

Amplificatori operazionali

Parte 2

www.die.ing.unibo.it/pers/mastri/didattica.htm
(versione del 16-5-2014)

Amplificatori operazionali non ideali

- Il comportamento degli amplificatori operazionali reali può discostarsi dal modello ideale per diversi motivi
- Di seguito verranno presi in esame gli effetti prodotti dalle seguenti caratteristiche non ideali
 - ◆ Guadagno finito
 - ◆ Saturazione
 - ◆ Resistenza di ingresso finita
 - ◆ Resistenza di uscita non nulla
 - ◆ Massima corrente in uscita limitata
 - ◆ Errori in continua
 - Tensione di offset
 - Correnti di polarizzazione

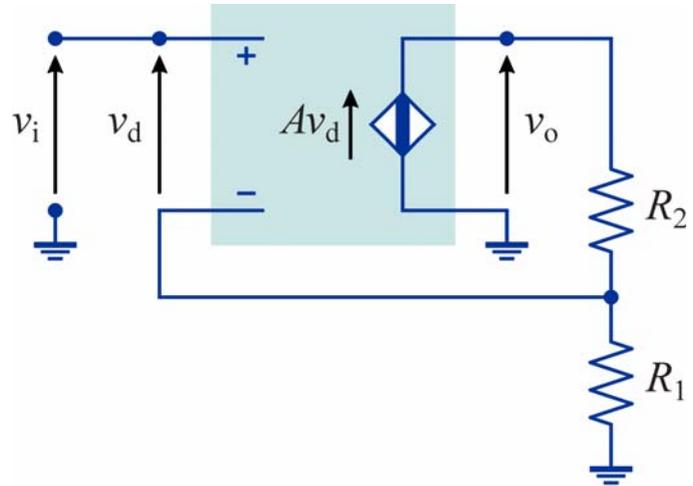
Effetto del guadagno ad anello aperto finito Amplificatore non invertente

- Se si tiene conto del valore finito del guadagno ad anello aperto A , la relazione tra le tensioni di ingresso e di uscita di un amplificatore non invertente può essere ottenuta nel modo seguente

$$v_d = v_i - v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_o = Av_d = A \left(v_i - v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$v_o = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2} v_i$$



3

Effetto del guadagno ad anello aperto finito Amplificatore non invertente

- Quindi il guadagno di tensione è

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{A}{A + 1 + R_2/R_1}$$

- Il guadagno ad anello aperto può essere considerato praticamente infinito se risulta molto grande rispetto a $1 + R_2/R_1$

$$A \gg 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_V \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_{Vid}$$

- L'errore relativo commesso utilizzando l'espressione del guadagno ideale è

$$\frac{A_V - A_{Vid}}{A_{Vid}} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{A}{A + 1 + R_2/R_1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{1 + R_2/R_1} = \frac{1 + R_2/R_1}{A + 1 + R_2/R_1} = \frac{A_{Vid}}{A + A_{Vid}}$$

4

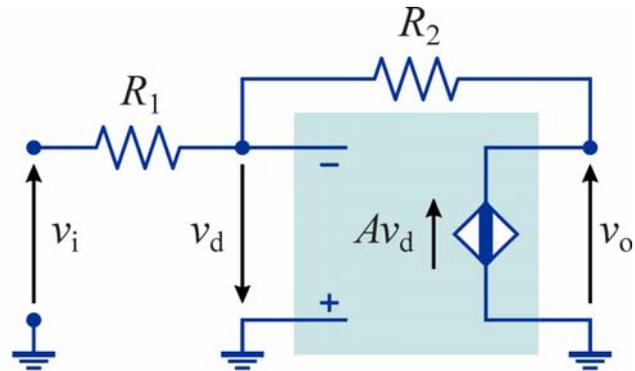
Effetto del guadagno ad anello aperto finito Amplificatore invertente

- Per l'amplificatore invertente, tenendo conto del valore finito del guadagno ad anello aperto si ottiene

$$v_d = - \left(v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$v_o = Av_d = -A \frac{v_i R_2 + v_o R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_o = - \frac{AR_2}{AR_1 + R_1 + R_2} v_i$$



5

Effetto del guadagno ad anello aperto finito Amplificatore invertente

- In questo caso il guadagno è

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{AR_2}{AR_1 + R_1 + R_2} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A}{A + 1 + R_2/R_1}$$

- Si può riconoscere che la condizione che deve essere soddisfatta affinché A possa essere ritenuto praticamente infinito coincide con quella ricavata per l'amplificatore non invertente

$$A \gg 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_v \approx - \frac{R_2}{R_1} = A_{vid}$$

- Quindi l'errore relativo commesso considerando A infinito è

$$\frac{A_v - A_{vid}}{A_{vid}} = \frac{- \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A}{A + 1 + R_2/R_1} - \frac{R_2}{R_1}}{- \frac{R_2}{R_1}} = \frac{1 + R_2/R_1}{A + 1 + R_2/R_1} = \frac{1 + |A_{vid}|}{A + 1 + |A_{vid}|}$$

6

Esempio

		Amplificatore invertente			Amplificatore non invertente		
R_1	R_2	A_{Vid}	A_V	Errore	A_{Vid}	A_V	Errore
10 k Ω	10 k Ω	-1	-0.99998	-0.002%	2	1.99996	-0.002%
10 k Ω	100 k Ω	-10	-9.9989	-0.011%	11	10.9988	-0.011%
10 k Ω	1 M Ω	-100	-99.899	-0.101%	101	100.898	-0.101%
10 k Ω	10 M Ω	-1000	-990.089	-0.991%	1001	991.079	-0.991%

Guadagno ad anello aperto: $A = 10^5$

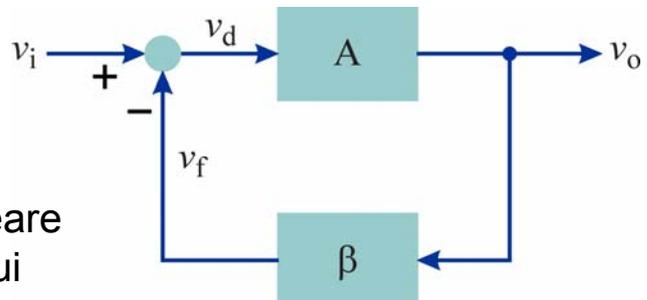
7

Retroazione

- Gli amplificatori invertente e non invertente sono casi particolari di amplificatori in retroazione
- Lo schema generale di un **amplificatore in retroazione** può essere rappresentato nel modo seguente
- Il blocco A rappresenta un amplificatore con guadagno A

$$v_o = A v_d$$
- Il blocco β rappresenta una rete lineare passiva (**rete di retroazione**) alla cui uscita si ha il segnale
$$v_f = \beta v_o$$
- Questo segnale viene sottratto dal segnale di ingresso v_i e la differenza
$$v_d = v_i - v_f$$

costituisce l'ingresso del blocco A



8

Retroazione

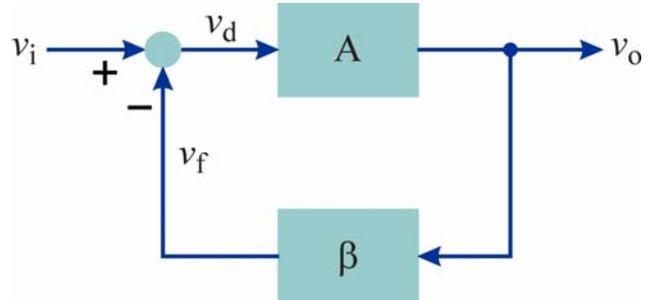
- Combinando le equazioni precedenti si può determinare il guadagno dell'amplificatore in retroazione A_f (**guadagno ad anello chiuso**)

$$v_o = Av_d$$

$$v_f = \beta v_o$$

$$v_d = v_i - v_f$$

$$\Rightarrow A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{1 + A\beta}$$



- La quantità $1 + A\beta$ è detta **tasso di retroazione**
- Se $|1 + A\beta| > 1 \Rightarrow |A_f| < |A|$ (**retroazione negativa o controeazione**)
- Se $|1 + A\beta| < 1 \Rightarrow |A_f| > |A|$ (**retroazione positiva o reazione**)

9

Effetti della retroazione negativa

- Negli amplificatori la retroazione negativa viene utilizzata per ottenere vari effetti quali
 - ◆ Desensibilizzazione del guadagno
 - ◆ Riduzione della distorsione non lineare
 - ◆ Riduzione dei disturbi
 - ◆ Aumento della larghezza di banda
- La retroazione positiva produce effetti opposti e, quindi, di solito non desiderati (esistono comunque anche applicazioni che sfruttano la retroazione positiva)

10

Desensibilizzazione del guadagno

- Se il guadagno dell'amplificatore subisce una variazione dA , la corrispondente variazione del guadagno ad anello chiuso è

$$dA_f = \frac{dA_f}{dA} dA = \frac{dA}{(1 + A\beta)^2}$$

- Di conseguenza, la variazione relativa di A_f è

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1 + A\beta)^2} \cdot \frac{1}{A_f} = \frac{dA}{(1 + A\beta)^2} \cdot \frac{1 + A\beta}{A} = \frac{1}{1 + A\beta} \frac{dA}{A}$$

- ➔ Se $|1 + A\beta| > 1$ le variazioni relative di A_f sono inferiori a quelle di A

$$\left| \frac{dA_f}{A_f} \right| = \frac{1}{|1 + A\beta|} \left| \frac{dA}{A} \right| < \left| \frac{dA}{A} \right|$$

11

Desensibilizzazione del guadagno

- Al limite, se $|1 + A\beta|$ è molto grande si ottiene una desensibilizzazione totale del guadagno

$$A\beta \gg 1 \Rightarrow A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta}$$

- In queste condizioni il guadagno dipende solo dalla rete di retroazione e risulta indipendente da A (purché A sia abbastanza grande)
- Questo rappresenta un vantaggio perché β , essendo il parametro di trasferimento di una rete passiva, in genere può essere realizzato con una precisione molto superiore a quella con cui può essere un amplificatore con guadagno A

12

Linearizzazione

- Si considera il caso in cui l'amplificatore A ha una caratteristica di trasferimento non lineare

$$v_o = f(v_d)$$

- La tensione all'ingresso del blocco A è

$$v_d = v_i - \beta v_o$$

- In queste condizioni la pendenza della caratteristica di trasferimento dell'amplificatore in retroazione (*guadagno differenziale*) è

$$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df}{dv_i} = \frac{df}{dv_d} \frac{dv_d}{dv_i} = \frac{df}{dv_d} \left(1 - \beta \frac{dv_o}{dv_i} \right)$$

cioè

$$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df/dv_d}{1 + \beta df/dv_d}$$

13

Linearizzazione

- La relazione

$$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df/dv_d}{1 + \beta df/dv_d}$$

mostra che in presenza di retroazione negativa, cioè se

$$|1 + \beta df/dv_d| > 1$$

la caratteristica ha un andamento "più lineare" rispetto a $f(v_d)$

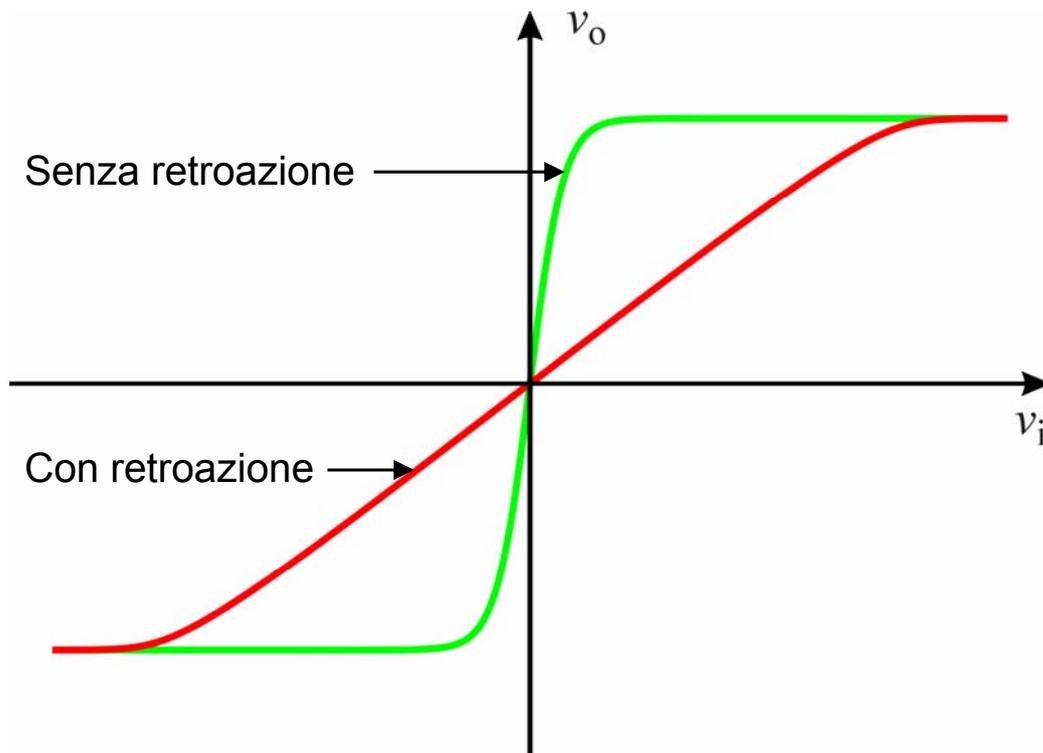
- Infatti si ha una riduzione maggiore della pendenza della caratteristica nei tratti a pendenza più elevata e minore nei tratti a pendenza minore
- Al limite, nei tratti in cui il guadagno differenziale è molto elevato la pendenza diviene praticamente costante ed è determinata unicamente dalla rete di retroazione

$$\beta \frac{df}{dv_d} \gg 1 \Rightarrow \frac{dv_o}{dv_i} \approx \frac{1}{\beta}$$

14

Linearizzazione

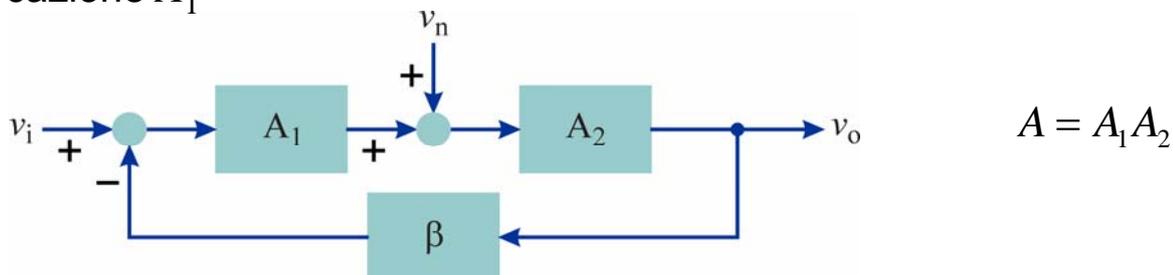
Esempio



15

Riduzione dei disturbi

- La retroazione negativa può essere utilizzata per ridurre disturbi che hanno origine nell'amplificatore
- Si considera il caso in cui un disturbo v_n viene introdotto in uno stadio intermedio dell'amplificatore, dopo che il segnale ha subito un'amplificazione A_1



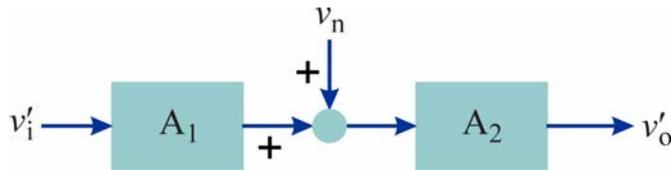
- Il segnale all'uscita dell'amplificatore è

$$v_o = \frac{A}{1 + A\beta} v_i + \frac{A_2}{1 + A\beta} v_n = v_{so} + v_{no}$$

v_{so} = segnale utile
 v_{no} = disturbo

16

Riduzione dei disturbi



- In assenza di retroazione il segnale in uscita è

$$v'_o = Av'_i + A_2v_n = v'_{so} + v'_{no}$$

- A parità di segnale in ingresso il rapporto tra il segnale e il disturbo in uscita non è modificato alla retroazione

$$v_i = v'_i \quad \Rightarrow \quad \frac{v_{so}}{v_{no}} = \frac{v'_{so}}{v'_{no}}$$

- A parità di segnale utile in uscita si ha un miglioramento del rapporto segnale-disturbo dovuto al fattore $(1+A\beta)$

$$v_{so} = v'_{so} \quad \Rightarrow \quad \frac{v_{so}}{v_{no}} = \frac{1 + A\beta}{A_2} \frac{v_{so}}{v_n} = (1 + A\beta) \frac{v_{so}}{v'_{no}}$$

17

Riduzione dei disturbi

- La retroazione risulta utile nei casi in cui è possibile aumentare l'ampiezza del segnale in ingresso (in modo da avere lo stesso segnale utile in uscita) senza alterare il disturbo
- Non è possibile migliorare il rapporto segnale-disturbo se il disturbo è sovrapposto al segnale di ingresso
- Le considerazioni fatte per un disturbo che interviene in uno stadio intermedio possono essere ripetute anche nei casi in cui il disturbo viene introdotto all'uscita dell'amplificatore (in questo caso si ha $A_1 = A$ e $A_2 = 1$) oppure all'ingresso ($A_1 = 1$, $A_2 = A$) e le conclusioni che si ottengono sono le stesse

18

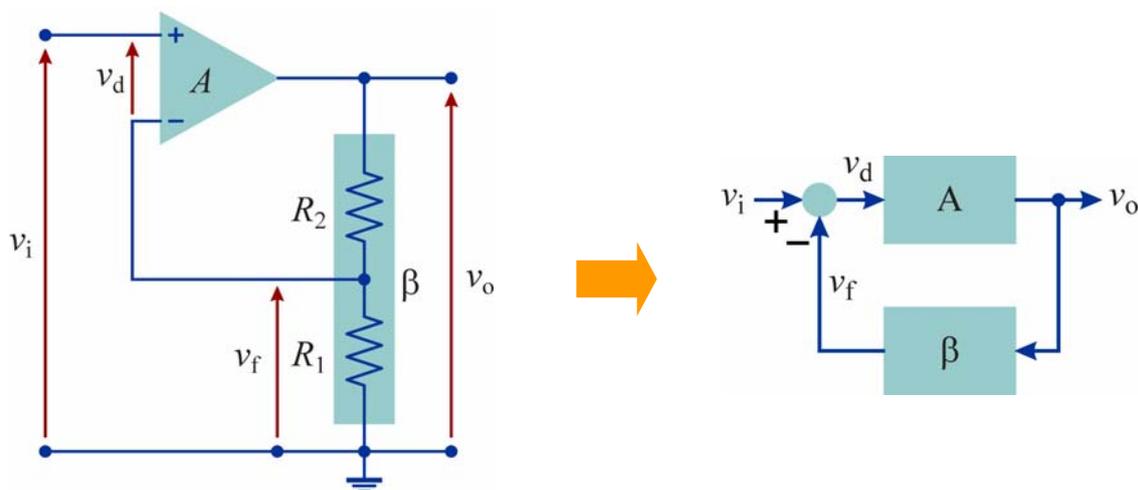
Incremento della larghezza di banda

- Se la rete di retroazione è puramente resistiva, nel caso di retroazione negativa si ottiene anche una riduzione della dipendenza del guadagno dell'amplificatore dalla frequenza
- Di conseguenza si ottiene un ampliamento della banda passante dell'amplificatore
- Maggiori dettagli su questo punto verranno presentati in seguito

19

Amplificatore non invertente

- L'amplificatore non invertente può essere messo direttamente in corrispondenza con lo schema di un amplificatore in retroazione



- Il blocco β è costituito dal partitore di tensione formato da R_1 e R_2

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

20

Amplificatore non invertente

- Il guadagno ad anello chiuso vale

$$A_v = A_f = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2}$$

- Imponendo $A\beta \gg 1$ si ritrova la condizione

$$A \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

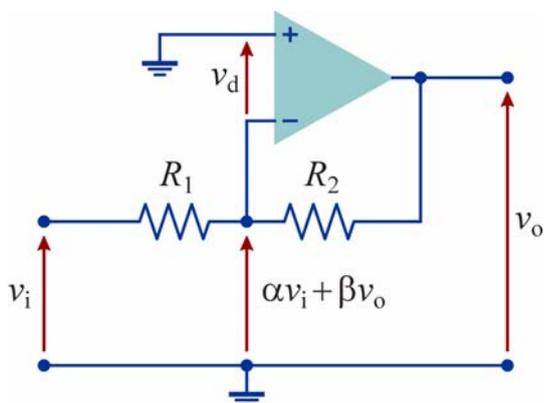
- Quando queste condizioni sono soddisfatte si ha

$$A_v \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_{vid}$$

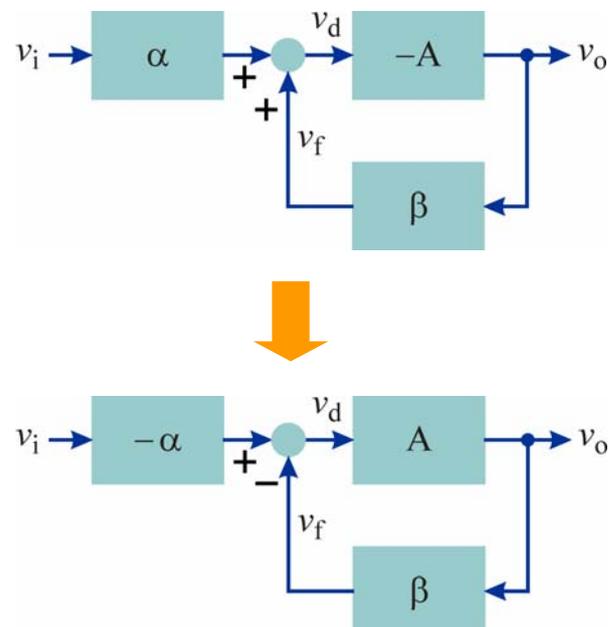
21

Amplificatore invertente

- L'amplificatore invertente può essere rappresentato con uno schema simile al precedente, costituito da un amplificatore in retroazione preceduto da un blocco con funzione di trasferimento $-\alpha$



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



22

Amplificatore invertente

- Il guadagno ad anello chiuso vale

$$A_v = -\alpha A_f = -\alpha \frac{A}{1 + A\beta} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = -\frac{AR_2}{AR_1 + R_1 + R_2}$$

- Anche in questo caso, imponendo $A\beta \gg 1$ si ritrova la condizione

$$A \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

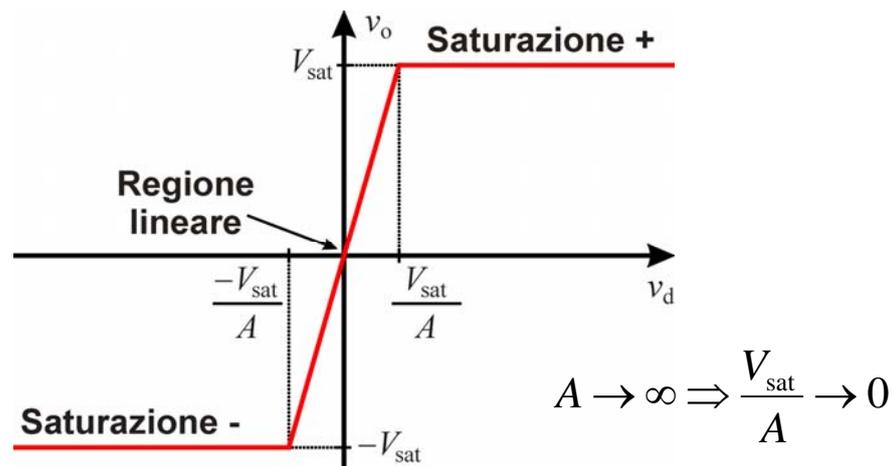
- Quando queste condizioni sono soddisfatte si ha

$$A_v \approx -\frac{\alpha}{\beta} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

23

Saturazione

- Finora si è assunto che gli amplificatori operazionali avessero un comportamento lineare
- Questa ipotesi è verificata solo per un intervallo limitato di valori della tensione di uscita, che non può superare in valore assoluto la tensione di saturazione V_{sat}
- La caratteristica ingresso-uscita di un operazionale può essere rappresentata con un andamento lineare a tratti in cui si distinguono tre regioni



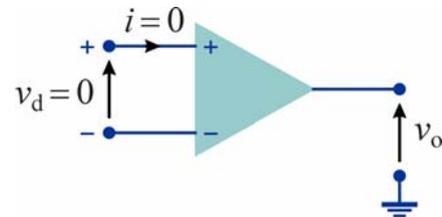
24

Regioni di funzionamento

- Nelle tre regioni l'operazionale viene rappresentato mediante circuiti equivalenti diversi
- Ciascun circuito equivalente può essere utilizzato solo se è verificata una condizione di validità

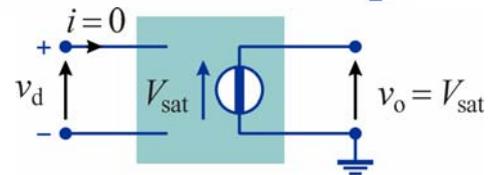
- **Regione lineare:**

- ◆ $v_d = 0$
- ◆ condizione: $|v_o| < V_{sat}$



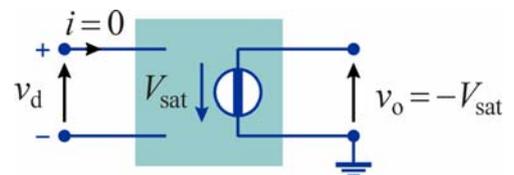
- **Regione di saturazione positiva:**

- ◆ $v_o = V_{sat}$
- ◆ condizione: $v_d > 0$



- **Regione di saturazione negativa:**

- ◆ $v_o = -V_{sat}$
- ◆ condizione: $v_d < 0$



25

Regioni di funzionamento

- In generale, per analizzare un circuito con amplificatori operazionali occorre
 - ◆ studiare i circuiti equivalenti relativi alle varie regioni di funzionamento
 - ◆ verificare se le condizioni di validità sono soddisfatte, cioè se le soluzioni sono accettabili
- E' opportuno notare che in alcuni casi il circuito può avere soluzioni multiple, cioè possono essere verificate simultaneamente le condizioni corrispondenti a più regioni di funzionamento
- Se il circuito contiene più operazionali si dovrebbero considerare tutte le possibili combinazioni di circuiti equivalenti
 - ◆ In pratica, spesso è possibile riconoscere a priori che alcune combinazioni non sono accettabili e quindi devono essere escluse

26

Regioni di funzionamento

- Se si vuole ricavare la relazione tra una tensione o corrente che rappresenta l'ingresso di un circuito contenente operazionali e una tensione o corrente che ne rappresenta l'uscita
 - ◆ Si analizzano i circuiti relativi a tutte le condizioni di funzionamento
 - ◆ Per ciascun circuito si individuano i gli intervalli di valori della variabile di ingresso in corrispondenza dei quali sono soddisfatte le ipotesi di validità
 - In alcuni casi è possibile che, per certe regioni, le ipotesi non siano mai verificate
 - ◆ La caratteristica ingresso-uscita viene ottenuta combinando le soluzioni parziali relative alle varie regioni

27

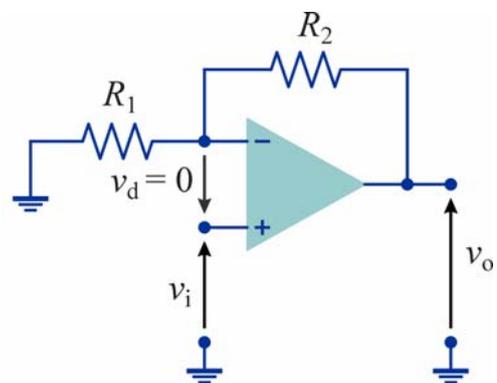
Amplificatore non invertente Regioni di funzionamento

- Regione lineare ($-V_{\text{sat}} < v_o < V_{\text{sat}}$)

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i$$

$$v_o < V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}$$

$$v_o > -V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i > -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}$$



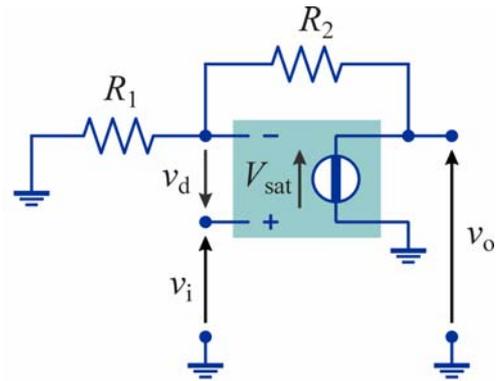
28

Amplificatore non invertente Regioni di funzionamento

- Regione di saturazione positiva ($v_d > 0$)

$$v_d = v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

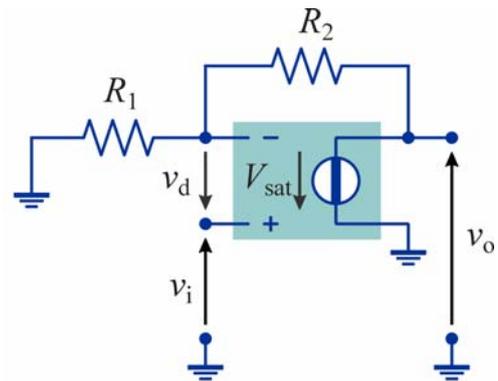
$$v_d > 0 \Rightarrow v_i > \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$



- Regione di saturazione negativa ($v_d < 0$)

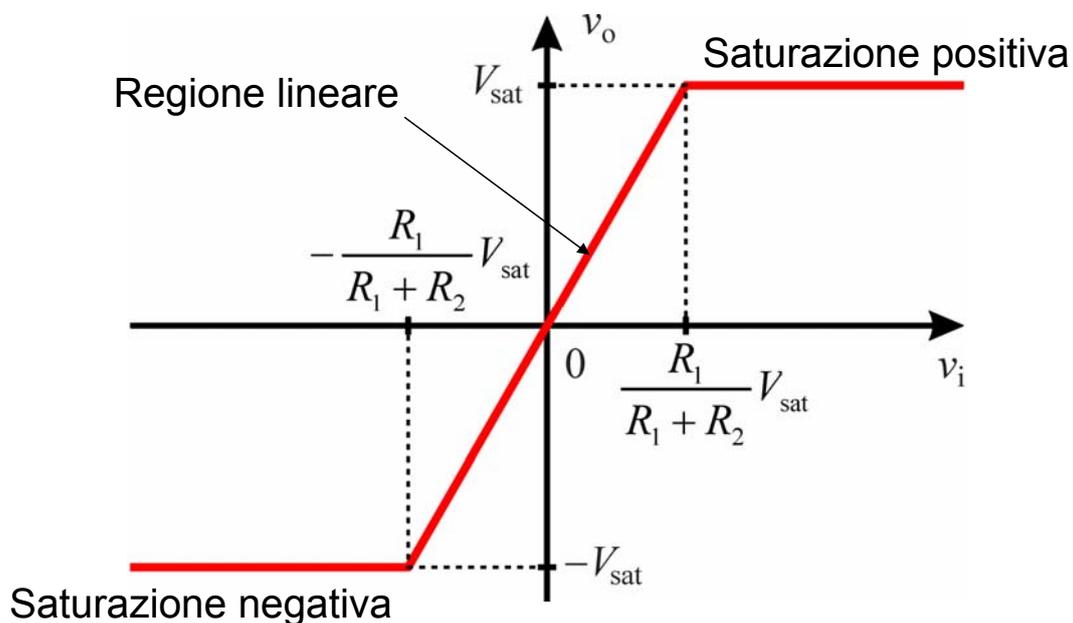
$$v_d = v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

$$v_d < 0 \Rightarrow v_i < -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$



29

Amplificatore non invertente Caratteristica ingresso-uscita



30

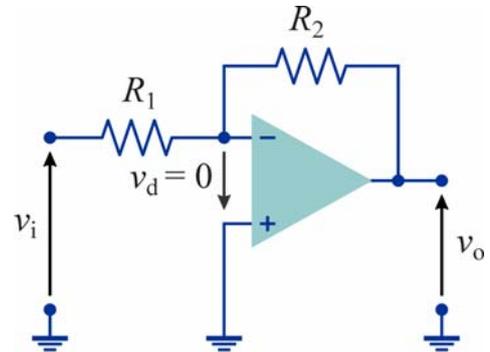
Amplificatore invertente Regioni di funzionamento

- Regione lineare ($-V_{\text{sat}} < v_o < V_{\text{sat}}$)

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i$$

$$v_o < V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i > -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$

$$v_o > -V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i < \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$



31

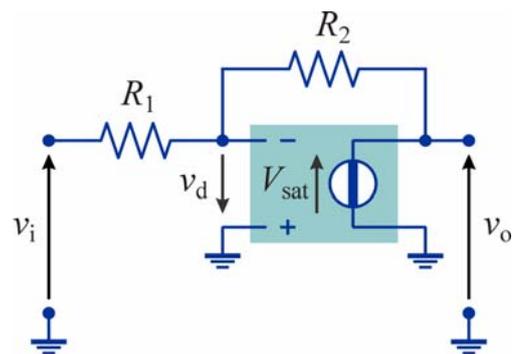
Amplificatore invertente Regioni di funzionamento

- Regione di saturazione positiva ($v_d > 0$)

$$v_o = V_{\text{sat}}$$

$$v_d = -v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_d > 0 \Rightarrow v_i < -V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$

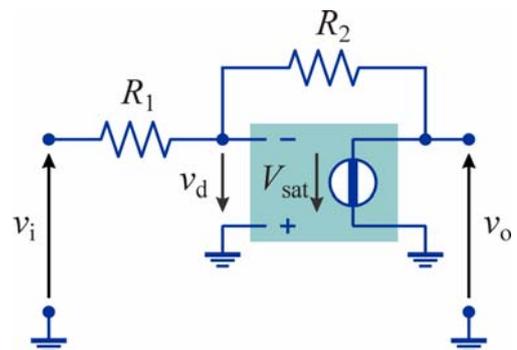


- Regione di saturazione negativa ($v_d < 0$)

$$v_o = -V_{\text{sat}}$$

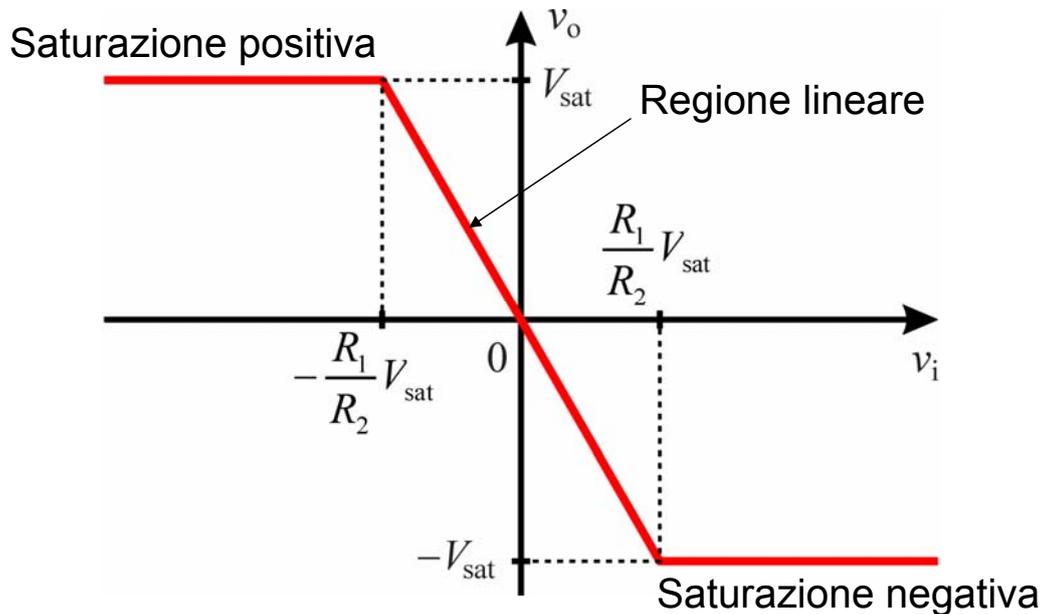
$$v_d = -v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_d < 0 \Rightarrow v_i > V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$



32

Amplificatore invertente Caratteristica ingresso-uscita



33

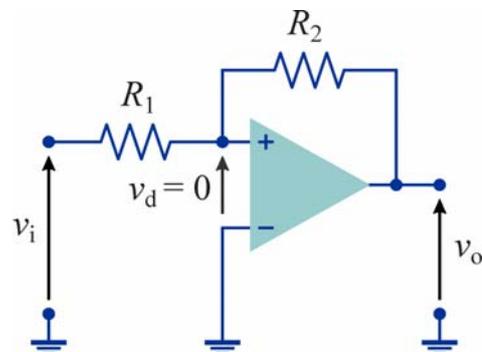
Esempio con retroazione positiva Regioni di funzionamento

- Regione lineare ($-V_{\text{sat}} < v_o < V_{\text{sat}}$)

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i$$

$$v_o < V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i > -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$

$$v_o > -V_{\text{sat}} \Rightarrow v_i < \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$



- ➔ In questa regione il comportamento del circuito è apparentemente identico a quello di un amplificatore invertente

34

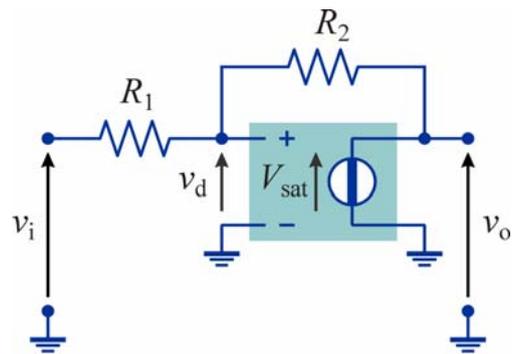
Esempio con retroazione positiva Regioni di funzionamento

- Regione di saturazione positiva ($v_d > 0$)

$$v_o = V_{\text{sat}}$$

$$v_d = v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_d > 0 \Rightarrow v_i > -V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$

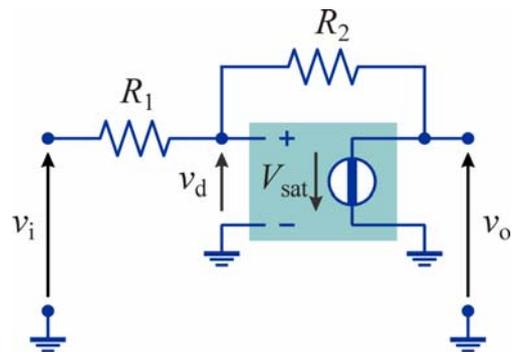


- Regione di saturazione negativa ($v_d < 0$)

$$v_o = -V_{\text{sat}}$$

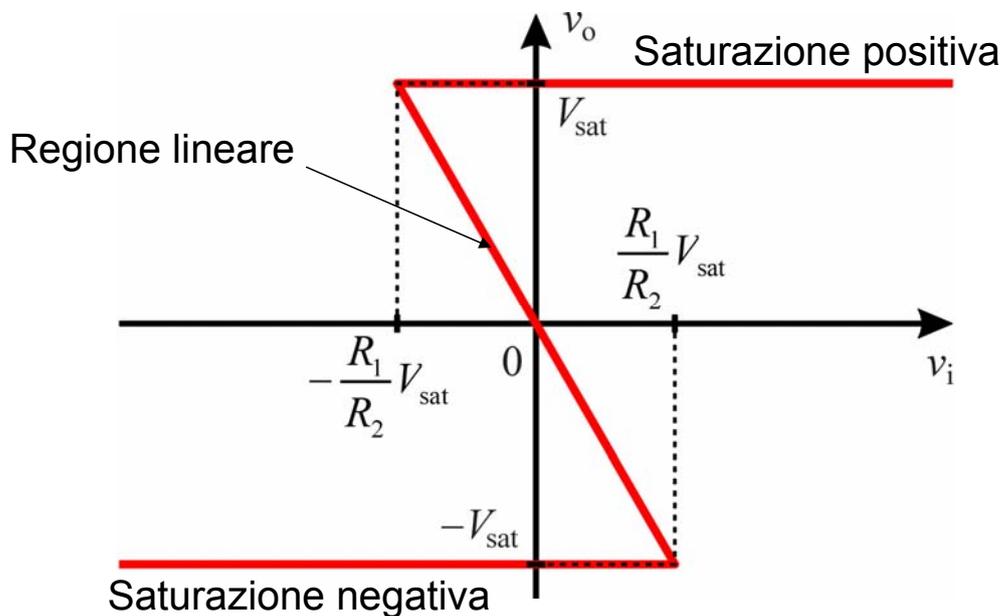
$$v_d = v_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_d < 0 \Rightarrow v_i < V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2}$$



35

Esempio con retroazione positiva Caratteristica ingresso-uscita



36

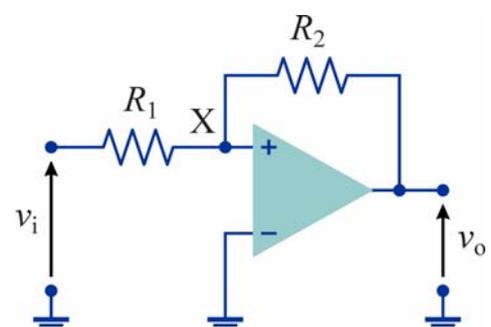
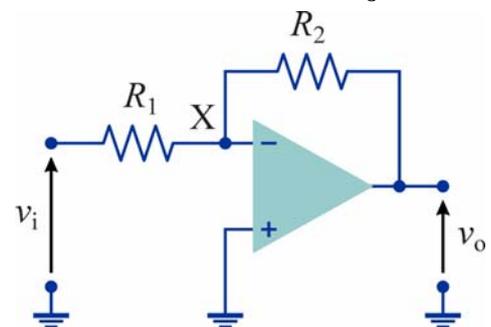
Stabilità

- La caratteristica completa del circuito con retroazione positiva è diversa da quella dell'amplificatore invertente
- Per valori di v_i compresi tra $\pm(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$ si hanno tre possibili valori della tensione di uscita
- Si può verificare che i valori contenuti nella regione lineare corrispondono a stati instabili, quindi non è possibile fare funzionare l'amplificatore operazionale in questa regione

37

Stabilità

- Si assume che entrambi i circuiti operino nella regione lineare e che (per esempio a causa di un disturbo) si abbia un incremento di v_o
- In entrambi i casi la tensione del nodo X tende ad aumentare
- Nel primo circuito si ha un aumento della tensione dell'ingresso invertente che tende a fare diminuire v_o riportandolo al valore iniziale
- Nel secondo circuito si ha un aumento della tensione dell'ingresso non invertente che tende a fare aumentare ulteriormente v_o
- In questo caso v_o continua ad aumentare finché non viene raggiunta la regione di saturazione



38

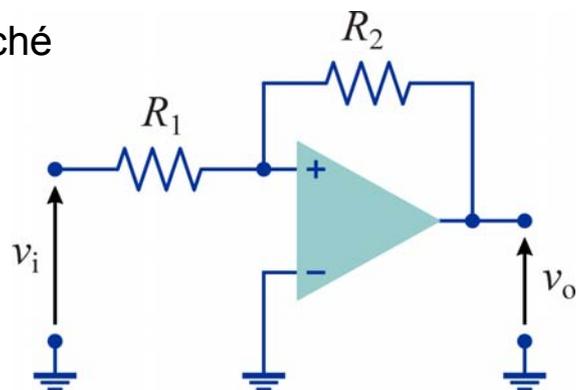
Stabilità

- In modo analogo si può verificare che un disturbo che tendesse a far diminuire la tensione di uscita porterebbe il secondo circuito nella condizione di saturazione negativa
- Nella regione di saturazione positiva, la tensione dell'ingresso non invertente viene mantenuta ad un valore maggiore di $(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$ e quindi tale da mantenere l'amplificatore operazionale in saturazione
- Analogamente, nella regione di saturazione negativa, la tensione dell'ingresso non invertente viene mantenuta ad un valore minore di $-(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$
- ➔ Le regioni di saturazione corrispondono, quindi, a stati stabili

39

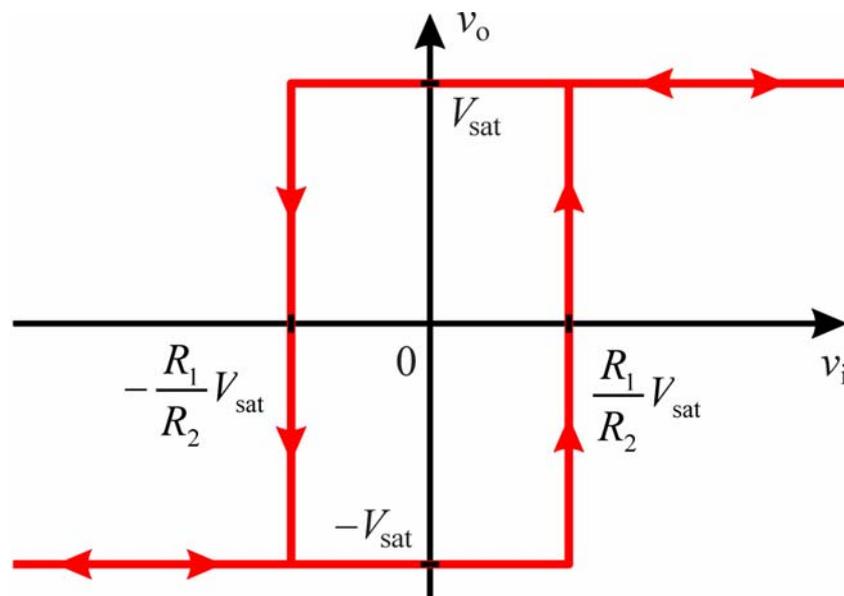
Ciclo di isteresi

- Si assume che inizialmente sia $v_i < -(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$ e quindi che il circuito sia in condizioni di saturazione negativa
- Se si aumenta v_i , v_d rimane negativa finché v_i non raggiunge il valore $(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$
- Per valori maggiori v_d è positiva, quindi il circuito si porta nella condizione di saturazione positiva
- In queste condizioni, se si diminuisce v_i , v_d rimane positiva finché non viene raggiunto il valore $-(R_1/R_2)V_{\text{sat}}$
- Per valori inferiori di v_i , v_d diviene nuovamente negativa e il circuito ritorna nella condizione di saturazione negativa
- Quindi, complessivamente si ottiene un ciclo di isteresi



40

Ciclo di isteresi



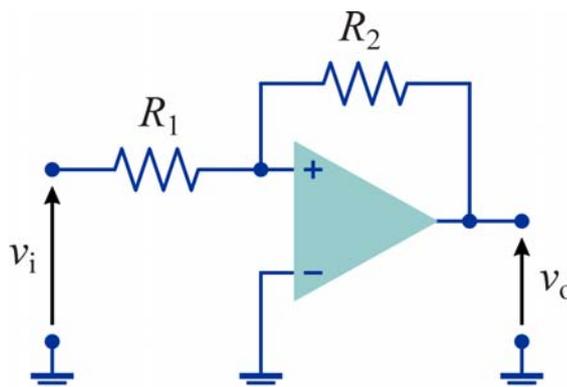
41

Comparatore con isteresi

- Il comportamento del circuito dipende dal valore della tensione di uscita
 - ♦ Se $v_o = -V_{sat}$, v_o passa al valore $+V_{sat}$ quando v_i sale al di sopra della tensione di soglia positiva

$$V_{th} = \frac{R_2}{R_1} V_{sat}$$

- ♦ Se $v_o = +V_{sat}$, v_o passa al valore $-V_{sat}$ quando v_i scende al di sotto della tensione di soglia negativa $-V_{th}$



42

Esempio

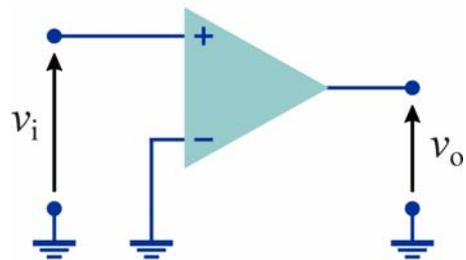
- Dato un segnale di ingresso sinusoidale del tipo

$$v_i(t) = V_M \text{sen}(\omega t)$$

si vuole realizzare un circuito che fornisca in uscita una tensione del tipo

$$v_o(t) = \begin{cases} -V_o & \text{per } v_i(t) < 0 \\ +V_o & \text{per } v_i(t) > 0 \end{cases}$$

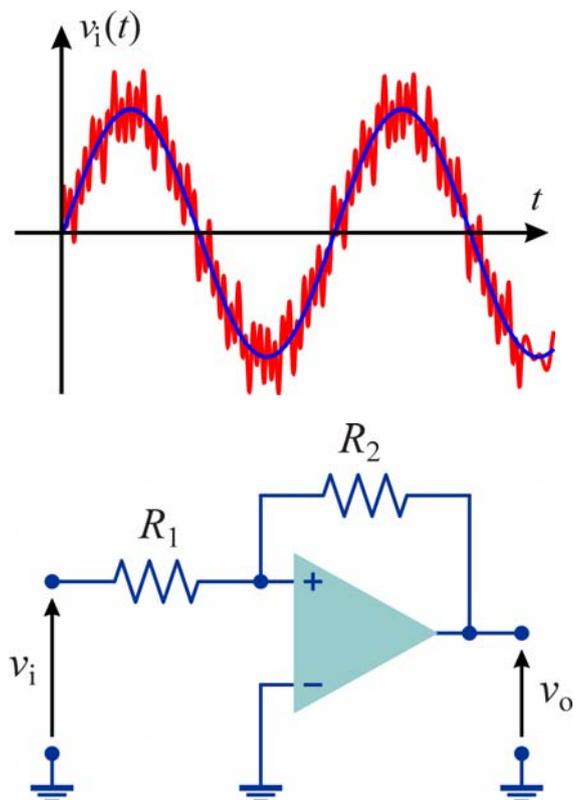
- Questa funzione può essere realizzata mediante un amplificatore operazionale non retroazionato
- In questo caso V_o corrisponde alla tensione di saturazione dell'operazionale



43

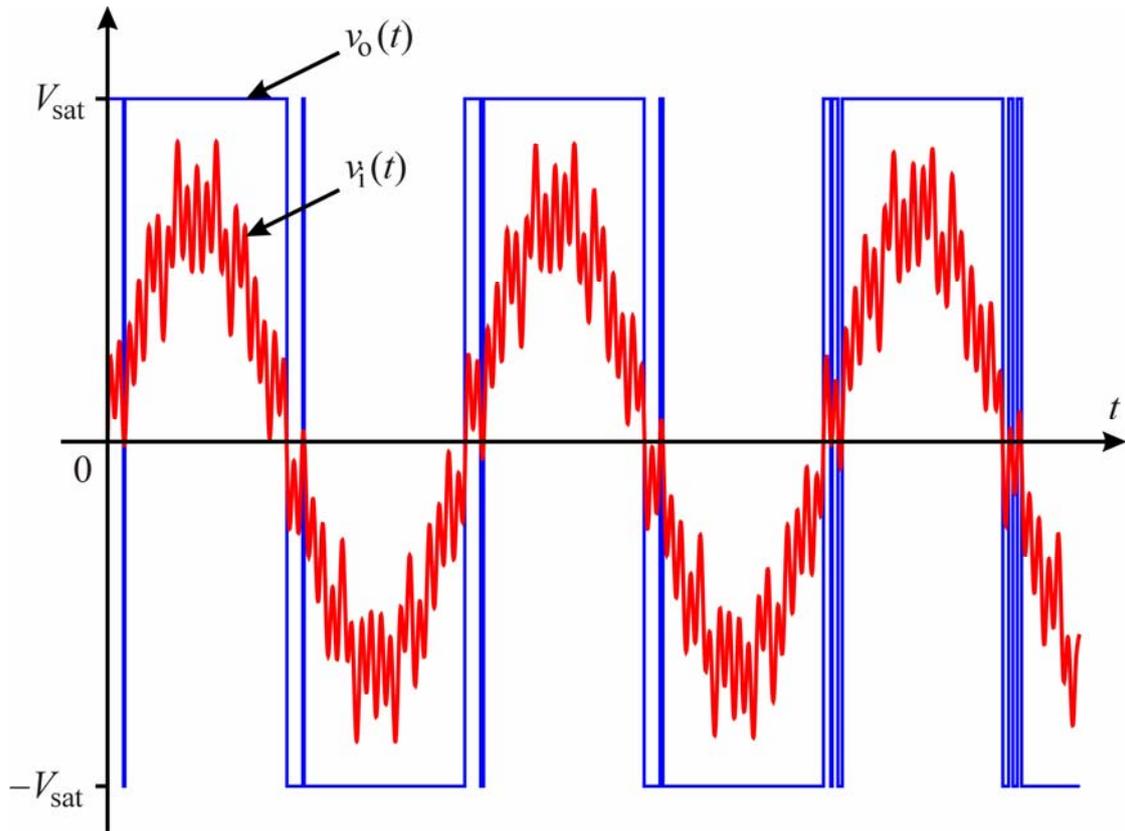
Esempio

- Se al segnale $v_i(t)$ si sovrappone un disturbo, in prossimità dei punti in cui il segnale si annulla si possono avere attraversamenti multipli dello zero che danno luogo a impulsi spuri in uscita
- Se si hanno informazioni sulla massima ampiezza che può assumere il disturbo, è possibile evitare questo inconveniente mediante un comparatore a isteresi con tensione di soglia V_{th} adeguata
- In questo caso, per passare da uno stato all'altro occorre una variazione del segnale di ingresso non inferiore a $2V_{th}$



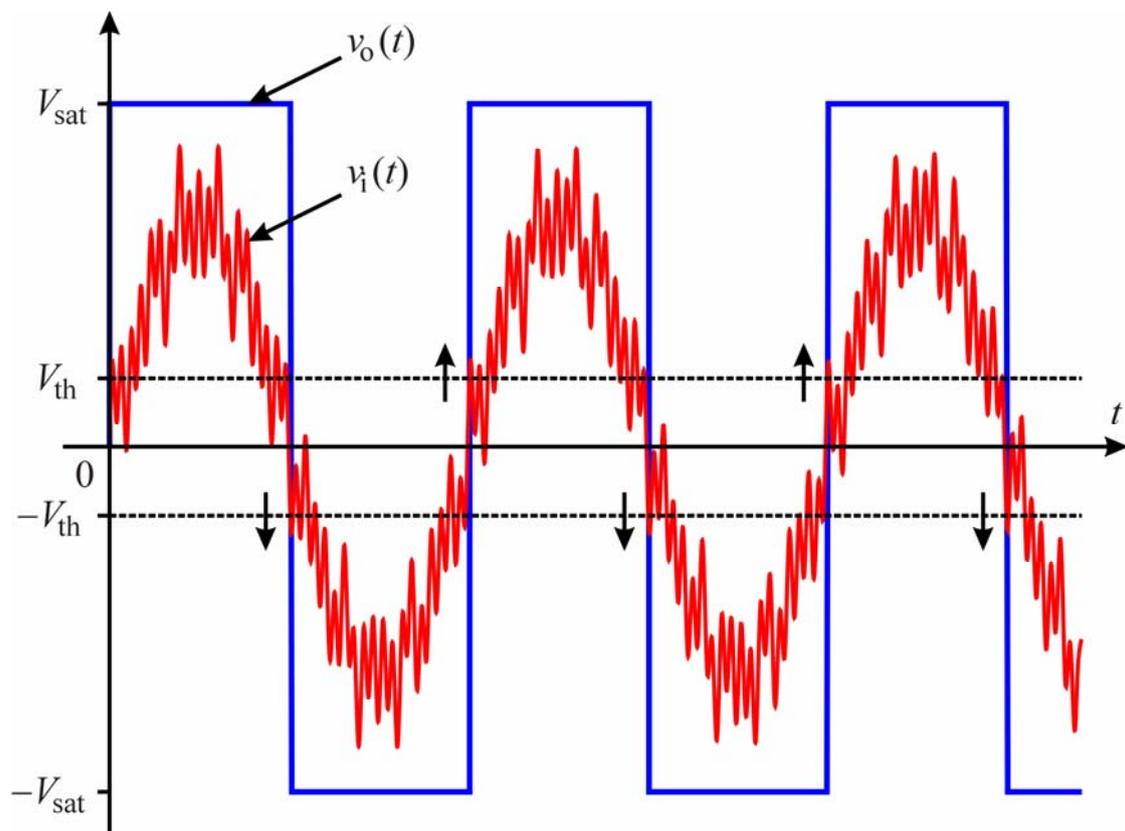
44

Esempio: comparatore



45

Esempio: comparatore con isteresi



46

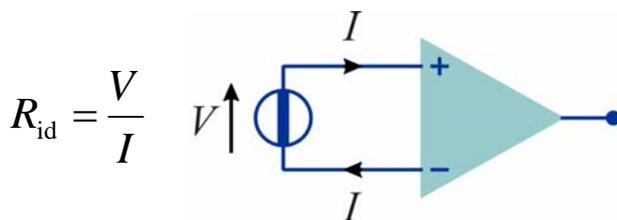
Resistenza di ingresso

- In un amplificatore operazionale reale si hanno resistenze di valore finito sia tra i due ingressi sia tra gli ingressi e la massa
- ➔ Si definiscono le seguenti resistenze di ingresso
 - ◆ Resistenza di ingresso differenziale R_{id}
 - misurata tra i due ingressi
 - valori tipici dell'ordine di 1 M Ω
 - ◆ Resistenza di ingresso di modo comune R_{ic}
 - misurata tra gli ingressi collegati tra loro e la massa
 - valori tipici dell'ordine di 100 M Ω

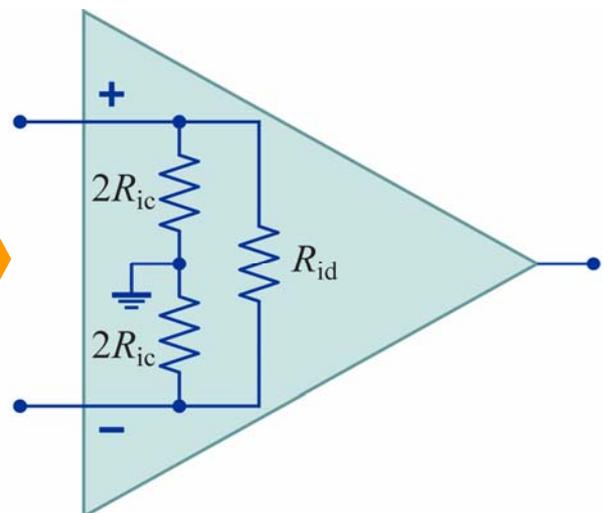
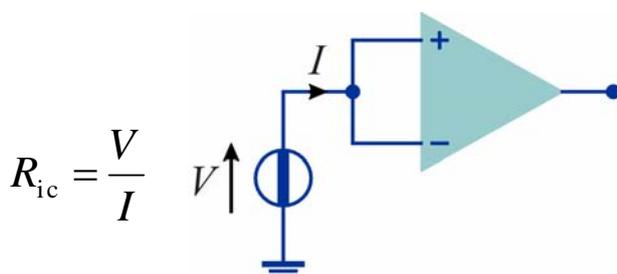
47

Resistenza di ingresso

Resistenza di ingresso differenziale



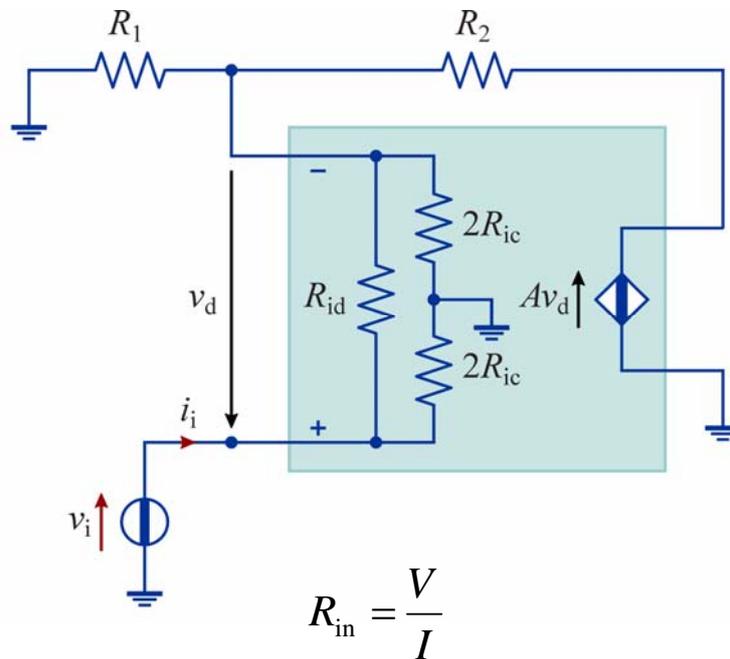
Resistenza di ingresso di modo comune



48

Resistenza di ingresso di un amplificatore non invertente

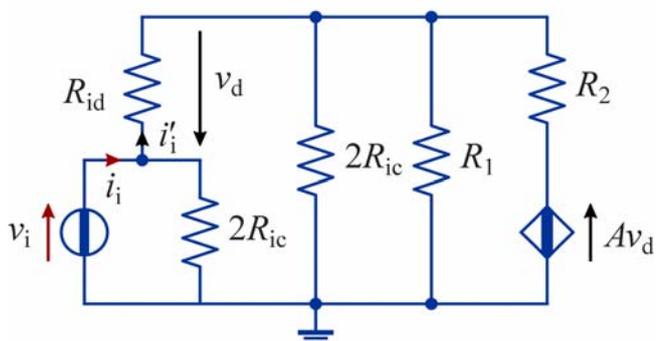
- Per valutare la resistenza di ingresso di un amplificatore non invertente si può fare riferimento al seguente circuito



49

Resistenza di ingresso di un amplificatore non invertente

- Il circuito può essere ridisegnato in questo modo



$$R'_1 = R_1 // 2R_{ic}$$

$$v_i - v_d = \frac{\frac{v_i}{R_{id}} + \frac{Av_d}{R_2}}{\frac{1}{R_{id}} + \frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$v_d = \frac{R_{id}(R'_1 + R_2)}{R_{id}(R'_1 + R_2 + AR'_1) + R'_1R_2} v_i$$

- Quindi si ha

$$R'_{in} = \frac{v_i}{i'_i} = v_i \frac{R_{id}}{v_d} = R_{id} \left(1 + \frac{AR'_1}{R'_1 + R_2} \right) + \frac{R'_1R_2}{R'_1 + R_2}$$

$$R_{in} = R'_{in} // 2R_{ic}$$

50

Resistenza di ingresso di un amplificatore non invertente

- Dato che normalmente $R_1 \ll R_{ic}$ e il secondo addendo nell'espressione di R'_{in} è trascurabile rispetto al primo si può porre

$$R'_{in} \approx R_{id} \left(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2} \right) = R_{id} (1 + A\beta) \quad \left(\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$R_{in} \approx R_{id} (1 + A\beta) // 2R_{ic}$$

- Quindi se $1 + A\beta$ è molto grande risulta $R_{in} \gg R_{id}$

51

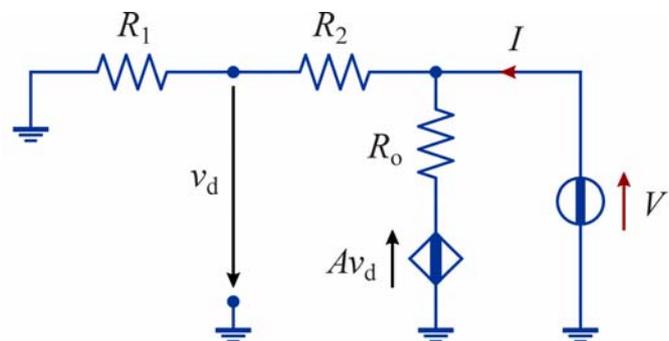
Resistenza di uscita

- Se la resistenza di uscita dell'operazionale non è uguale a zero, si può determinare la resistenza di uscita sia dell'amplificatore invertente sia di quello non invertente mediante il seguente circuito

$$v_d = -V \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} + \frac{V - Av_d}{R_o} = \frac{R_1 + R_2 + R_o + AR_1}{R_o(R_1 + R_2)} V$$



$$R_{out} = \frac{V}{I}$$

52

Resistenza di uscita

- Quindi si ottiene

$$R_{\text{out}} = \frac{V}{I} = \frac{R_o(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_o + AR_1}$$

- Dato che normalmente $R_o \ll AR_1$, si può porre

$$R_{\text{out}} \approx \frac{R_o}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_o}{1 + A\beta} \quad \left(\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

- Quindi se $1 + A\beta$ è molto grande R_{out} è molto piccolo rispetto a R_o
- Per esempio, per un inseguitore di tensione ($R_1 \rightarrow \infty \Rightarrow \beta = 1$) realizzato con un amplificatore operazionale con $A = 10^5$ e $R_o = 100 \Omega$ si ha $R_{\text{out}} \approx 1 \text{ m}\Omega$

53

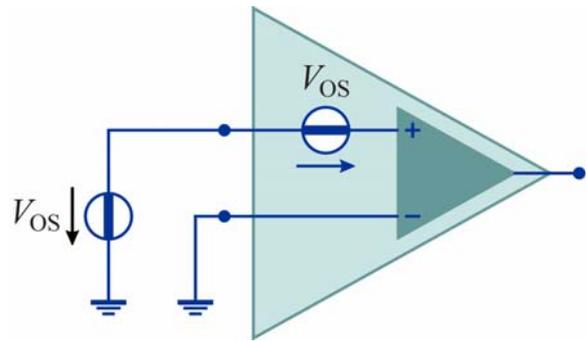
Massima corrente in uscita

- La corrente di uscita di un amplificatore operazionale non può superare, in valore assoluto, un valore limite tipicamente dell'ordine di qualche decina di mA
- Se il circuito richiede all'amplificatore operazionale una corrente maggiore, la tensione di uscita satura al valore corrispondente alla massima corrente erogabile

54

Tensione di offset

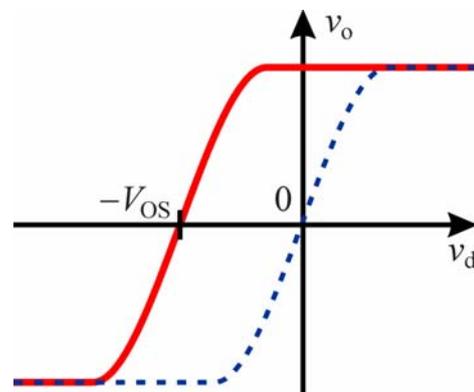
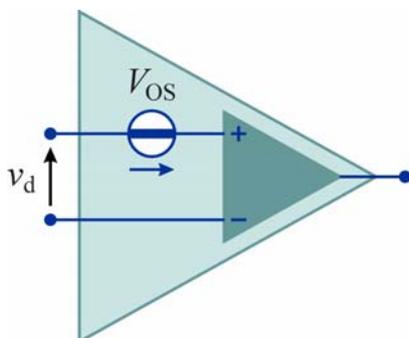
- Se le tensioni applicate agli ingressi di un amplificatore operazionale sono nulle, anche la tensione di uscita dovrebbe essere nulla
 - In pratica, a causa di asimmetrie dello stadio di ingresso, in queste condizioni si ottiene una tensione diversa da zero
 - La tensione di uscita può essere azzerata collegando un generatore di tensione di valore V_{OS} (**tensione di offset**) con opportuna polarità ad uno degli ingressi (la polarità di V_{OS} non è nota a priori)
 - I valori tipici di V_{OS} sono dell'ordine di qualche mV
- ➔ L'amplificatore operazionale si comporta come se internamente fosse presente un generatore di tensione V_{OS} con polarità opposta rispetto al generatore esterno



55

Tensione di offset

- La tensione di offset determina una traslazione della caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore operazionale, che di conseguenza non è più simmetrica rispetto all'origine

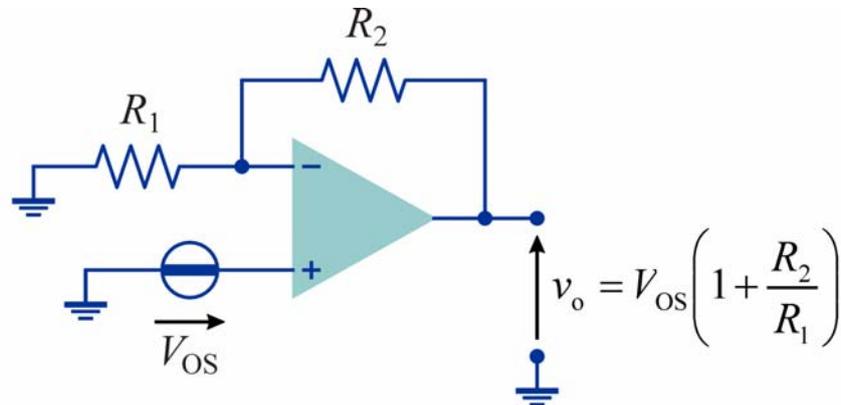


- ➔ Quando gli ingressi si possono ritenere in condizioni di cortocircuito virtuale la tensione v_d non è nulla ma è uguale a $-V_{OS}$

56

Tensione di offset

- Azzerando l'ingresso gli amplificatori invertente e non invertente assumono la stessa configurazione
- ➔ In entrambi i casi l'effetto della tensione di offset sull'uscita può essere determinato mediante questo circuito

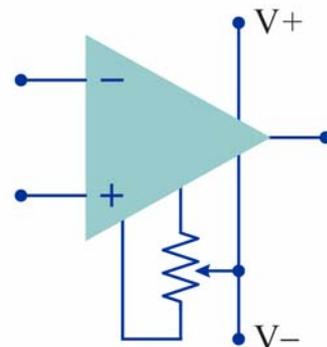


- ➔ La tensione in uscita è uguale alla tensione di offset moltiplicata per il guadagno corrispondente all'amplificatore non invertente

57

Tensione di offset

- Di solito gli amplificatori operazionali dispongono di una copia di terminali aggiuntivi a cui viene collegato un circuito per la compensazione della tensione di offset
- Nel caso più comune questi terminali sono collegati mediante un potenziometro all'alimentazione negativa
- Spostando il cursore del potenziometro dalla posizione centrale si introduce uno "sbilanciamento" nel circuito con cui si può compensare l'effetto dell'asimmetria dello stadio di ingresso dell'operazionale



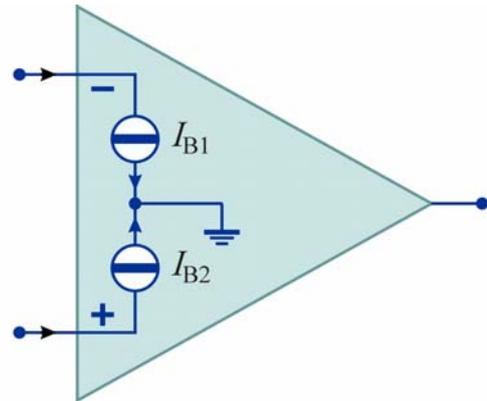
58

Correnti di polarizzazione

- Per far funzionare l'amplificatore operazionale occorre che ai suoi terminali di ingresso vengano fornite delle correnti continue I_{B1} , I_{B2} dette **correnti di polarizzazione di ingresso**
- Queste correnti possono essere rappresentate mediante due generatori di corrente collegati tra gli ingressi e la massa
- E' importante notare che la presenza di queste correnti non è in relazione col fatto che la resistenza di ingresso dell'amplificatore operazionale ha valore finito
- I valori di I_{B1} e I_{B2} di solito non sono uguali e la loro differenza

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

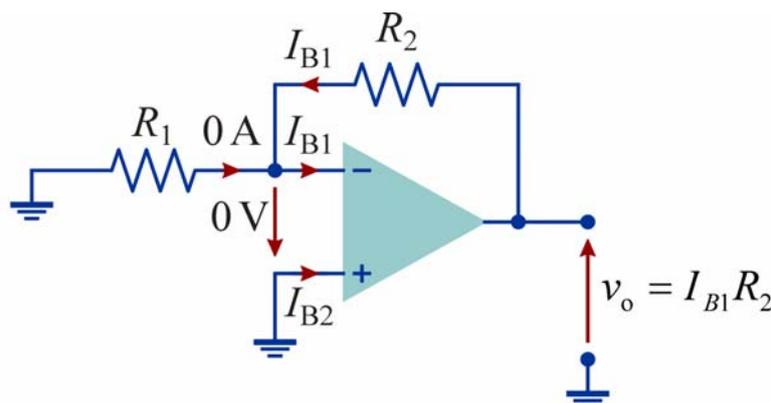
è detta **corrente di offset ingresso**



59

Correnti di polarizzazione

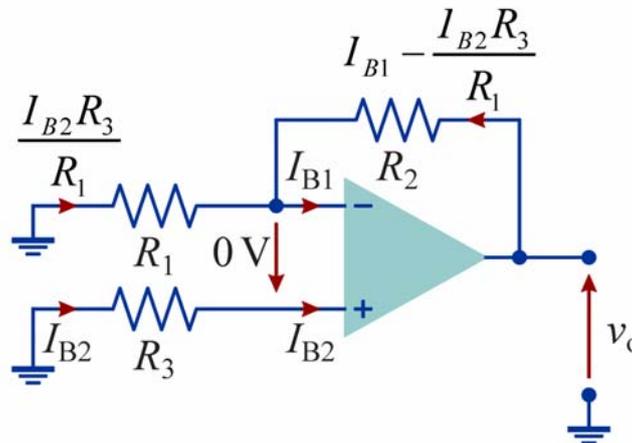
- Per gli amplificatori operazionali realizzati con transistori bipolari i valori tipici delle correnti di polarizzazione sono dell'ordine di 100 nA, mentre il valore della corrente di offset è dell'ordine di 10 nA
- Sia nel caso dell'amplificatore invertente, sia in quello dell'amplificatore non invertente, l'effetto della tensione di offset sull'uscita può essere determinato mediante questo circuito



60

Correnti di polarizzazione

- L'effetto delle correnti di polarizzazione sull'uscita può essere ridotto inserendo una resistenza in serie all'ingresso non invertente



$$v_0 = -I_{B2}R_3 + R_2 \left(I_{B1} - I_{B2} \frac{R_3}{R_1} \right) = \frac{R_1 R_2 I_{B1} - (R_1 + R_2) R_3 I_{B2}}{R_1}$$

61

Correnti di polarizzazione

- Se le correnti di polarizzazione fossero uguali si potrebbe azzerare la tensione di uscita ponendo $R_3 = R_1 // R_2$

$$v_0 = 0 \Rightarrow R_1 R_2 - (R_1 + R_2) R_3 = 0 \Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

- In pratica, con questo valore di R_3 si ottiene

$$|v_0| = R_2 |I_{B1} - I_{B2}| = R_2 I_{OS}$$

che, normalmente, corrisponde ad una riduzione della tensione di uscita di circa un ordine di grandezza

62