

Amplificatori operazionali.

Dal VCVS all'amplificatore operazionale.

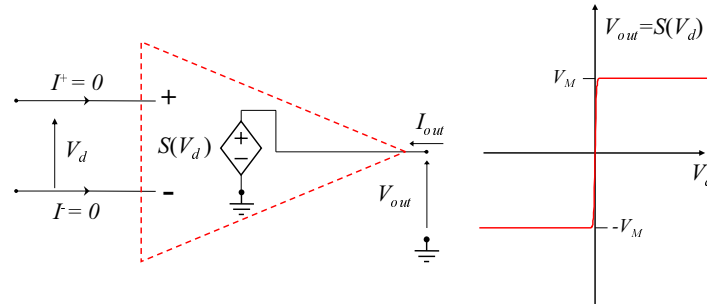


Fig. 1 - Un VCVS particolare: l'amplificatore operazionale perfetto.

Nella figura **1** è nuovamente rappresentato, con qualche opportuna variante grafica, un VCVS che si suppone dotato della particolare caratteristica ingresso-uscita $V_d \rightarrow V_{out} = S(V_d)$ indicata nella parte destra della figura stessa. Si tratta del modello di base utilizzato per gli **amplificatori operazionali** (brevemente: **opamp**) che sono circuiti elettronici integrati molto versatili e quindi largamente utilizzati.

Il simbolo grafico più spesso usato negli schemi di circuiti per gli opamp è indicato in alto nella figura **2** mentre in basso appaiono due esempi di rappresentazione schematica del contenitore con l'indicazione delle connessioni fra i suoi terminali e quelli del circuito integrato (*chip*). Lo studente faccia attenzione al fatto che nel simbolo grafico sono omessi alcuni terminali, in particolare quelli delle tensioni di alimentazione le quali di norma sono due uguali e opposte. In sintesi l'amplificatore operazionale perfetto è un componente con

- due porte di ingresso con correnti nulle;
- una porta di uscita con la tensione che dipende esclusivamente dalla differenza fra le due tensioni di ingresso (è un amplificatore **differenziale**),
- la funzione $V_d \rightarrow V_{out} = S(V_d)$ sigmoideale dispari, cioè crescente, limitata e dispari;
- il grafico di tale funzione costituito da un arco in cui $S'(V_d) \gg 1$ e da due rami in cui $V_{out} \simeq V_M$.

Per semplificare l'analisi dei circuiti con opamp, senza peraltro deteriorare sensibilmente l'approssimazione, la funzione $S(V_d)$ viene abitualmente approssimata con una funzione lineare a tratti (*piecewise linear*) cioè, posto $A_{d0} = S'(0)$:

$$\left\{ \begin{array}{lll} V_{out} = V_M & \text{per } V_d \geq V_M/A_{d0} & \text{regione di saturazione positiva (S}^+) \\ V_{out} = A_{d0}V_d & \text{per } |V_{out}| \leq V_M & \text{regione di alto guadagno (AG); } A_{d0} \gg 1 \\ V_{out} = -V_M & \text{per } V_d \leq -V_M/A_{d0} & \text{regione di saturazione negativa (S}^-) \end{array} \right. \quad (1)$$

il cui grafico è ovviamente una spezzata costituita di due semirette parallele all'asse V_d con ordinate $\pm V_M$ e un segmento di retta passante per l'origine degli assi con pendenza A_{d0} .

Per non privilegiare i segnali positivi rispetto a quelli negativi o viceversa si utilizzeranno ovviamente i valori di riposo $V_{dOP} = V_{outOP} = 0$.

Esempi di applicazioni degli amplificatori operazionali.

Convertitore corrente-tensione.

Essendo nulle le correnti di ingresso dell'opamp, dallo schema di Fig. **3(a)** si ricava il sistema non lineare

$$V_{out} = S(V_d) \quad (2a)$$

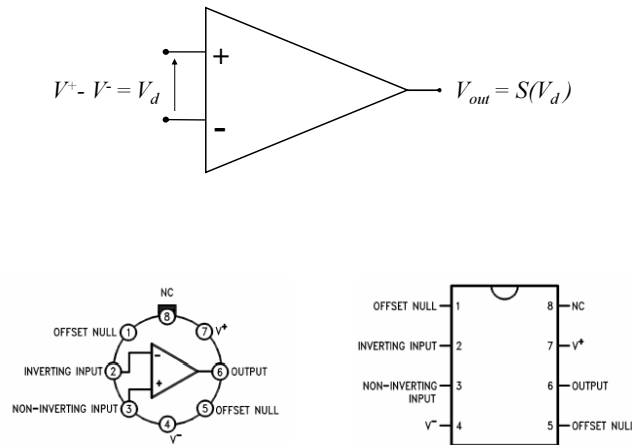


Fig. 2 - Simbolo dell'amplificatore operazionale e (sotto) esempi di indicazione delle connessioni fra i terminali (*pins*) del contenitore (*case*) e quelli del *chip*.

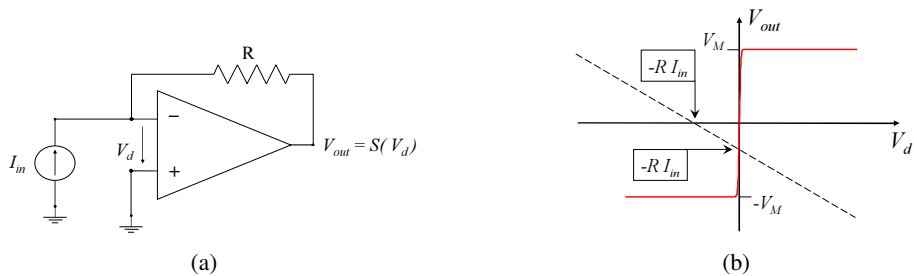


Fig. 3 - Convertitore I-V con opamp.

$$I_{in} = -\frac{V_d + V_{out}}{R} \quad (2b)$$

ottenuto associando la relazione costitutiva dell'opamp con l'equazione nodale modificata del nodo -. Il sistema ha una sola soluzione, qualunque sia I_{in} , rappresentata nella figura 3(b) dall'intersezione del grafico di (2a), che ha sempre pendenza positiva, con quello della retta (2b), che ha pendenza -1. Usando la (1) in AG, sostituendo V_d nella seconda e risolvendo rispetto a V_{out} si ottiene

$$V_{out} = \frac{-RI_{in}}{1 + 1/A_{d0}} \simeq -RI_{in} \quad (3)$$

L'approssimazione di quest'ultimo risultato è eccellente perché i valori correnti di A_{d0} vanno dalle decine alle centinaia di migliaia; si noti anche che esso si può ottenere dalla (2b) assumendo $V_d \simeq 0$.

Il circuito di Fig. 3(a) realizza quindi un CCVS lineare con transresistenza $-R$ purché la corrente di controllo si mantenga limitata a $|I_{in}| < V_M/R$; al di fuori di tale intervallo l'opamp va in saturazione.

Amplificatore di tensione invertente.

Essendo nulle le correnti di ingresso dell'opamp, dallo schema di Fig. 4 si deduce che l'equazione nodale del nodo -, da associare alla relazione costitutiva $V_{out} = S(V_d)$, è:

$$\frac{V_{in} + V_d}{R_1} + \frac{V_d + V_{out}}{R_2} = 0 \quad (4)$$

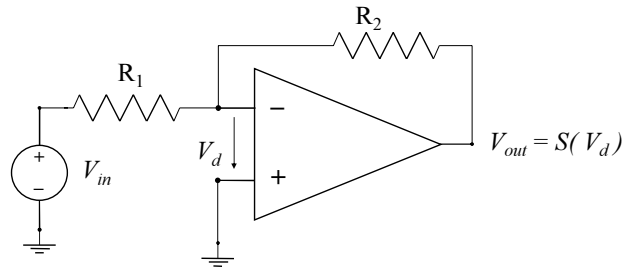


Fig. 4 - Amplificatore invertente con opamp.

che è rappresentata, nel piano delle variabili V_d, V_{out} , da una retta a pendenza negativa. Come nel caso precedente la soluzione è quindi unica, e la restrizione della (4) alla regione AG fornisce facilmente

$$V_{out} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_1+R_2}{A_{d0}R_1}} V_{in} \simeq -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (5)$$

dove l'ultima approssimazione vale sotto la condizione

$$1 + \frac{R_2}{R_1} \ll A_{d0} \quad (6)$$

Dunque, se questa disuguaglianza è soddisfatta, per tutti i valori di V_{in} tali che $|V_{in}| < \frac{R_1}{R_2} V_M$ il circuito di figura 4 è un amplificatore lineare invertente di tensione il cui guadagno

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

dipende soltanto dal rapporto di due resistenze, è quindi **desensibilizzato** rispetto alla dispersione e alle variazioni dei parametri dei dispositivi a semiconduttore presenti nell'opamp, e può facilmente essere modificato cambiando R_1 o R_2 o entrambe.

Osservazioni e complementi.

- Si noti che anche per questo circuito è possibile ricavare subito il risultato (7) introducendo l'approssimazione $V_d \simeq 0$ nella (4). Tale approssimazione è nota come "approssimazione del **cortocircuito virtuale**" perché equivale ad affermare che i nodi - e + hanno lo stesso potenziale elettrico come avverrebbe se fossero in cortocircuito pur essendo invece tra loro elettricamente isolati. L'approssimazione del cortocircuito virtuale può essere molto utile se non viene usata a sproposito; affinché essa sia utilizzabile, infatti, occorre avere già prima accertato che sia applicabile l'approssimazione AG che è l'unica in cui vale sicuramente (vedi (1)) la disuguaglianza $|V_d| \ll |V_{out}|$.

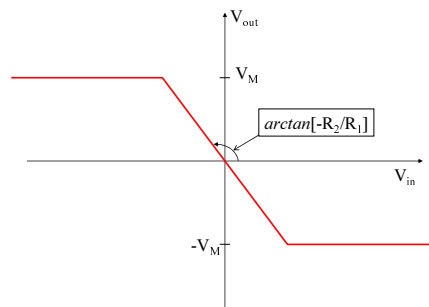


Fig. 5 - Transcaratteristica $V_{in} \rightarrow V_{out}$ dell'amplificatore invertente con opamp.

- Se $V_{in} > \frac{R_1}{R_2} V_M$ l'opamp è in S^- , se $V_{in} < -\frac{R_1}{R_2} V_M$ l'opamp è in S^+ ; pertanto la transcaratteristica dell'amplificatore invertente ha l'aspetto rappresentato nella figura 5.
- La corrente di ingresso dell'amplificatore è

$$I_{in} = \frac{V_{in} + V_d}{R_1} = \frac{-V_d - V_{out}}{R_2} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (8)$$

dalle quali si ricava $V_{in} = \pm V_M + (R_1 + R_2)I_{in}$ nelle regioni di saturazione e $V_{in} = R_1 + \frac{R_2}{1+A_{d0}} \simeq R_1$ nella regione di alto guadagno (Fig. 6).

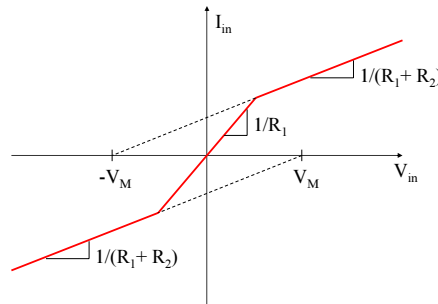


Fig. 6 - Caratteristica di ingresso dell'amplificatore invertente.

- Le funzioni di rete di questo amplificatore sono dunque (con il modello di perfetto amplificatore operazionale qui adottato e con l'approssimazione del cortocircuito virtuale): $A_v = -R_2/R_1, R_{in} = R_1, R_{out} = 0$ (si ricordi che V_{out} non dipende da I_{out} e quindi le variazioni della corrente di uscita producono variazioni nulle nella tensione di uscita).
- Si può infine notare che le relazioni $I_{in} = V_{in}/R_1, V_{out} = -R_2 I_{in}$ consentono di interpretare l'amplificatore di tensione come la cascata di un convertitore tensione-corrente costituito dal resistore R_1 con il convertitore corrente-tensione precedentemente esaminato.

Amplificatore di tensione non invertente.

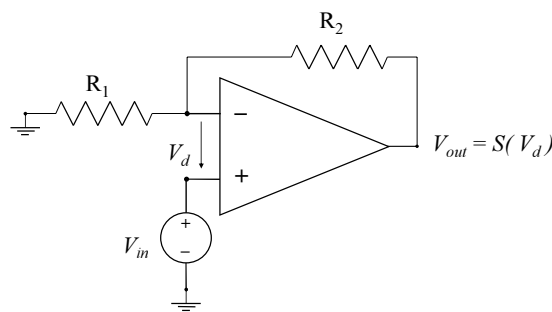


Fig. 7 - Amplificatore non invertente con opamp.

Dallo schema di Fig. 7 si ricava $V_d = V_{in} - V_{out}R_1/(R_1 + R_2)$ il cui grafico nel piano V_{in}, V_{out} è anche in questo caso una retta con pendenza negativa e quindi con un'unica intersezione con il grafico di $V_{out} = S(V_{in})$. Sotto la condizione (6) e con l'approssimazione di cortocircuito virtuale si ottiene

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (9)$$

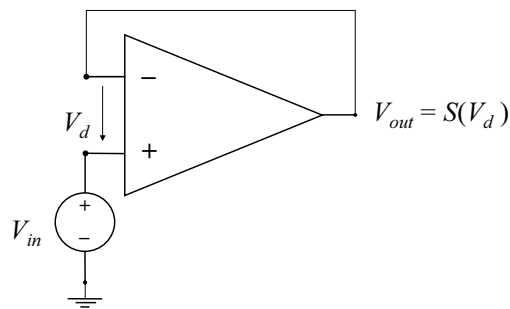


Fig. 8 - Inseguitore di tensione con opamp.

Inseguitore di tensione o stadio separatore (*buffer*).

Se nella (9) si pone $R_1 \rightarrow \infty$, si ottiene $A_v = 1$ indipendente da R_2 : si può quindi porre $R_2 = 0$ e ottenere lo stadio amplificatore di figura 8 che ha impedenza di ingresso infinita, impedenza di uscita nulla e guadagno di tensione unitario. Tali proprietà autorizzano a chiamarlo **inseguitore di tensione** perché $V_{out} = V_{in}$ o anche **stadio separatore perfetto** per la seguente ragione.

La tensione alla porta di connessione fra due doppi bipoli in cascata è sempre uguale alla tensione di uscita a vuoto del doppio bipolo a monte ripartita fra l'impedenza di ingresso Z_{in} del doppio bipolo a valle e l'impedenza di uscita Z_{out} del doppio bipolo a monte:

$$V = V'_g \frac{Z_{in}}{Z_{out} + Z_{in}}$$

ma se fra i due doppi bipoli viene inserito uno stadio separatore perfetto la tensione di ingresso del doppio bipolo a valle risulta uguale alla tensione di uscita a vuoto del doppio bipolo a monte.

Circuiti con OA in alto guadagno e approssimazione ccv.

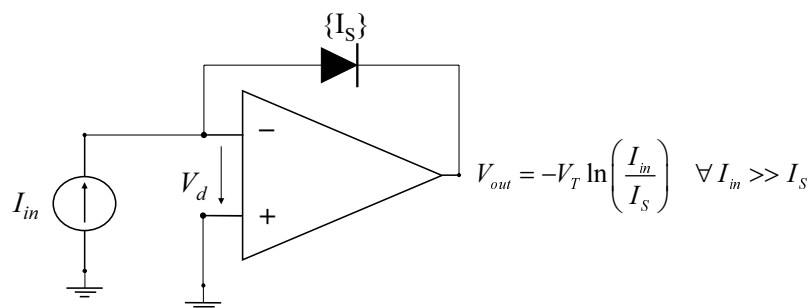


Fig. 9 - Convertitore corrente-tensione logaritmico.

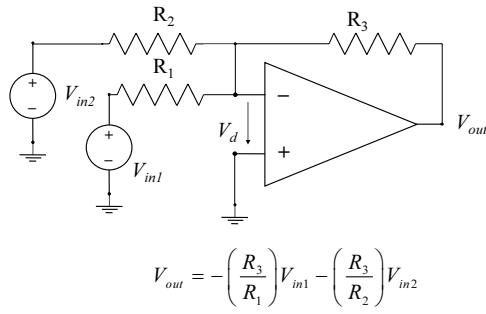
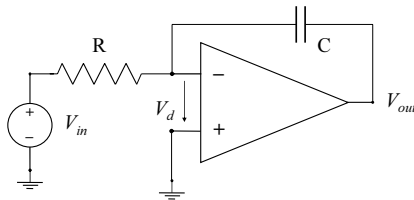


Fig. 10 - Sommatore.



$$V_{out}(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{1}{sRC}V_{in}(s); \quad V_{out}(t) = V_{out}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(x) dx$$

Fig. 11 - Integratore.

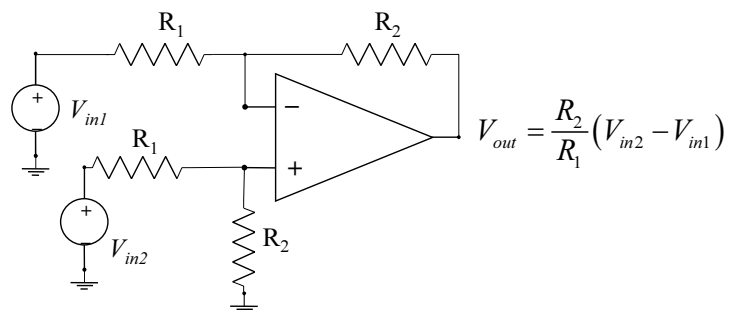


Fig. 12 - Amplificatore differenziale.

Schemi di operazionali integrati.

725.

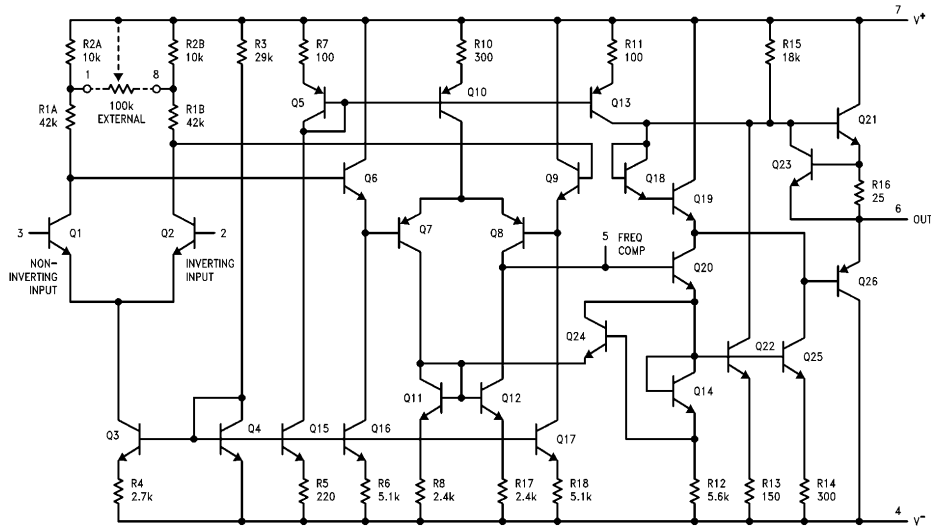


Fig. 13 - Schema elettrico semplificato di un amplificatore operazionale integrato.

741.

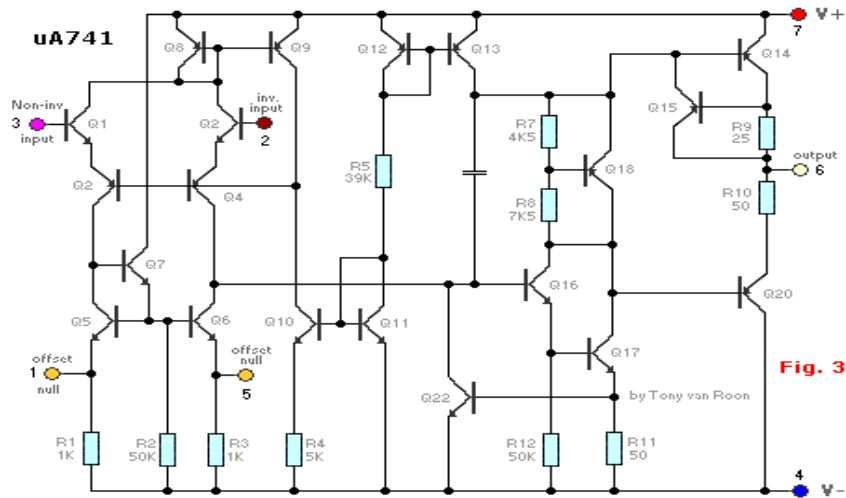


Fig. 14 - Schema elettrico semplificato di un amplificatore operazionale integrato.

