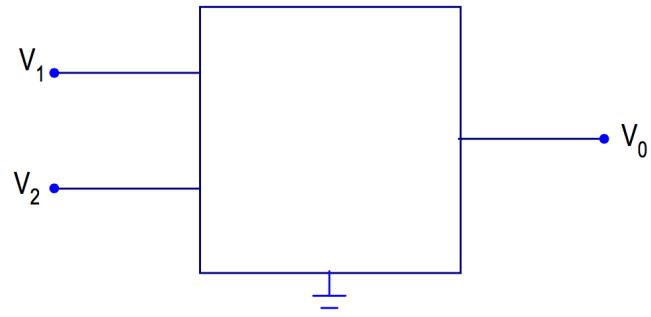
$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$ **amplificazione di modo differenziale**

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

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

Amplificatori differenziali

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

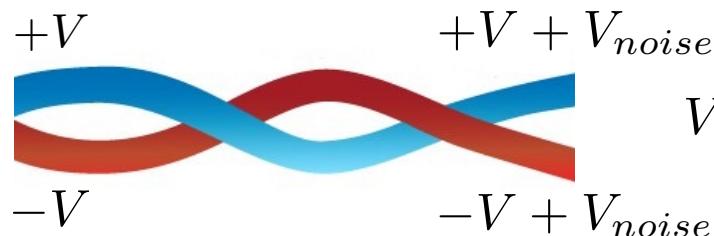


Amplificatore differenziale ideale:

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

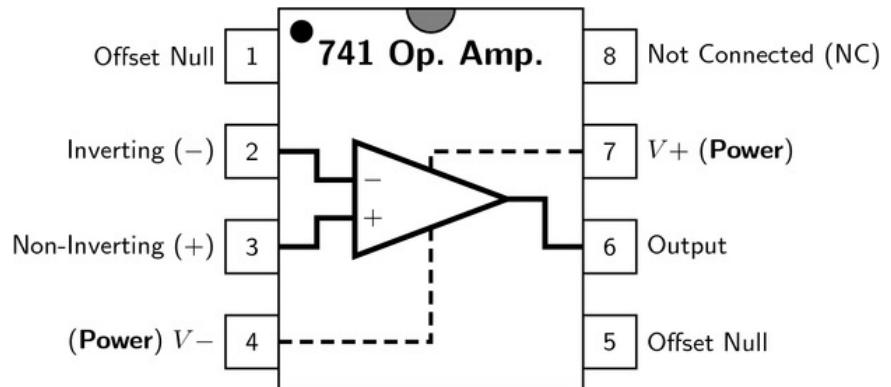
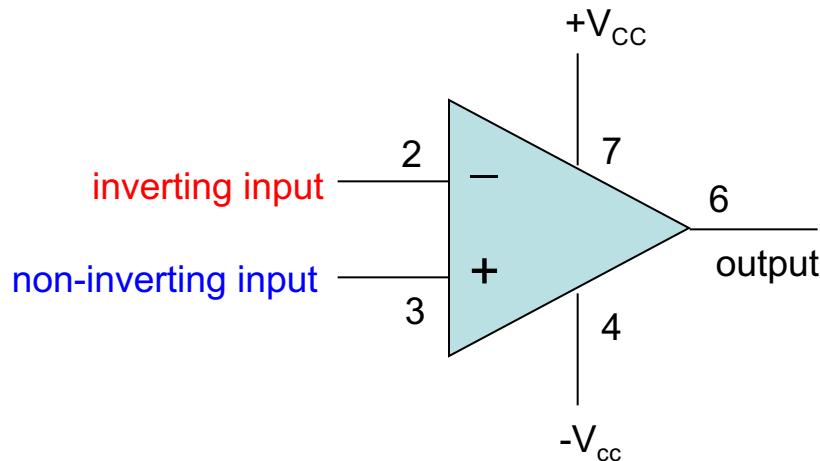
Esempio di applicazione:

eliminazione di rumore ambientale "pickuppato" da linea di trasmissione



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

Amplificatori operazionali

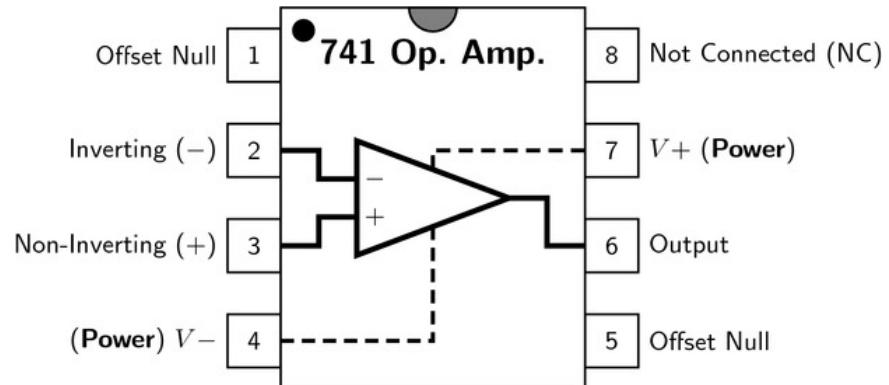
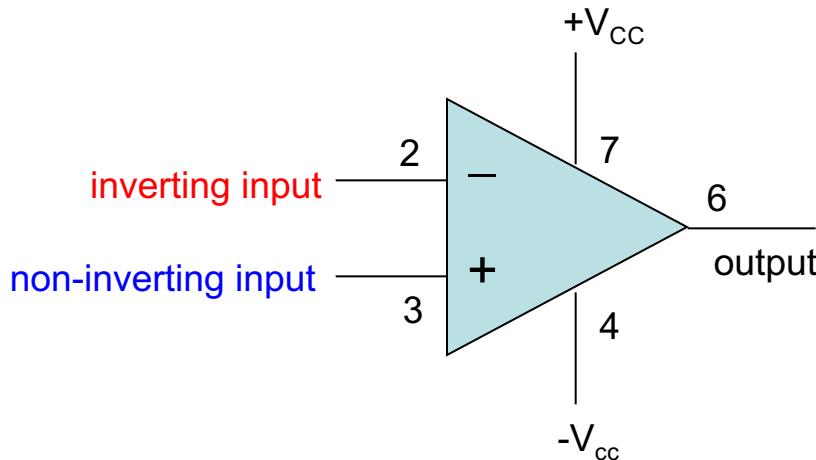


Amplificatore operazionale

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

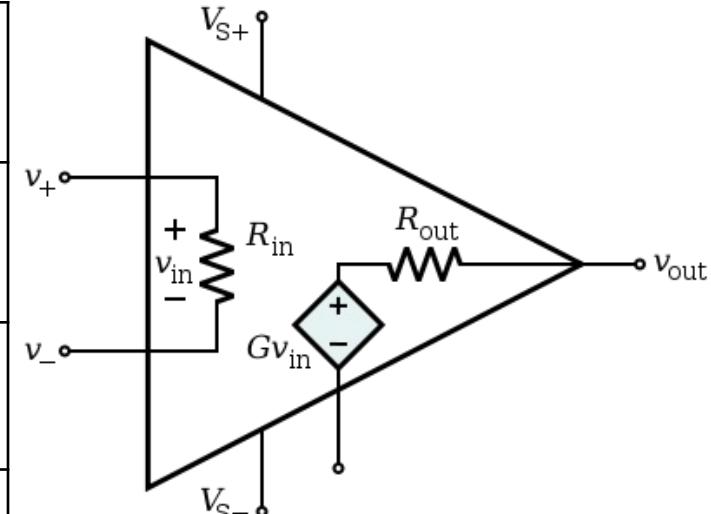
- Ingressi differenziali
- Guadagno differenziale molto alto (in realtà c.a. 10^5 , con tolleranze < 20%)
- Guadagno nel modo comune nullo (in realtà CMRR = c.a. 100 dB *)
- Impedenza d'ingresso molto alta (in realtà c.a. $10^6 \Omega$)
- Impedenza in uscita nulla (indipendente dal carico, vero fino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

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

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

Amplificatori operazionali

	Ideal	Practical (LM741)
Open Loop gain A	∞	10^5
Gain-Bandwidth Product GBP	∞	1MHz
Input Impedance Z_{in}	∞	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	∞	80-100dB



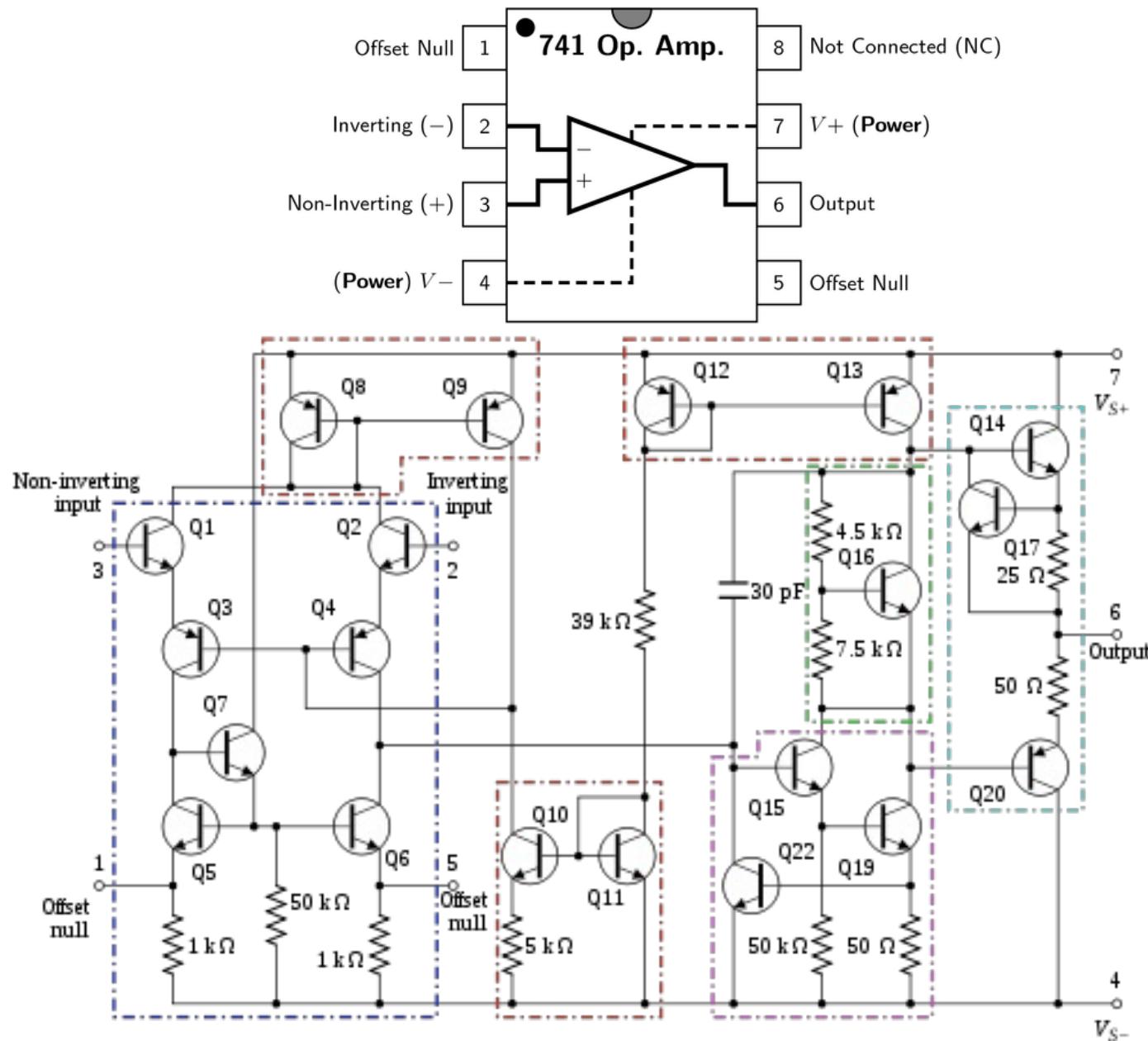
Amplificatori operazionali

<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)

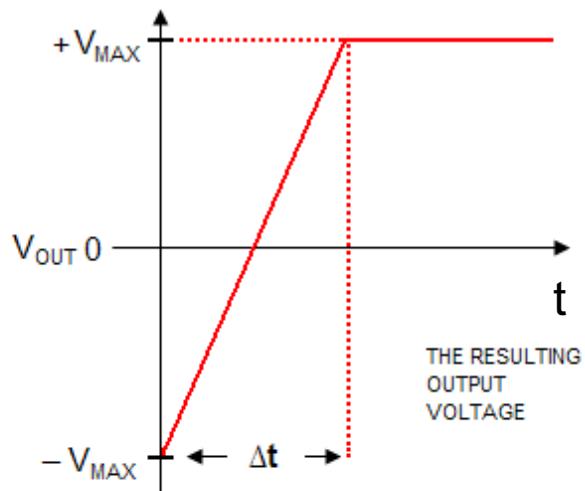
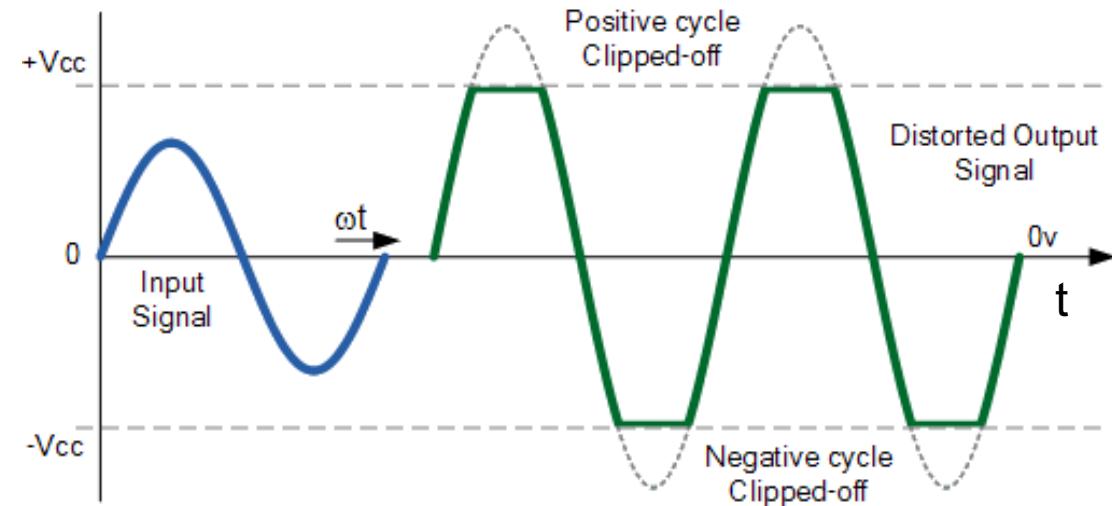
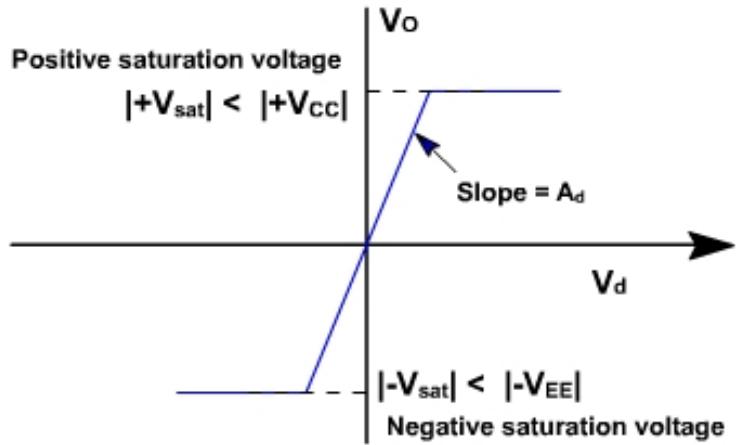
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input offset voltage ($R_s \leq 10$ kΩ) $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1 6	5	mV
I_{io}	Input offset current $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 70	nA
I_{ib}	Input bias current $T_{amb} = +25$ °C $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		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 $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	± 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 $V_i = \pm 10$ 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

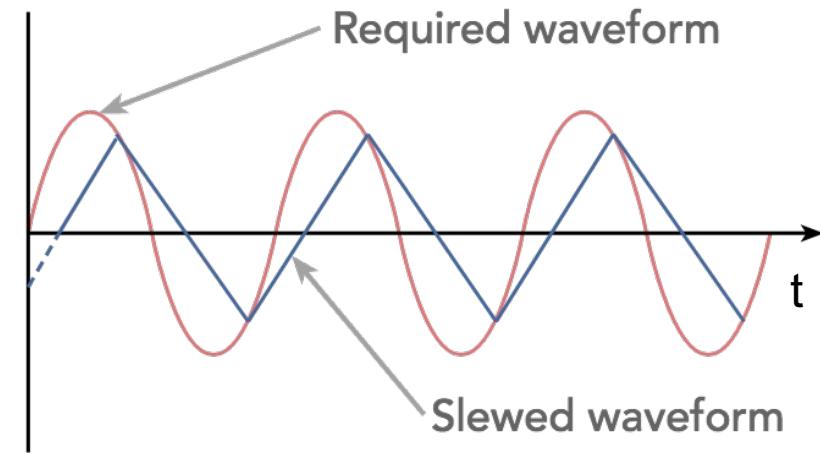
Op-Amp operato in saturazione ("open loop"): $V_{out} = A (V^+ - V^-)$



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

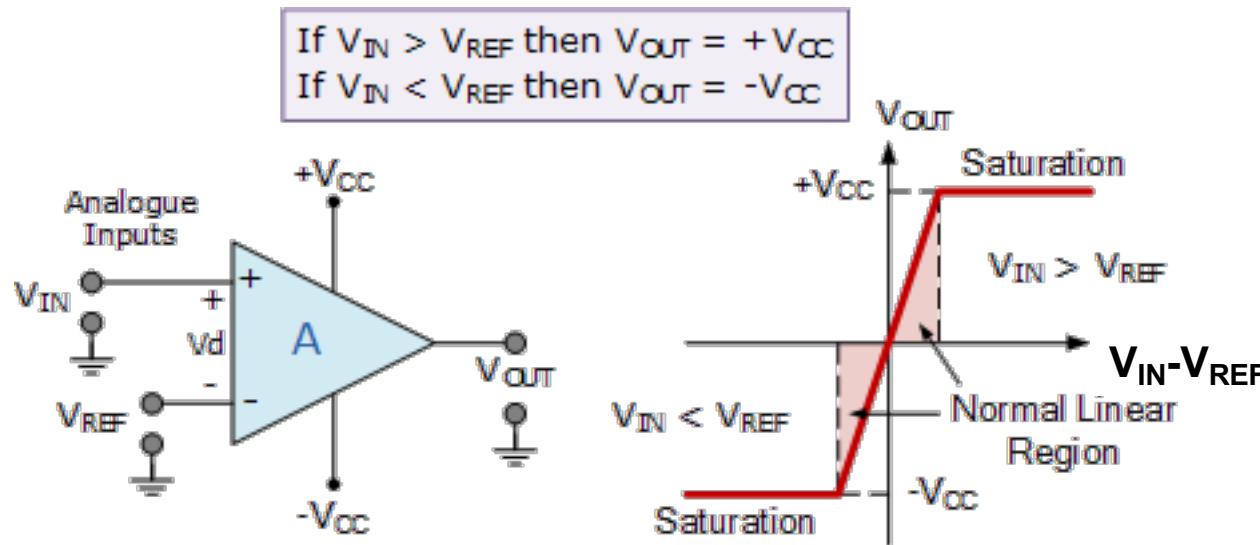
where $\Delta V_{OUT} = +V_{MAX} - (-V_{MAX})$

units (V/μs)



Comparatore

Applicazione non lineare: 1 bit ADC converter / Comparatore



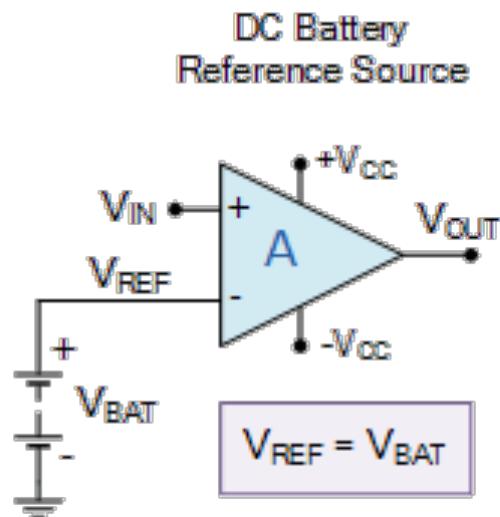
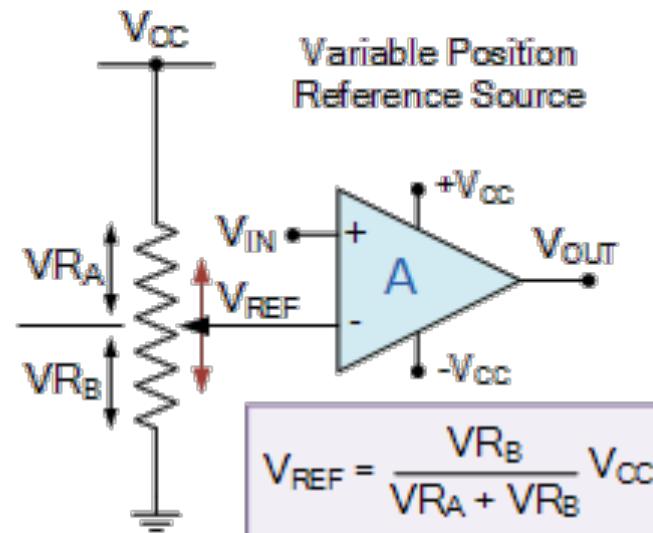
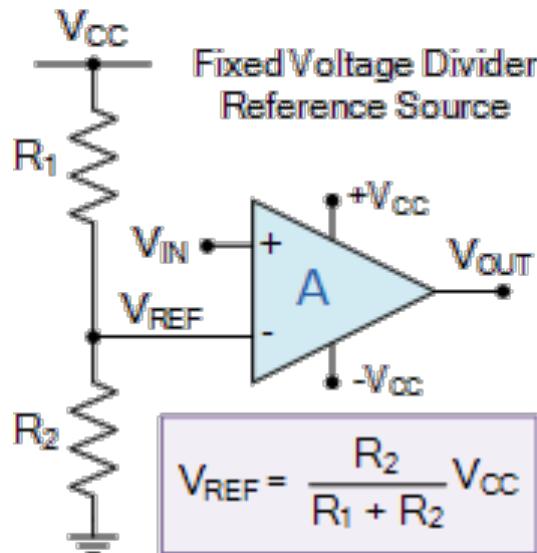
- $V_{IN} > V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = +V_{CC} (*)$
- $V_{IN} < V_{REF} \rightarrow V_{OUT} = -V_{CC} (*)$

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

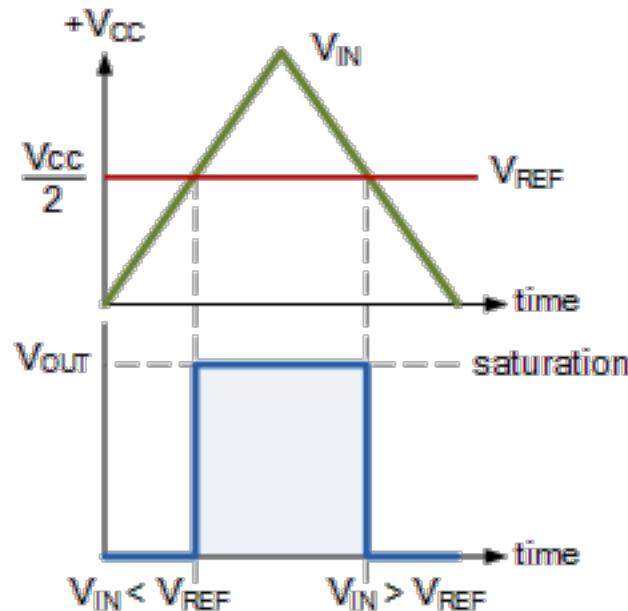
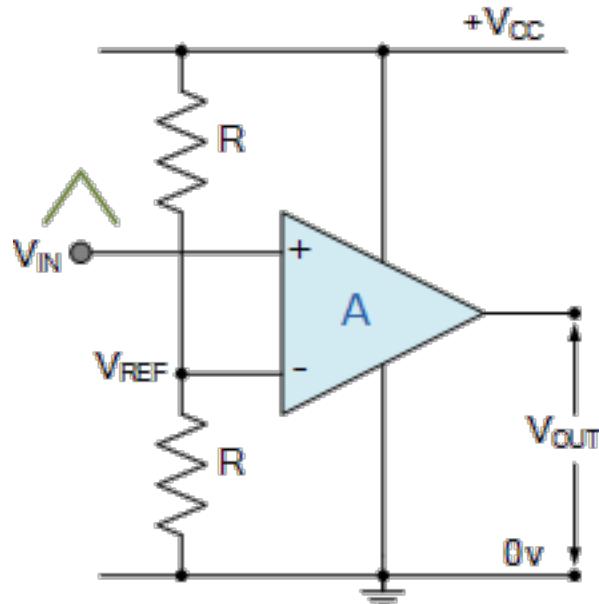
(*) in realtà l'op-amp satura a $+V_{SAT} < +V_{CC}$ e $-V_{SAT} < -V_{CC}$; per amplificatori ideali spesso si assume $\pm |V_{SAT}| = \pm |V_{CC}|$

Comparatore

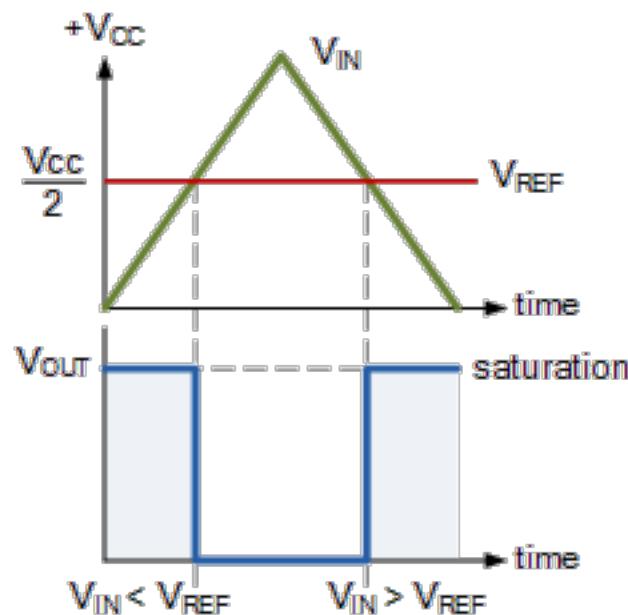
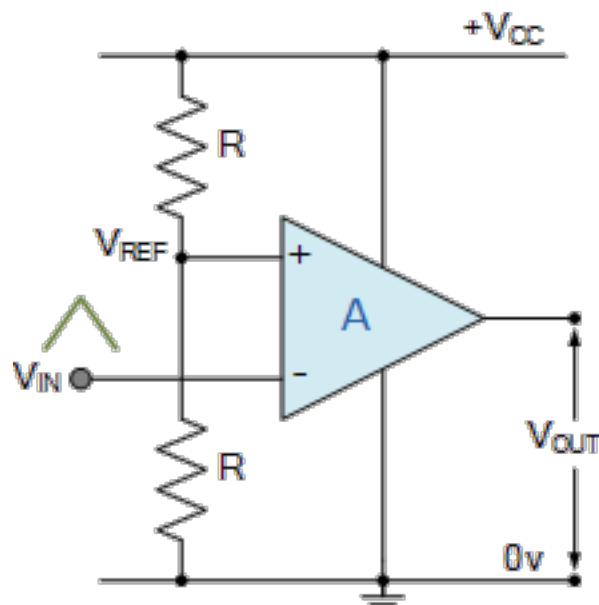
Diverse modalità per definire la tensione di riferimento



Comparatore



Comparatore
non invertente

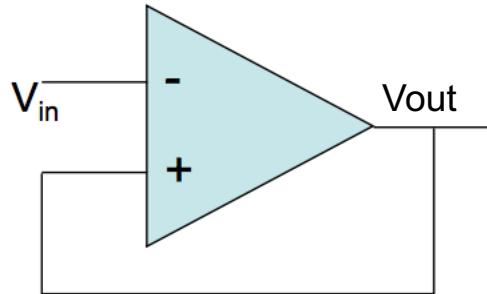


Comparatore
invertente

Reti di feedback

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

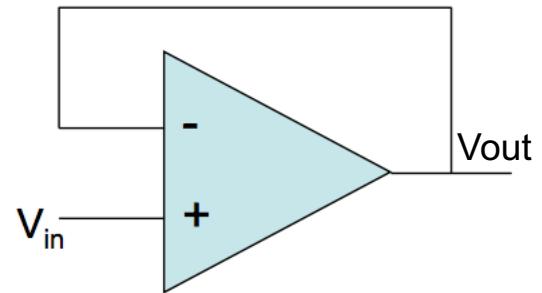
POSITIVE FEEDBACK



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

Soggetto a oscillazioni e derive, poco interessante

NEGATIVE FEEDBACK



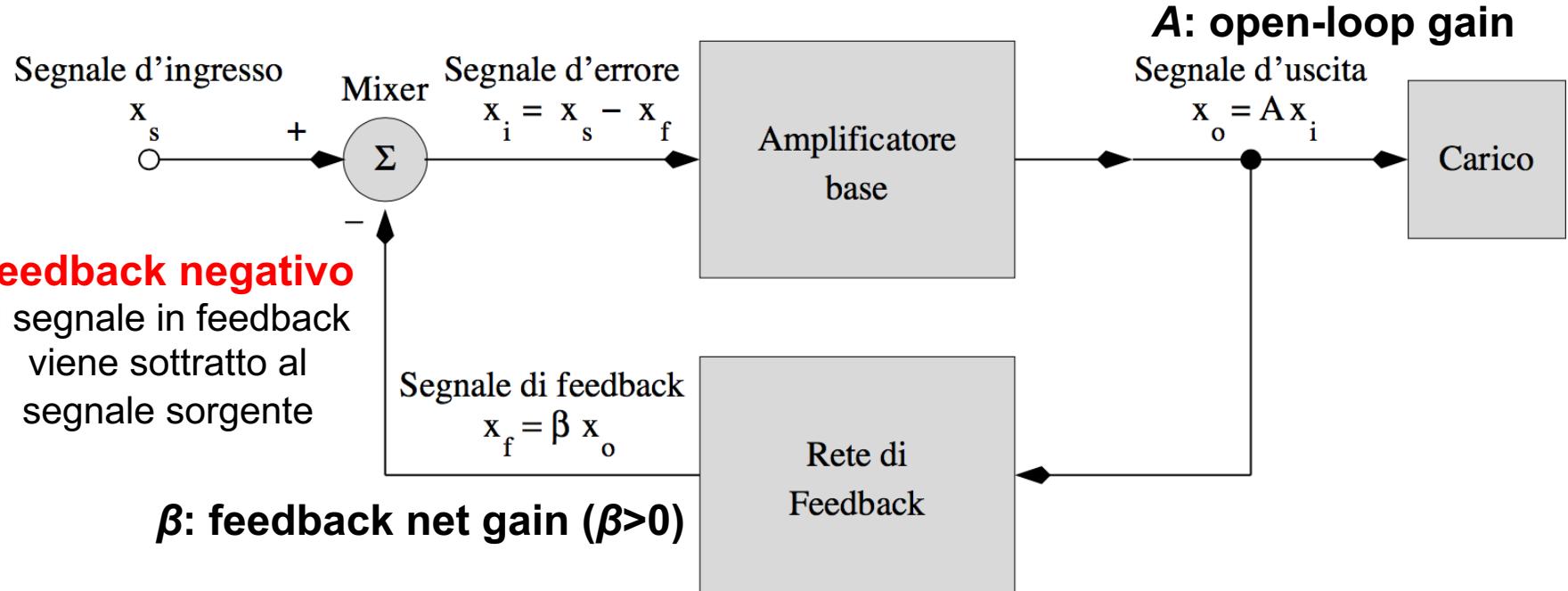
Se $V_{out} > V_{in}$, V_{out} tende a diminuire "correggendo" la differenza

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



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

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

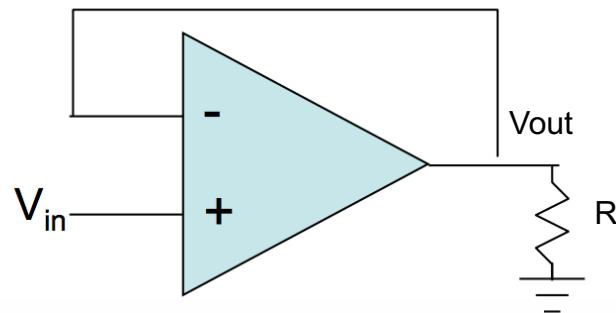
$A_f \xrightarrow{\beta A \gg 1} \frac{1}{\beta}$ il guadagno con feedback negativo è determinato completamente dalla rete di feedback (che può essere implementata "stabile" a piacere)

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

$x_i = \frac{x_0}{A} = \frac{1}{1 + \beta A} x_s \xrightarrow{\beta A \gg 1} 0$ 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)

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

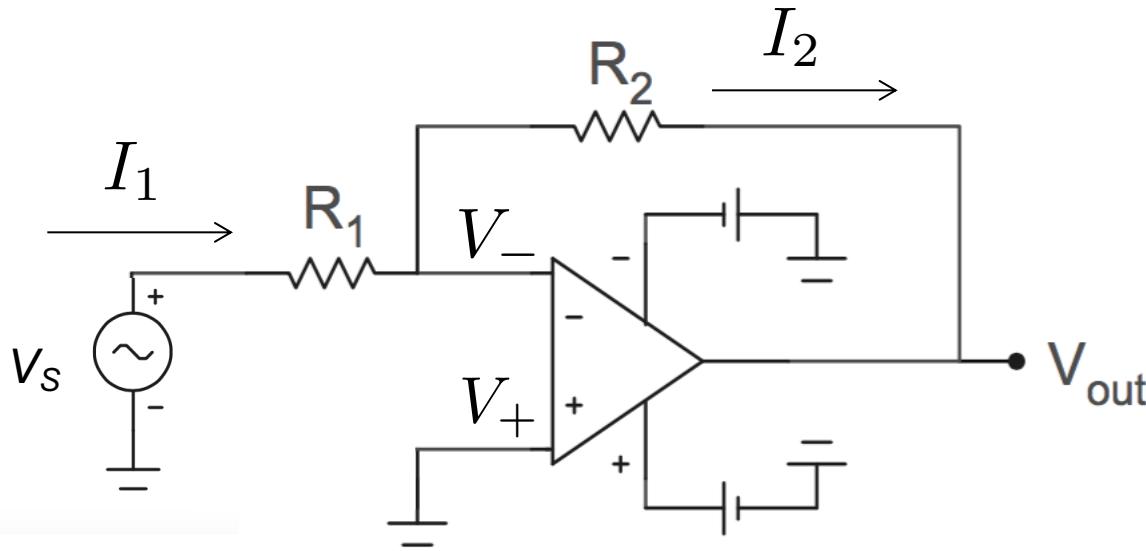
Regole d'oro dell'operazionale

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 e correnti massime di decine di nA.

Amplificatore invertente



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

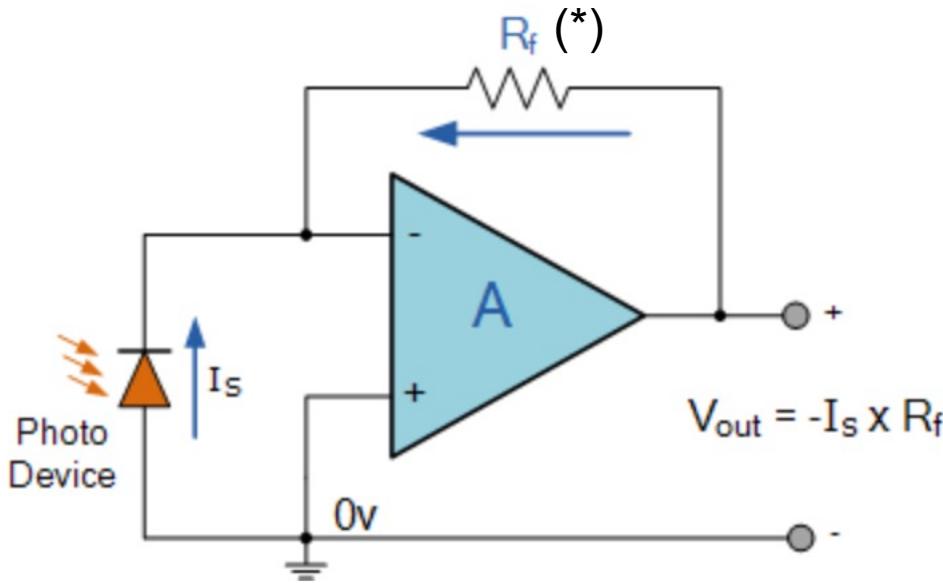
L'op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

Amplificatore invertente in transimpedenza

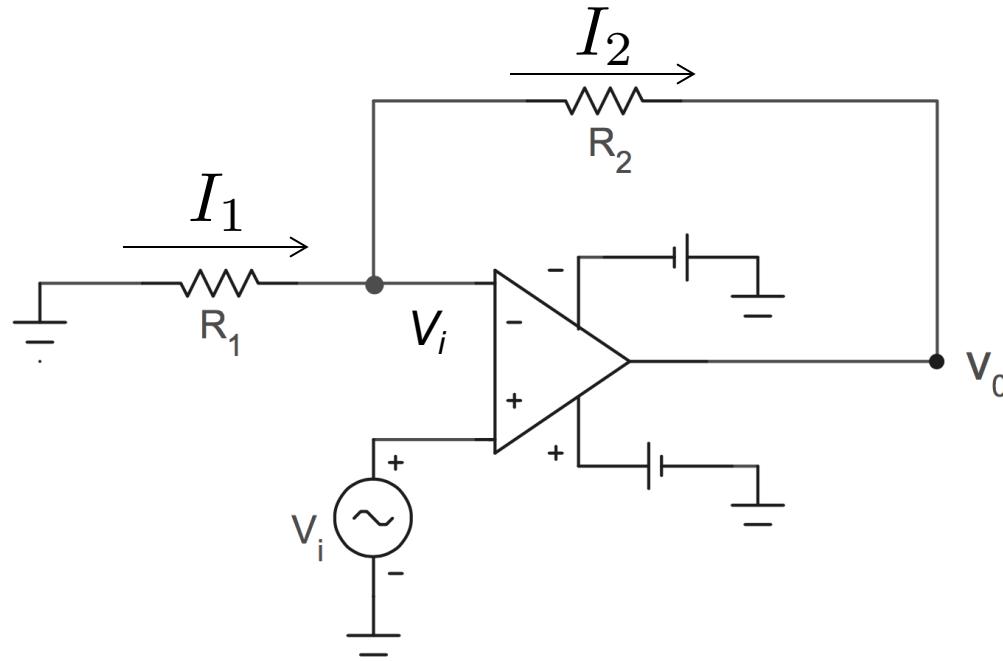


Amplificatore invertente collegato a un generatore di corrente $V_o = -I_s R_f$

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 non-invertente



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

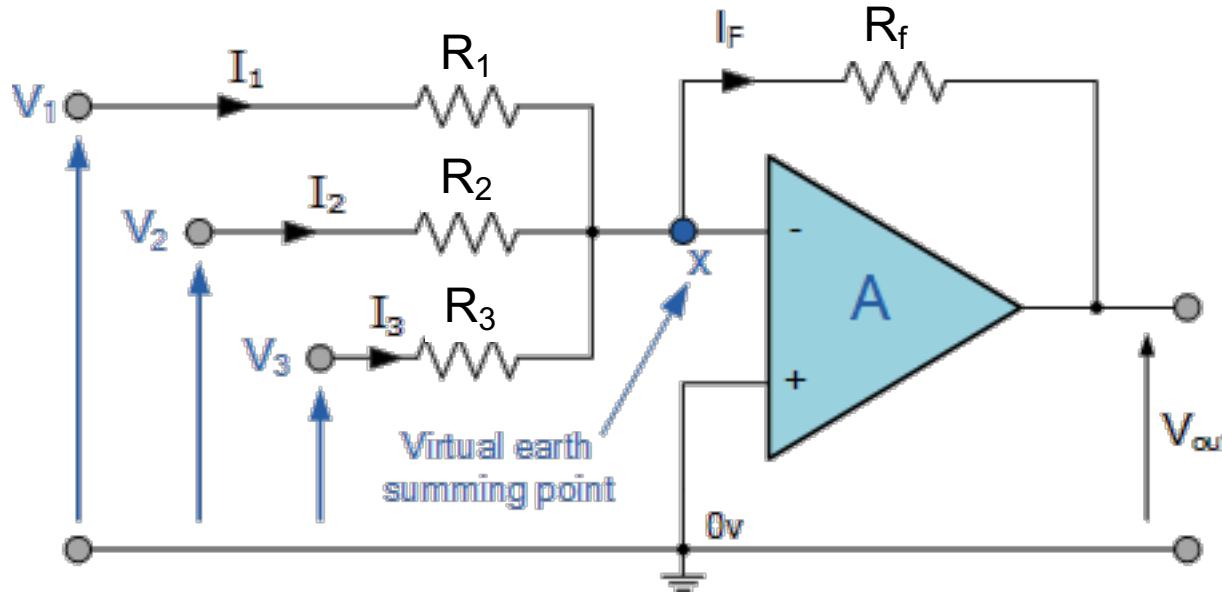
L'op. amp. non assorbe corrente $I_2 = I_1$

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

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

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

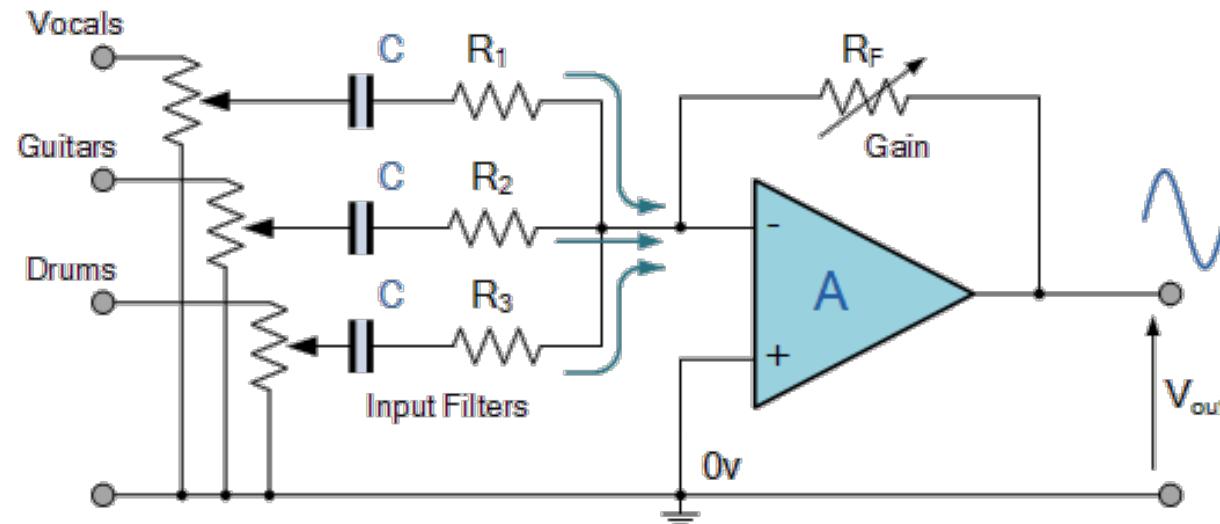
$$V_{out} = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right) \text{ somma pesata delle tensioni in input}$$

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

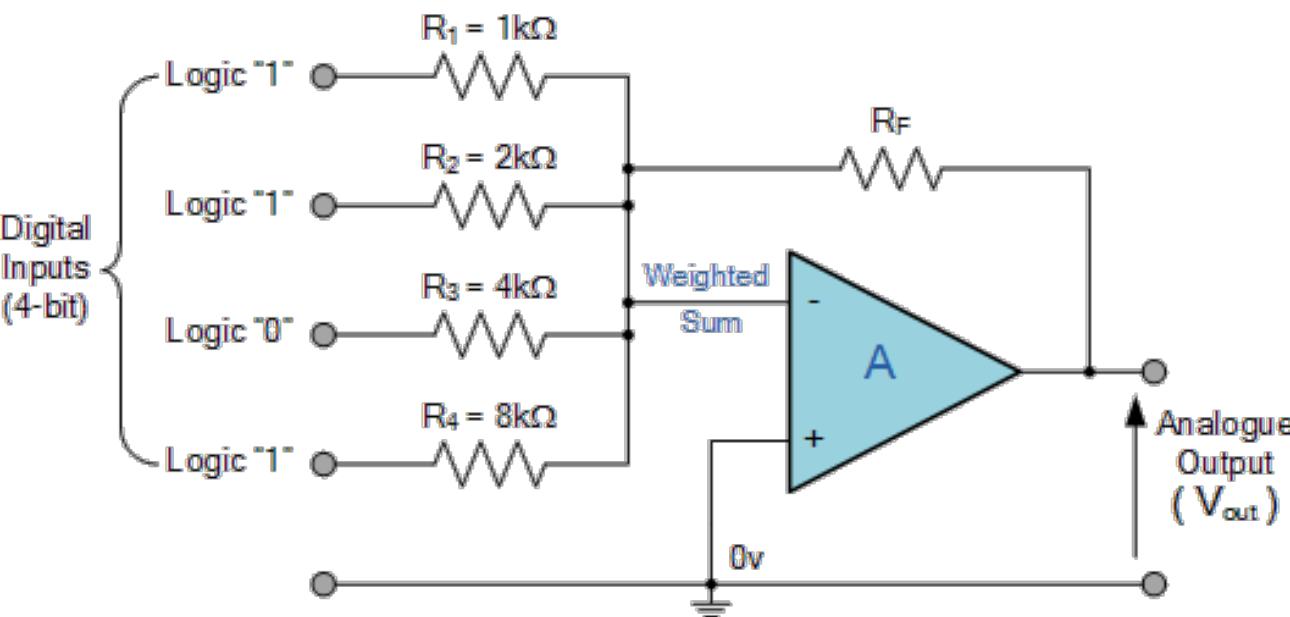
$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots)$$

Amplificatore sommatore

Possibili applicazioni



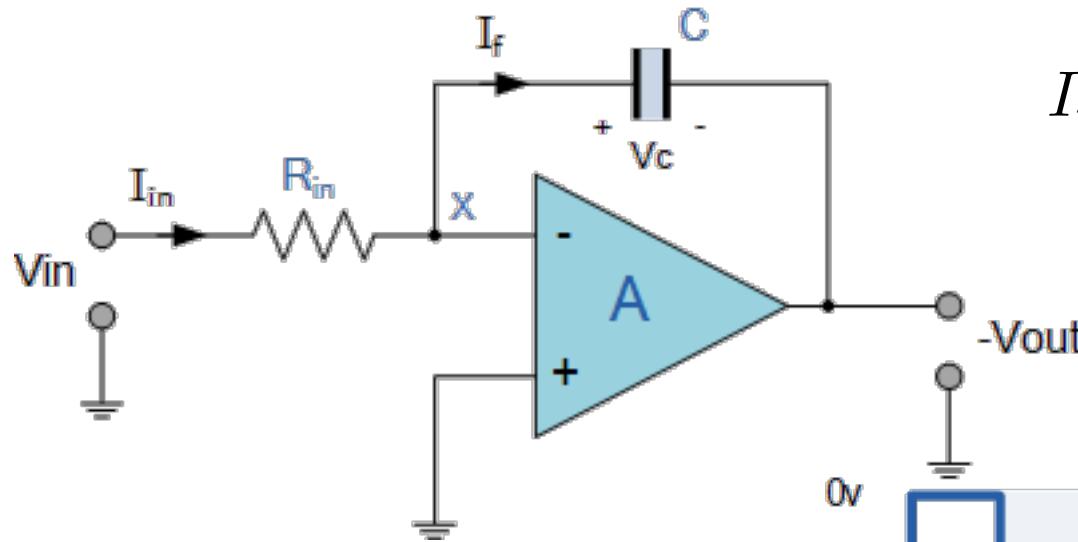
Sommatore di segnali
da diverse sorgenti
per analisi combinata



Digital-to-Analog converter (DAC)

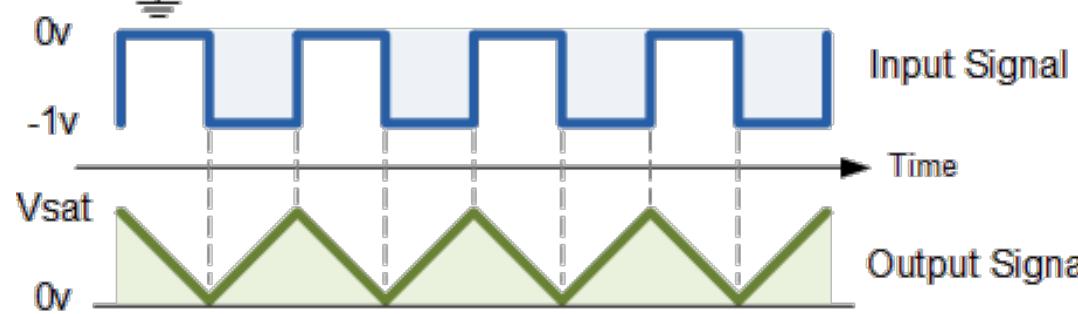
I bit digitali di una parola
sono convertiti in tensione
in base alla loro posizione
nella parola.

Integratore / Filtro passa basso



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

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



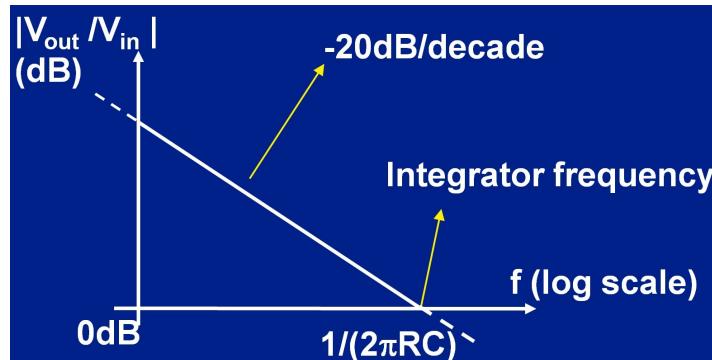
Caso semplice, V_{in} sinusoidale:

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

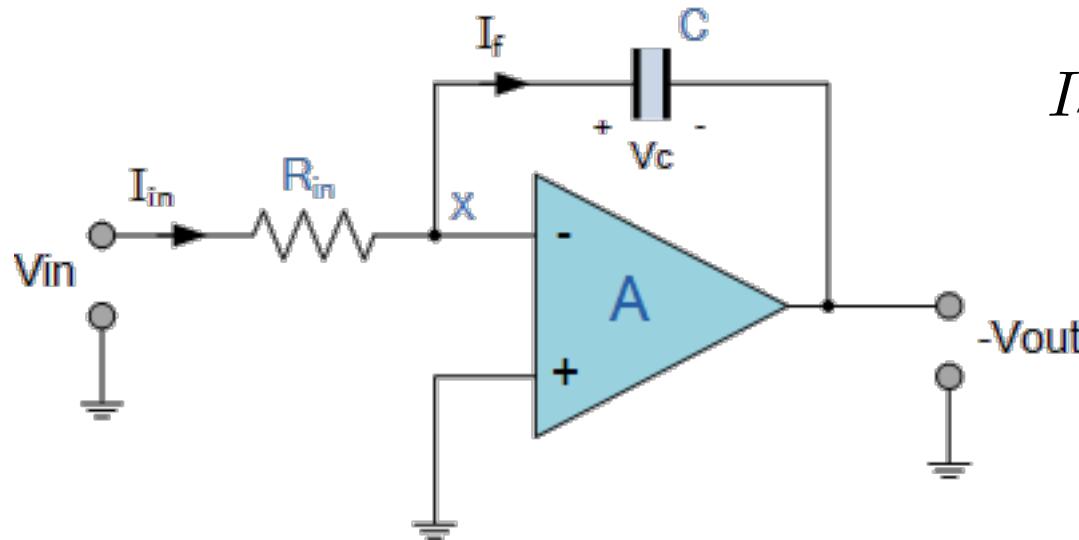
quindi:

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

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



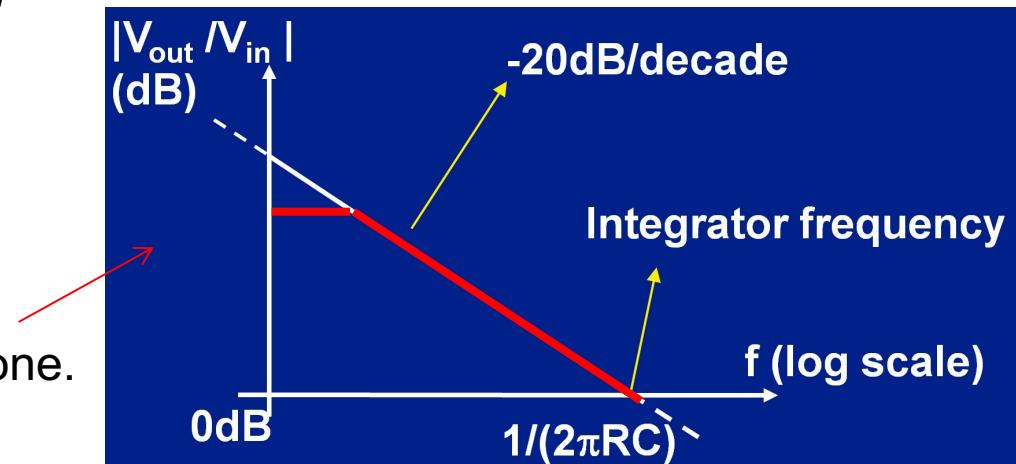
Integratore / Filtro passa basso



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

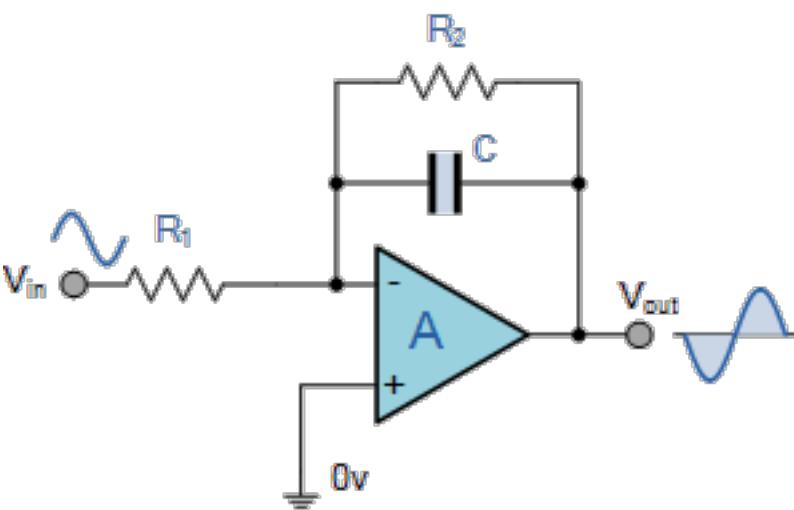
$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$

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



a basse frequenze raggiungo la saturazione.

Integratore / Filtro passa basso



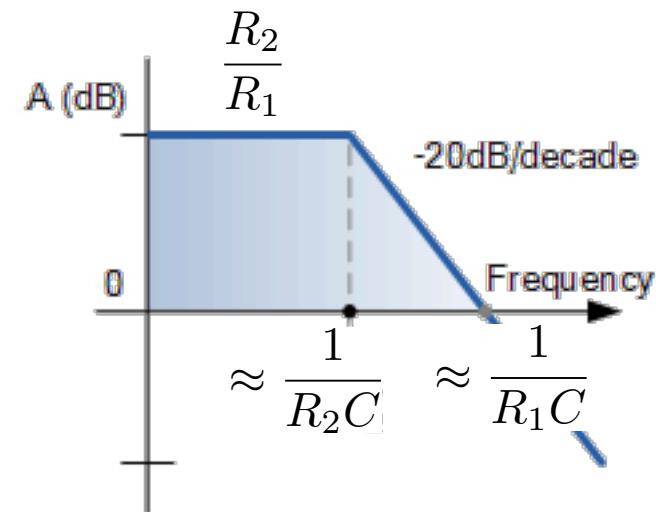
Aggiungo una resistenza ed estendo il calcolo precedente

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

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

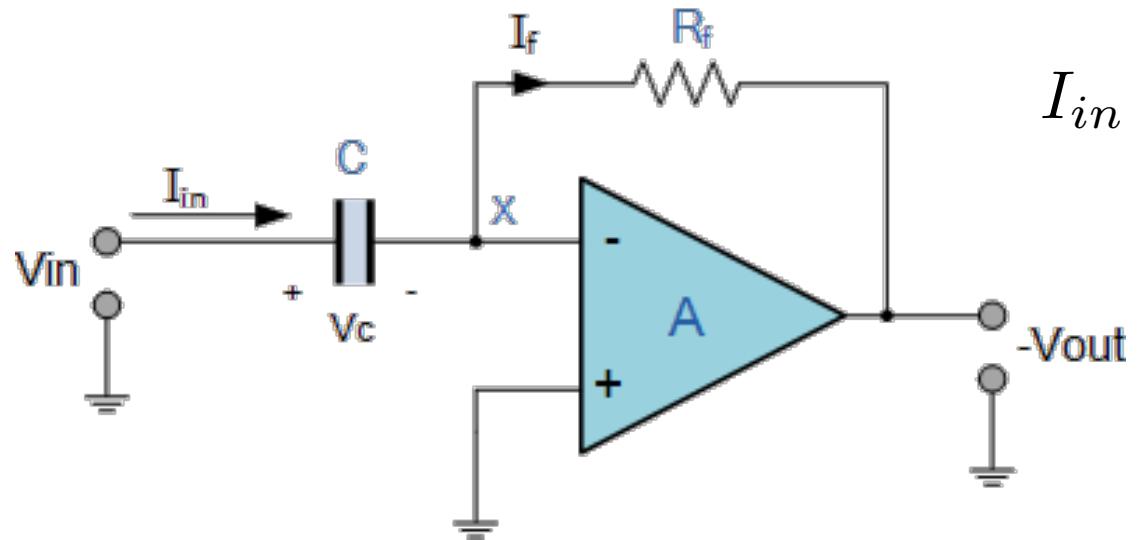
$$\left| \frac{\tilde{V}_{out}(f)}{\tilde{V}_{in}(f)} \right| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_C)^2}} \quad f_C = \frac{1}{2\pi R C}$$

La resistenza di controllo regolarizza il guadagno a basse frequenze



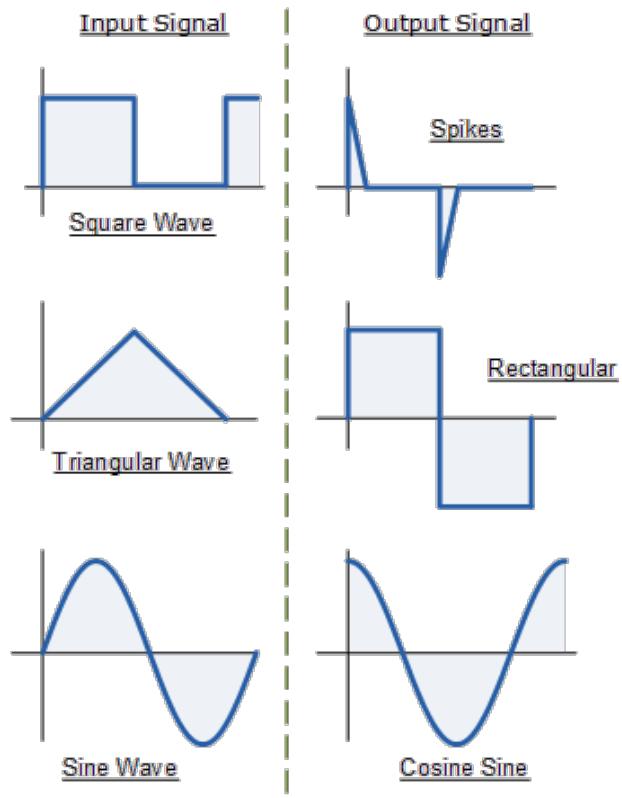
$$z = x + iy \rightarrow |z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

Derivatore/ Filtro passa alto



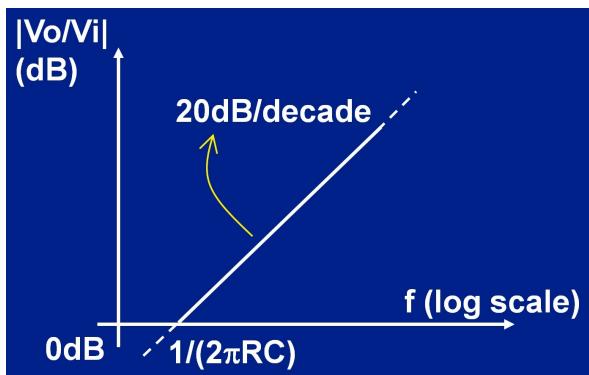
$$I_{in} = I_f \rightarrow C \frac{dV_{in}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R}$$

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



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

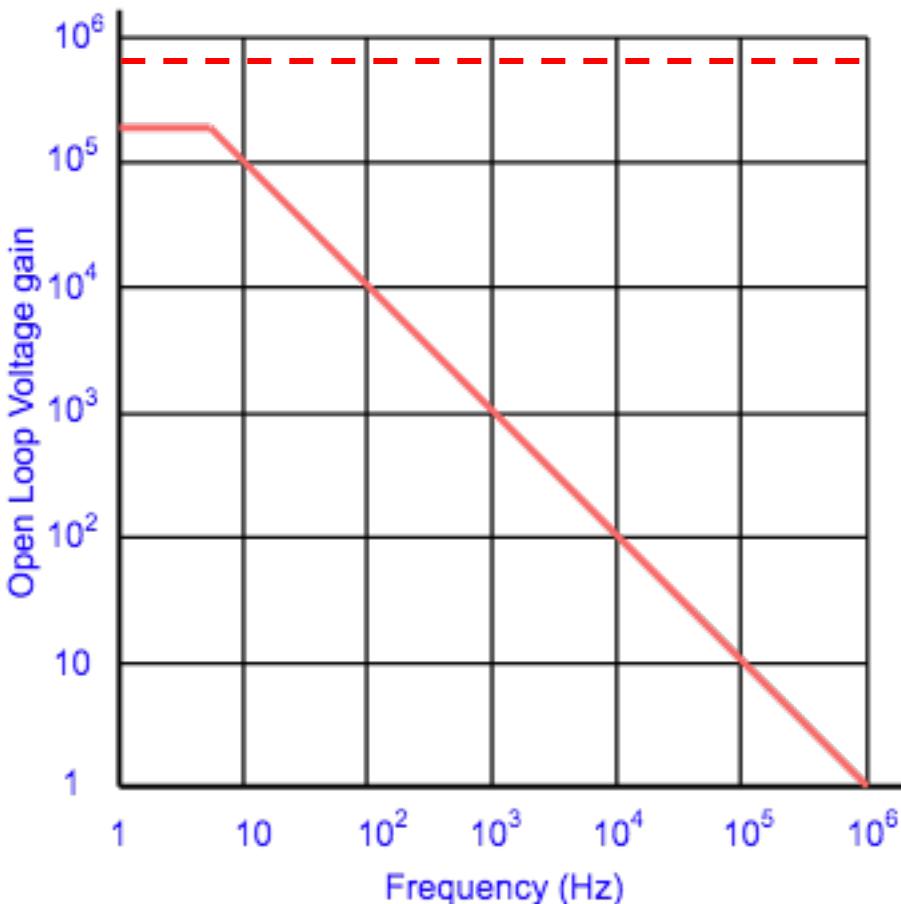
$$f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$



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



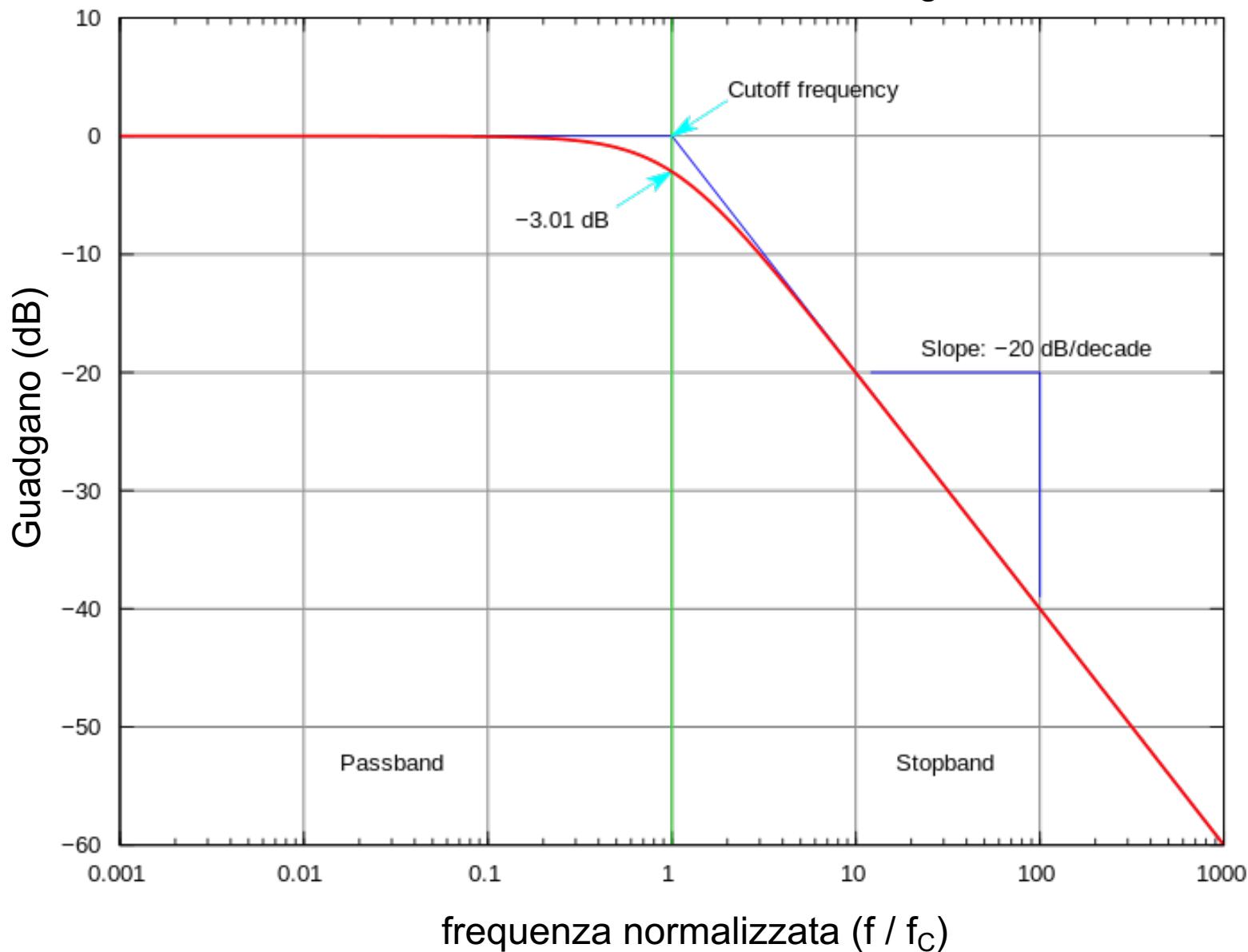
Risposta in frequenza di op-amp ideale
(A infinito)

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”

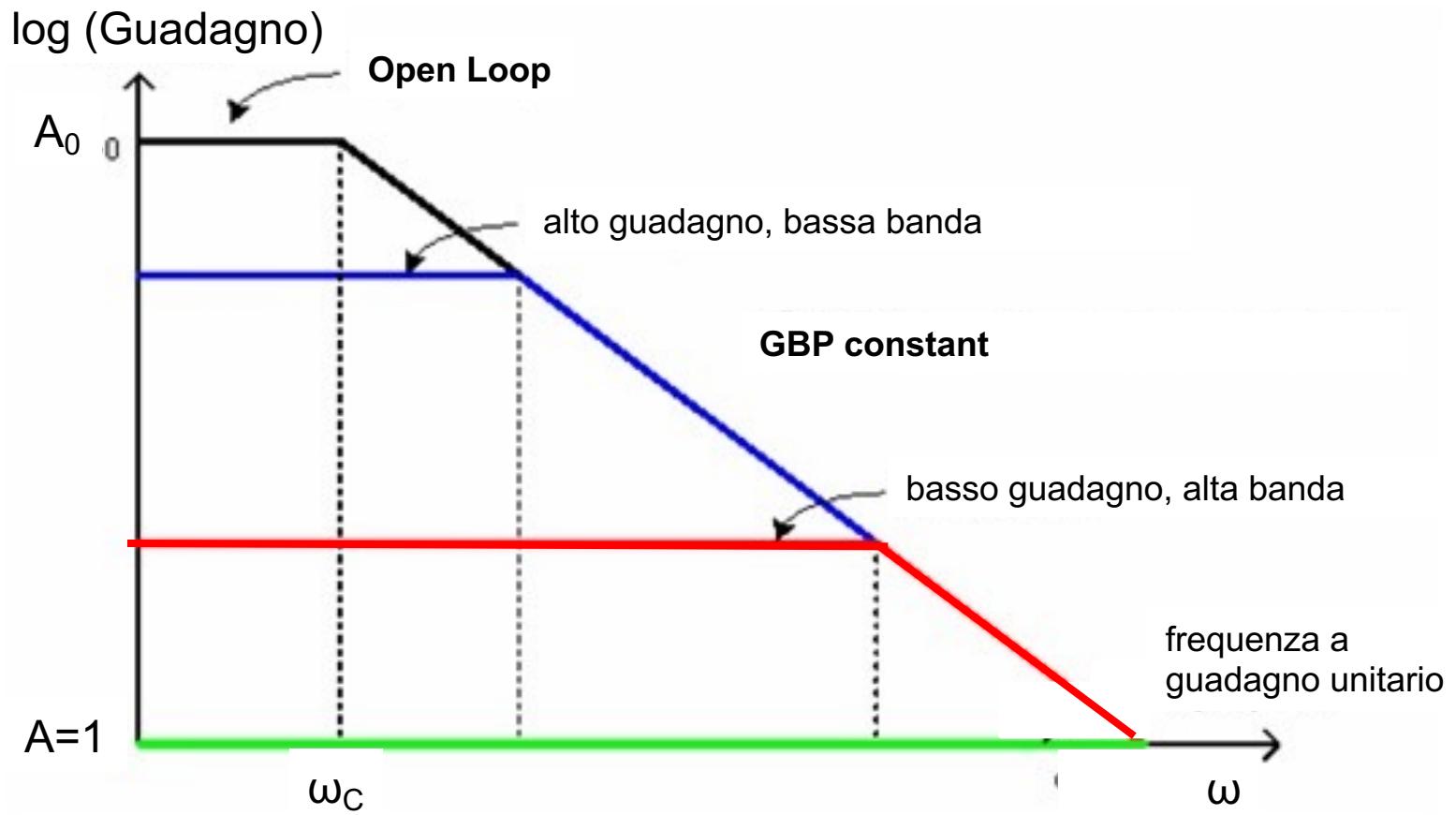


Risposta in frequenza di op-amp

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

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

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



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 _{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		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
\emptyset_m	Phase margin		50		Degree

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

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

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

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

guadagno di feedback

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

frequenza di taglio di feedback