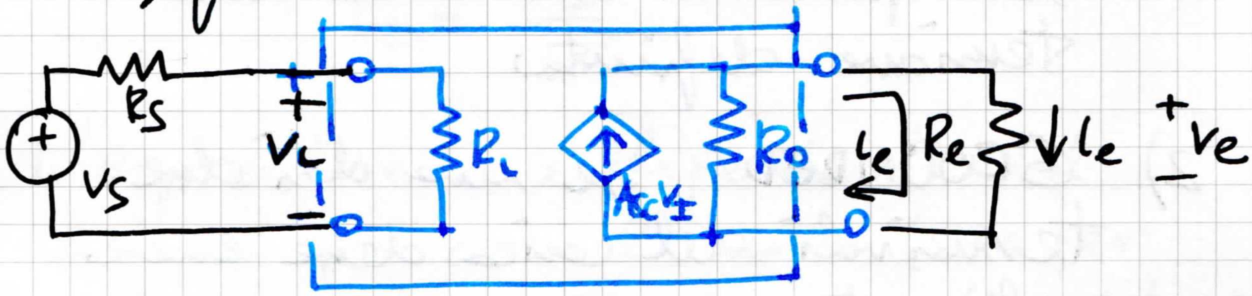
# L'AMPLIFICATORE di TRANSCONDUTTANZA

Questa categoria di circuiti converte una TENSIONE in CORRENTE: accettano una tensione $v_I$ in ingresso e producono una corrente $i_o$ in uscita, tale che

$$i_o = A v_i$$

A è il guadagno del circuito e si misura in Ampere/Volt.

Riprendendo il modello generico di amplificatore di transconduttanza, avremo il seguente circuito:




Ricordando la funzione di trasferimento

$$\frac{i_e}{v_s} = \frac{R_i}{R_s+R_i}\cdot A_{sc}\cdot\frac{R_o}{R_o+R_e} = \frac{1}{1+\frac{R_s}{R_i}}\, A_{sc}\, \frac{1}{1+\frac{R_e}{R_o}}$$

il limite di amplificatore ideale si otterrà per $R_i\to\infty$ e $R_o\to\infty$

Studiamo ora la realizzazione di tali circuiti utilizzando gli amplificatori operazionali.

Dal momento che il circuito fornisce una corrente in uscita, è necessario collegare un carico attraverso il quale la corrente possa scorrere.

È possibile avere due tipi di carico:

1) FLOATING se il carico non deve essere necessariamente collegato ad un punto di massa o a una tensione definita

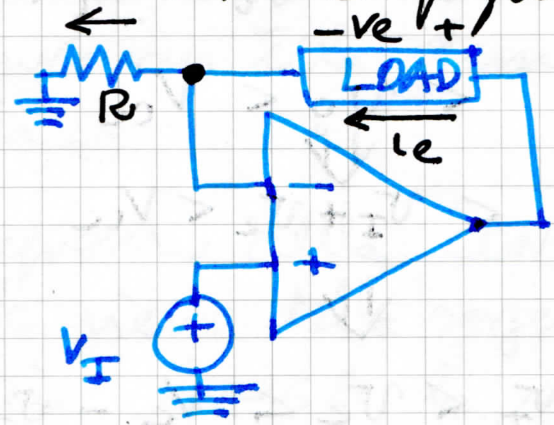
2) GROUNDED se uno dei due terminali del carico deve essere collegato a massa o a un potenziale ben definito.

## CONVERTITORI FLOATING-LOAD

Dal momento che il carico è libero da potenziali del circuito, si posiziona solitamente come elemento di feedback dell'operazionale.

Sono possibili due configurazioni

CONFIG A




Si utilizza la tensione dell'ingresso + per generare la corrente che attraversa il carico e poi attraversa la resistenza R. Pertanto, dato che $v_P = v_I = v_N$ avremo

$$i_e = \frac{v_I}{R}$$

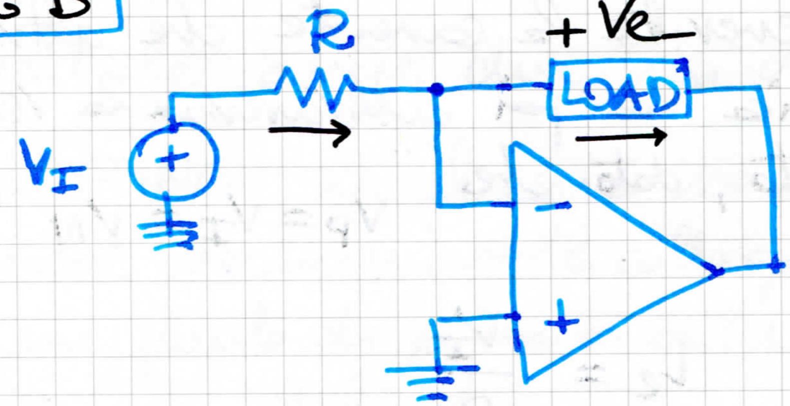
L'espressione è indipendente dal carico: può essere lineare (come per esempio un trasduttore puramente resistivo) oppure non-lineare (come un diodo); può anche avere una caratteristica dipendente dal tempo, come nel caso di una capacità.

L'unico vincolo è che la tensione in uscita dell'operazionale sia compresa tra le alimentazioni dell'op-amp $V_{EE}$ e $V_{CC}$.

Pertanto, poiché $v_0 = v_I + v_e$, anche

$$V_{EE} < v_0 < V_{CC}$$
$$\Downarrow$$
$$V_{EE} < v_I + v_e < V_{CC}$$
$$\Downarrow$$
$$V_{EE} - v_I < v_e < V_{CC} - v_I$$

CONFIG B




Nel circuito avviene $v_P = 0 = v_N$, pertanto la corrente fluirà dal generatore attraverso la resistenza R e poi il carico (LOAD)

$$\frac{v_I}{R} = i_0 \quad \text{e} \quad v_0 = -v_e$$

Il verso della corrente è invertito rispetto al circuito precedente.

Il vincolo sulle tensioni diventa

$$V_{EE} < v_0 < V_{CC}$$
$$\Downarrow$$
$$V_{CC} < v_e < V_{EE}$$

la corrente che circola in entrambe le configurazioni è la stessa, cambia solo la polarità.

Una conseguenza della CONFIG B è che la corrente viene dalla sorgente $v_I$, mentre in CONFIG A la sorgente vede in ingresso una resistenza virtualmente infinita. Il valore massimo della corrente dipende dall op-amp. Per il modello 741 (storico componente prodotto dalla Fairchild) è attorno a 25 mA.

**ESERCIZIO**

Considerare un convertitore V/I ~~di tipo~~ con carico floating in entrambe le configurazioni, assumendo come parametri $v_I = 5\,V$, $R = 10\,k\Omega$ e $V_{EE} = -13\,V$, $V_{CC} = +13\,V$. Dato un carico resistivo $R_L$ calcolare:

a) $i_L$ (con entrambe le CONFIG)

b) i limiti per la tensione sul carico (CONFIG a e b)

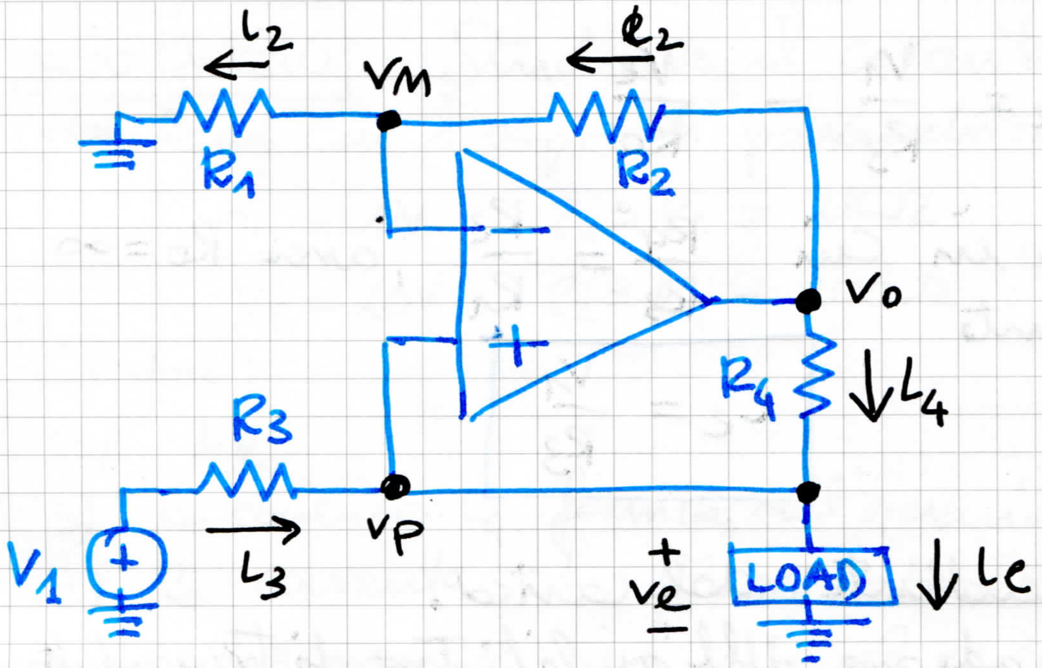
c) fissato $i_L$, il valore massimo possibile per $R_L$ prima della saturazione.

| CONFIG a | CONFIG b |
|---|---|
| (a) $i_e = \frac{5V}{10k\Omega} = 0{,}5mA$ | |
| la corrente fluisce da dx a sx | la corrente fluisce da sx a dx |
| (b) $-13-5 < V_e < 13-5$ $\downarrow$ $-18V < V_e < 8V$ | $-13V < V_e < +13V$ |
| (c) fissata $i_e = 0{,}5mA$, avremo $R_e < \frac{8V}{0{,}5mA} = 16k\Omega$ | $R_e < \frac{13}{0{,}5m} = 26k\Omega$ |

## CONVERTITORI GROUNDED-LOAD

Se uno dei terminali deve essere collegato ad una tensione fissata (per esempio la massa), non può più essere collocato come elemento di feedback dell'operazionale.

Un convertitore molto usato per lo scopo è quello che prende il nome di pompa di corrente di Howland (dal nome del suo inventore):




Consideriamo il polo non-invertente ($V_p = V_e$)

$$i_e = i_4 + i_3 = \frac{V_0 - V_e}{R_4} + \frac{V_1 - V_e}{R_3} = \frac{V_0}{R_4} - V_e\left(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)+\frac{V_1}{R_3}$$

Al polo invertente avremo: ($V_M = V_p = V_e$)

$$\frac{V_0 - V_e}{R_2} = \frac{V_e}{R_1} \Rightarrow V_0 = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)V_e$$

Sostituendo nell'eq. precedente

$$i_e = \frac{V_1}{R_3} - V_e\left[\frac{1}{R_3} + \cancel{\frac{1}{R_4}} - \cancel{\frac{1}{R_4}} - \frac{R_2}{R_1 R_4}\right] = \frac{V_1}{R_3} - \frac{V_e}{R_4}\left[\frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1}\right]$$

Definendo $R_0 \equiv \dfrac{R_4}{\frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1}}$ l'eq. si riscrive

$$i_e = \frac{v_1}{R_3} - \frac{v_e}{R_0}$$

Nel caso in cui $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$, avrò $R_0 = \infty$ e pertanto

$$\boxed{i_e = \frac{v_1}{R_3}}$$

indipendente dal carico.
Il guadagno dell'amplificatore di transconduttanza è $\frac{1}{R_3}$.

Per quanto riguarda i limiti sulla tensione di uscita dell'operazionale a causa delle alimentazioni, assumendo che i valori di saturazione siano simmetrici

$$V_{CC} < v_0 < V_{EE} \longrightarrow |v_0| < V_{SAT}$$

$$V_{SAT} = |V_{CC}| = |V_{EE}|$$

avrò

$$v_0 = v_e \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\downarrow$$

$$|v_e| \leq \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SAT}$$

## ESERCIZIO

Studiare il circuito di Howland con i seguenti parametri:

$v_I = 1V \qquad R_1 = R_3 = 1k\Omega$

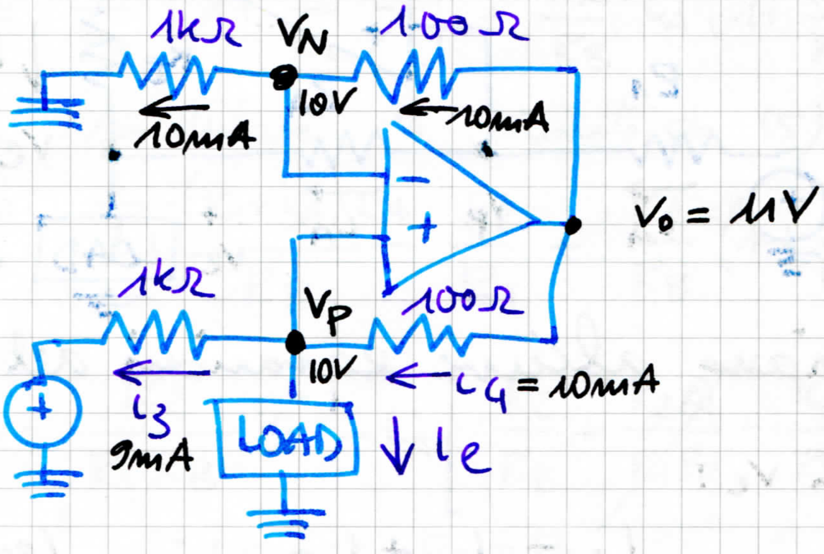
$v_e = 10V \qquad R_2 = R_4 = 100\Omega$

Calcolare:

a) $i_e$

b) la corrente $i_4$ fornita dall'operazionale

c) la corrente che fluisce attraverso la resistenza $R_3$ in serie al generatore $v_I$




In $V_P$: $\quad i_4 = i_3 + i_e$

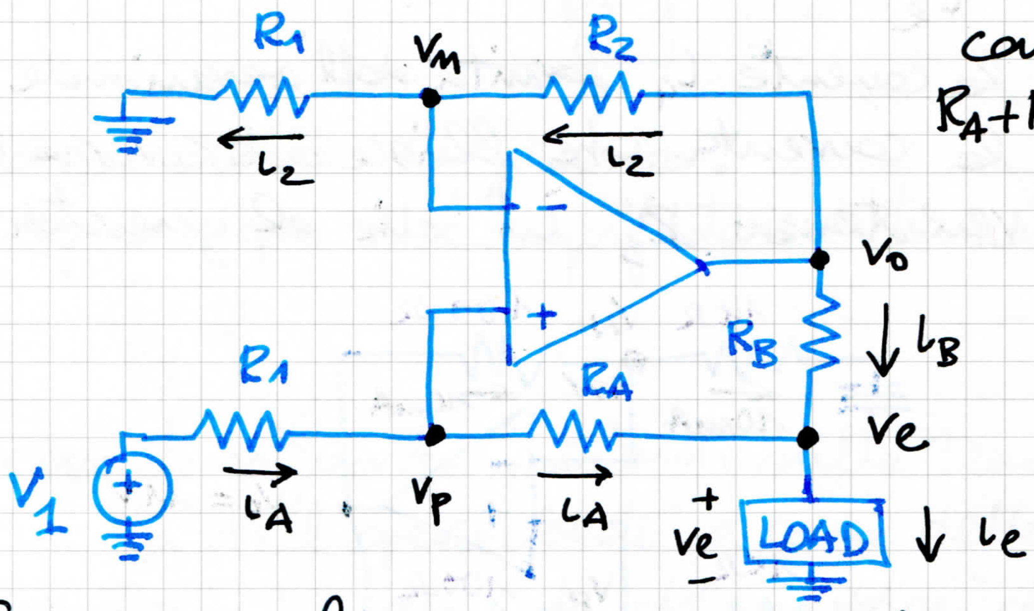
$$i_e = \frac{V_I}{R_3} = \frac{1V}{1k\Omega} = 1mA$$

$$i_3 = \frac{V_e - V_I}{R_3} = \frac{10-1}{1k\Omega} = 9mA$$

Quindi $i_4 = i_e + i_3 = 1mA + 9mA = 10mA$

C'è un notevole spreco di energia: l'op-amp deve fornire 10mA in modo che 1mA fluisce attraverso il carico, mentre ben 9mA vengono dissipati in $R_3$.

Per risolvere questo tipo di inefficienze si è creata una versione migliorata del circuito di Howland:




con $R_A + R_B = R_2$

Scriviamo alcune equazioni del circuito

KCL in $v_e$:

$$i_e = i_A + i_B \qquad (eq\ 1)$$

con

$$i_B = \frac{v_o - v_e}{R_B} \qquad (eq\ 2)$$

al nodo invertente ($v_n$) applico KCL e ottengo:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_p \qquad (eq\ 3)$$

al nodo non-invertente

$$v_p = v_e + R_A i_A \qquad (eq\ 4)$$

infine considera la maglia completa al ramo non invertente:

$$v_1 = (R_1 + R_A)\, i_A + v_e \qquad (eq\ 5)$$

Partiamo da (2) e sostituiamo (3)

$$i_B = \frac{v_P}{R_B}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{v_e}{R_B}$$

sostituiamo (4)

$$= \frac{1}{R_B}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left[v_e + R_A i_A\right] - \frac{v_e}{R_B}$$

$$= \frac{v_e}{R_B}\left[\cancel{1} + \frac{R_2}{R_1} - \cancel{1}\right] + \frac{R_A}{R_B}\, i_A \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

sostituiamo $v_e$, ricavato da (5)

$$= \frac{v_1 - (R_1 + R_A)\, i_A}{R_B}\,\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_A}{R_B}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) i_A$$

$$= \frac{R_2}{R_1 R_B}\, v_1 - i_A\left[\frac{R_2}{R_B} + \cancel{\frac{R_2 R_A}{R_1 R_B}} - \frac{R_A}{R_B} - \cancel{\frac{R_2 R_A}{R_1 R_B}}\right]$$

poiché $R_A + R_B = R_2$

$$= \frac{R_2}{R_1 R_B}\, v_1 - i_A\left[\cancel{\frac{R_A}{R_B}} + 1 - \cancel{\frac{R_A}{R_B}}\right]$$

Riprendiamo infine (1)

$$\boxed{i_e = i_A + i_B = \frac{R_2}{R_1 R_B}\, v_1}$$

Il circuito ha un feedback negativo e positivo e per evitare oscillazioni aggiungere, in parallelo, due capacità da ~10 pF a $R_2$ (feedback negativo) e $R_1$ (in serie a $v_1$).