

Parametri degli AOP reali

I datasheets degli amplificatori operazionali esistenti in commercio riportano informazioni dettagliate riguardo a svariati parametri del dispositivo in oggetto. Essi si possono suddividere in parametri statici e parametri dinamici.

Parametri statici

I parametri statici dell'AOP sono:

- la tensione di offset in ingresso V_{os} ,
- la corrente di polarizzazione I_b
- la corrente di offset I_{os}

Tensione di Offset in ingresso

Ponendo a massa i due ingressi di un AOP **ad anello aperto**, dopo averlo alimentato, ci aspetteremmo che la sua tensione di uscita fosse nulla, visto che l'AOP è un differenziale e il segnale differenza è nullo; invece, se poniamo gli ingressi a massa, la tensione di uscita è sensibilmente diversa da zero (a volte l'AOP è saturo, positivamente o negativamente), come in fig. 1, dove V_{out} è 4.07V.

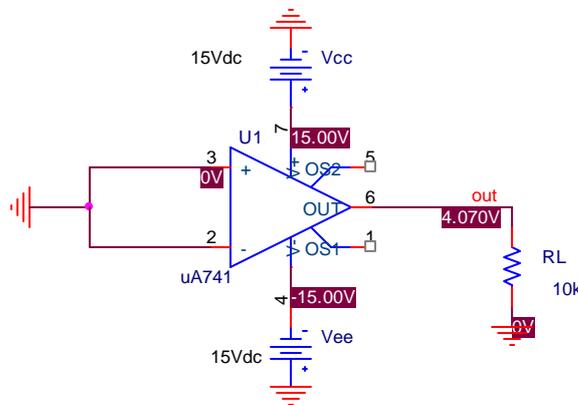


fig 1

La ragione di questo comportamento va cercata nella struttura interna dell'AOP, che è costituito da un certo numero di amplificatori differenziali, posti in cascata; uno schema del tutto orientativo è in fig. 2

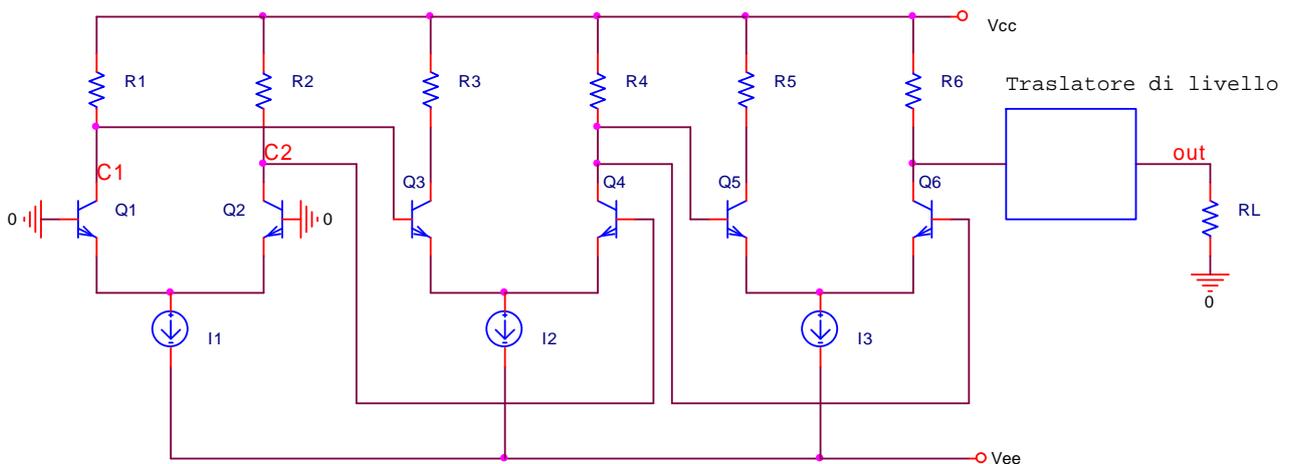


fig.2

I due collettori del primo stadio, teoricamente, dovrebbero stare allo stesso potenziale, visto che le basi sono poste a massa; il segnale differenza che arriva al secondo stadio, allora, sarebbe nullo ed anche la tensione di uscita dell'intero amplificatore dovrebbe essere nulla. In realtà, per via delle piccole, inevitabili dissimmetrie, esistenti all'interno dell'integrato, V_{c1} è leggermente diverso da V_{c2} ; ciò fa sì che al secondo stadio arrivi un piccolo segnale differenza

che viene amplificato prima dal secondo stadio e poi dal terzo; in definitiva, all'uscita dell'AOP ad anello aperto, abbiamo una tensione rilevante anche quando gli ingressi sono posti a massa.

Per correggere questo "difetto" dell'AOP ad anello aperto, cioè per fare in modo che V_{out} sia zero, quando gli ingressi sono a zero, occorre porre tra i due ingressi dell'AOP ad anello aperto una tensione continua, piccola, che provochi in uscita una tensione uguale e opposta a quella determinata dalle dissimetrie interne; in queste condizioni, la tensione di uscita è nulla, o quasi.

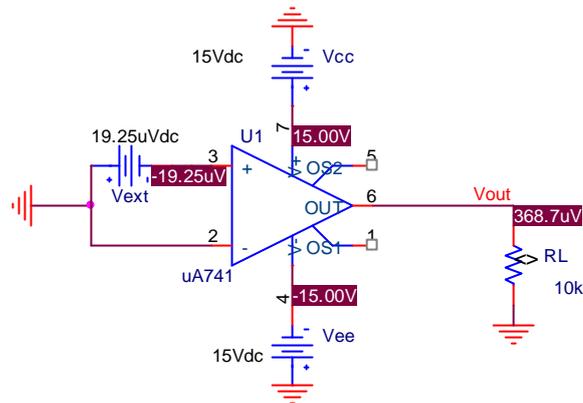


fig. 3

In fig. 3, in serie all'ingresso non invertente è posta una tensione esterna V_{ext} di $-19.25\mu V$; il morsetto invertente è posto a massa; in queste condizioni, il segnale differenza applicato all'ingresso dell'amplificatore differenziale è di $-19.25\mu V$ e ciò basta per bilanciare l'uscita.

Per giustificare questo comportamento dell'AOP ad anello aperto, senza ricorrere alle dissimetrie interne, si preferisce immaginare che l'AOP sia ideale (quindi privo di dissimetrie interne) e che in serie ad uno dei due morsetti di ingresso vi sia una tensione V_{os} (fig. 4); questa tensione viene amplificata dal differenziale ed è responsabile della tensione osservata in uscita ($V_{out} = A_d \cdot V_{os}$).

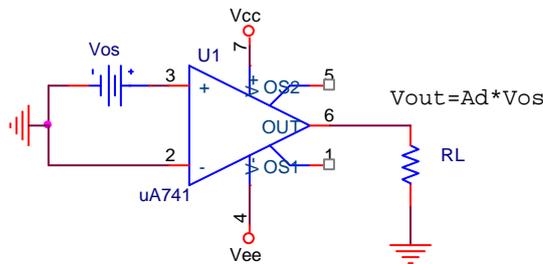


fig. 4

La tensione V_{os} ha valore uguale ed opposto, rispetto alla tensione esterna V_{ext} che noi dobbiamo applicare in ingresso per bilanciare la tensione di uscita, e si chiama **tensione di offset in ingresso Vos**; essa varia da dispositivo a dispositivo e in genere non supera il mV; nel nostro caso è di $19.25\mu V$ (fig.5).

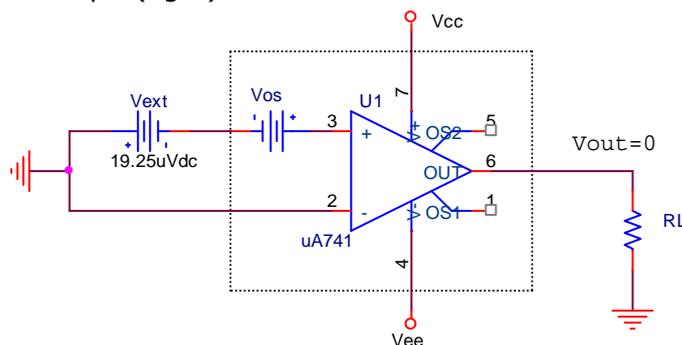


fig. 5

In realtà, la tensione V_{os} non ha un riscontro reale nel circuito; essa è solo un modello che noi utilizziamo per giustificare la tensione osservata in uscita, quando gli ingressi sono posti a massa.

In fig. 5 nel rettangolo tratteggiato troviamo l'AOP; in serie al morsetto non invertente è stata inserita la tensione V_{os} che, lo ribadiamo, non ha riscontro nel circuito reale, ma serve a tener conto delle dissimmetrie interne e a giustificare la necessità di dover inserire la tensione V_{ext} per far sì che V_{out} sia nulla, quando gli ingressi sono posti a massa.

Corrente di polarizzazione e di offset

Sappiamo che i terminali di ingresso di un AOP assorbono una corrente molto piccola, ma non nulla

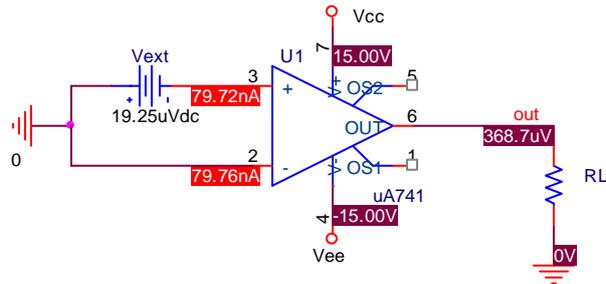


fig.6

In fig. 6, i terminali di ingresso assorbono rispettivamente $I_{(+)} = 79.72nA$ e $I_{(-)} = 79.76nA$; si definisce **corrente di polarizzazione I_b** la media aritmetica della corrente assorbita dai due ingressi, dopo che è stata bilanciata la tensione di offset, inserendo un V_{ext} , come in fig. 4. Cioè:

$$I_b = \frac{I_{(+)} + I_{(-)}}{2}$$

L'ordine di grandezza della corrente di polarizzazione dipende dalla tecnologia con cui è realizzato il dispositivo; nei dispositivi più comuni, tipo 741, I_b è qualche decina di nA; nel nostro caso è 79.74nA

Negli AOP con ingressi a JFET, I_b è ancora più piccola. Un dispositivo molto diffuso con ingressi a JFET è il TL081.

Come vediamo dalla fig. 6, i due ingressi dell'AOP non assorbono la stessa corrente, a causa delle piccole dissimmetrie interne. Si definisce **corrente di offset I_{os}** , la differenza tra le due correnti di ingresso, presa in valore assoluto (sempre dopo che abbiamo bilanciato la tensione di offset); cioè:

$$I_{os} = |I_{(+)} - I_{(-)}|$$

Nel nostro caso I_{os} è di soli 0.04nA; in genere I_{os} è più piccola della corrente di polarizzazione di almeno un fattore 10 (un ordine di grandezza)

Modello dell'AOP reale

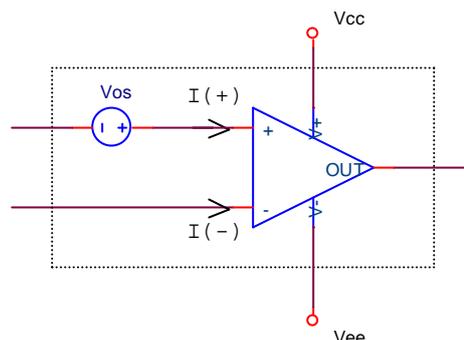


fig. 7

In fig. 7 è rappresentato il modello dell'AOP reale; in esso sono evidenziate la tensione di offset in ingresso V_{os} (la polarità è solo orientativa) e le due correnti di ingresso.

Il verso delle due correnti è stato scelto arbitrariamente ma, comunque, esse sono entrambe:

- entranti, se i due stadi di ingresso dell'AOP sono di tipo NPN
- uscenti, se i due stadi di ingresso dell'AOP sono di tipo PNP

Effetti dei parametri statici

La tensione di offset e le due correnti di ingresso fanno sì che, all'uscita di tutte le reti lineari che abbiamo studiato, la tensione di uscita sia diversa da zero, anche quando gli ingressi sono posti a massa; ovviamente, lo sbilancio determinato dai parametri statici all'uscita di una rete lineare ad AOP è minore di quello che avremmo ad anello aperto; per via della reazione negativa, infatti, l'amplificazione ad anello chiuso è minore di quella ad anello aperto e, per questo, gli effetti dei parametri statici sono meno rilevanti.

Ma vediamo gli effetti dei parametri statici all'uscita della rete di fig. 8

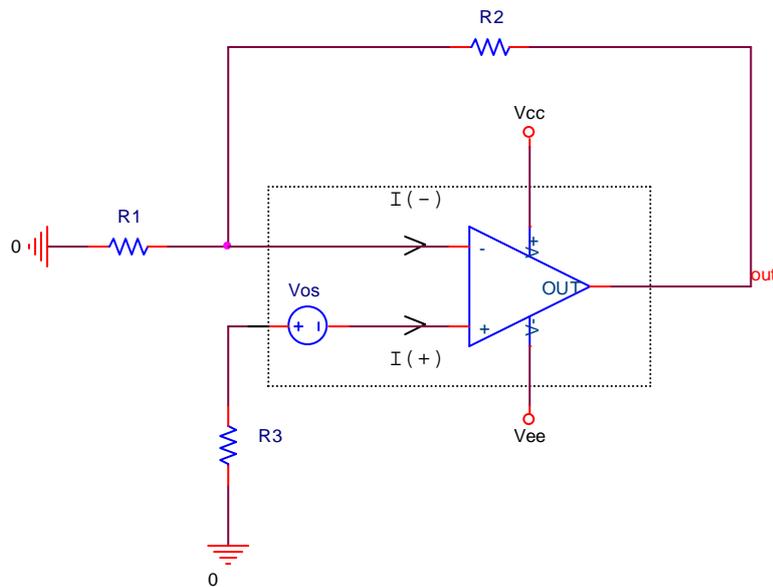


fig. 8

E' stata scelta questa rete perché è a questa che si riconducono tutte le applicazioni lineari degli AOP, dopo che abbiamo annullato gli ingressi.

Lo sbilancio in uscita è la somma di tre effetti, uno dovuto a V_{os} , l'altro a $I_{(-)}$ e l'altro a $I_{(+)}$; per valutarlo, applicheremo la sovrapposizione degli effetti.

Valutiamo dapprima V_{out}' , l'effetto di V_{os} , supponendo di annullare $I_{(+)}$ e $I_{(-)}$ come in fig. 9

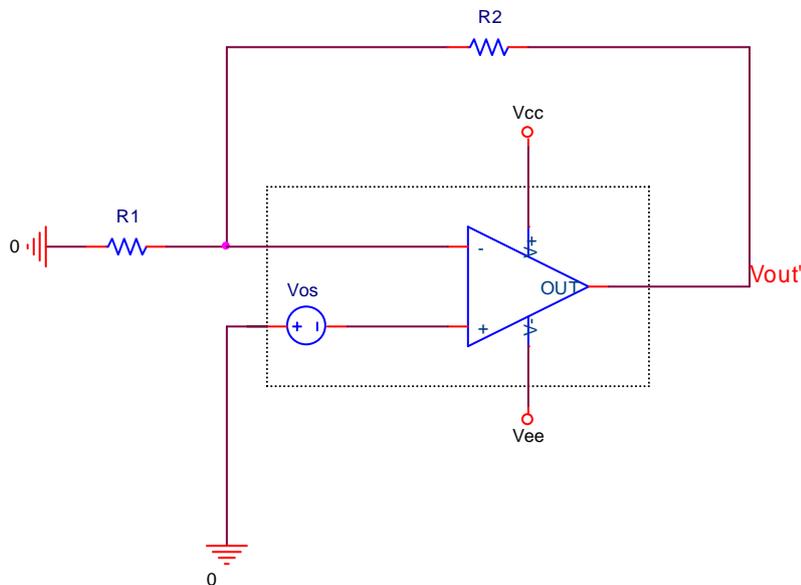


fig.9

In fig. 9, la resistenza R3 non compare in quanto, non essendo percorsa da corrente, ha, ai suoi capi, una caduta nulla e, perciò, si comporta da cortocircuito. Il morsetto (+) dell'AOP è, quindi, a massa mentre quello (-) è virtualmente a massa. Abbiamo:

$$V_{out'} = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Valutiamo adesso lo sbilancio dovuto alla corrente $I_{(-)}$; per farlo supporremo $I_{(+)} = 0$ e $V_{os} = 0$

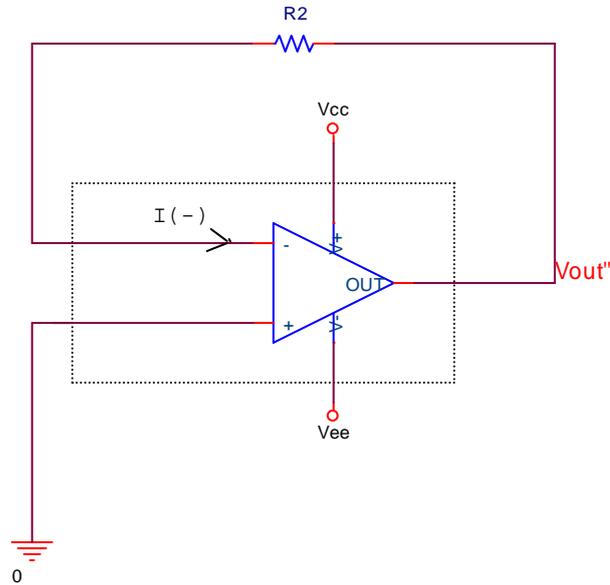


fig. 10

In fig. 10, R3 non compare perché non è percorsa da corrente; il morsetto (+) dell'AOP è, quindi, a massa mentre quello (-) è virtualmente a massa. Neanche R1 compare nello schema perché, avendo un capo a massa e l'altro virtualmente a massa, essa non è percorsa da alcuna corrente. Otteniamo:

$$I_{(-)} = \frac{V_{out''} - V_{(-)}}{R_2} = \frac{V_{out''}}{R_2}$$

e quindi:

$$V_{out''} = R_2 \cdot I_{(-)}$$

dato che $V_{(-)} = 0$

Infine poniamo $I_{(-)} = 0$ e $V_{os} = 0$, come in fig. 11, e ricaviamo lo sbilancio dovuto a $I_{(+)}$

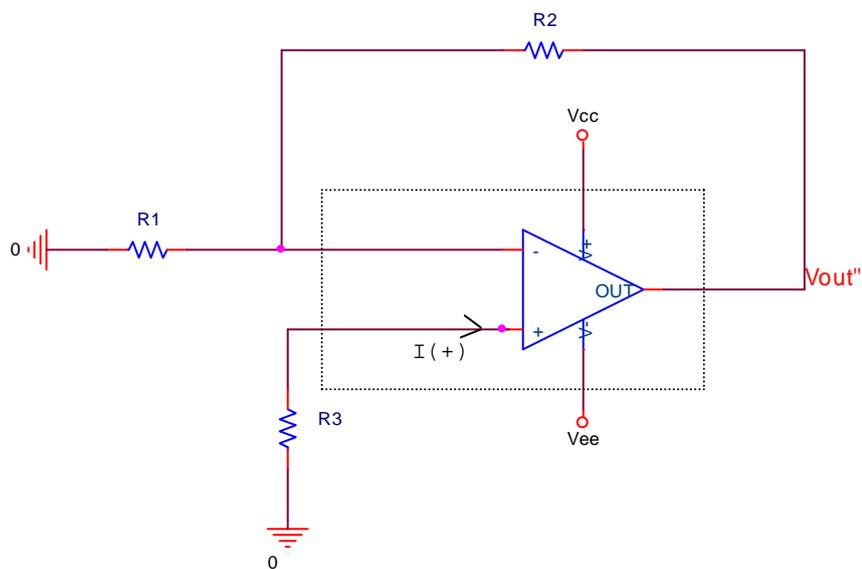


fig. 11

Otteniamo:

$$V_{out}''' = V_{(+)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -R_3 \cdot I_{(+)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Lo sbilancio complessivo in uscita è la somma dei tre effetti; cioè:

$$V_{out} = V_{out}' + V_{out}'' + V_{out}''' = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 \cdot I_{(-)} - R_3 \cdot I_{(+)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Osserviamo che :

- lo sbilancio dovuto a V_{os} è tanto più elevato quanto più grande è il rapporto $\frac{R_2}{R_1}$
- lo sbilancio dovuto a ciascuna delle due correnti di ingresso è tanto più elevato quanto più grandi sono le resistenze che raccolgono le due correnti (R_2 e R_3); per questo motivo R_2 e R_3 non devono essere molto elevate
- gli sbilanci dovuti alle due correnti di ingresso tendono a sottrarsi (le due correnti sono entrambe entranti oppure entrambe uscenti)

Riduzione dello sbilancio in uscita

Compensazione di V_{os}

Lo sbilancio in uscita può essere rilevante; in conseguenza di ciò, la tensione di uscita, a riposo, potrebbe essere sensibilmente diversa da zero. Esso va ridotto il più possibile, specialmente negli amplificatori in continua dove lo sbilancio va a sommarsi al segnale utile, anche esso continuo.

Per prima va compensata la tensione di offset V_{os} dall'esterno; per farlo si potrebbe adottare il sistema di fig. 12

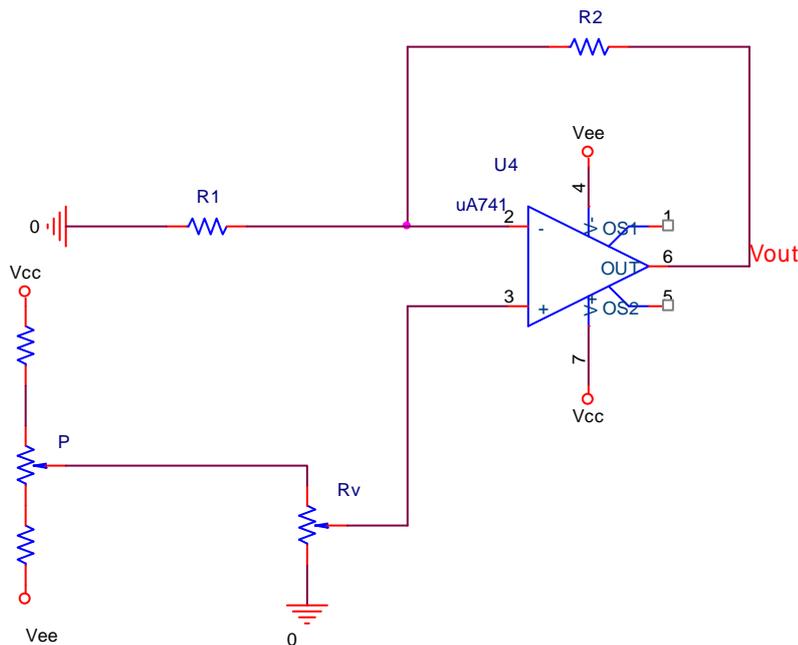


fig. 12

In questa figura troviamo un amplificatore invertente il cui ingresso è stato posto a massa; all'ingresso non invertente viene fatta arrivare una tensione continua che ha il compito di compensare la tensione V_{os} , non indicata nello schema; il valore (e il segno) della tensione esterna vengono aggiustati regolando i due potenziometri P e R_v .

In realtà, il sistema di fig. 12 non viene utilizzato perché quasi tutti gli AOP hanno una coppia di terminali sui quali agire opportunamente per bilanciare la tensione V_{os} .

In fig. 13 è riportato il metodo impiegato nel 741 per bilanciare la tensione di offset V_{os} ; il dispositivo è configurato da amplificatore invertente, con l'ingresso posto a massa.

In pratica, per compensare la tensione V_{os} nel 741:

- si pone l'ingresso (o gli ingressi) dell'amplificatore a massa
- si connette la parte fissa di un potenziometro di $10k\Omega$ tra i terminali 1 e 5 dell'integrato

- si connette la parte mobile del potenziometro all' alimentazione negativa Vee e si varia il potenziometro sino a quando la tensione Vout non si approssima a zero (raggiunge un minimo)

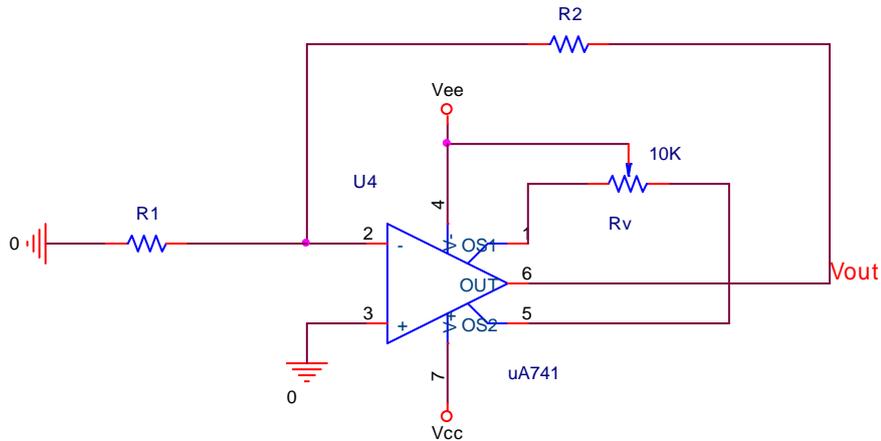


fig. 13

Riduzione dello sbilancio dovuto a I_b

Una volta compensata la tensione di offset V_{os} , in uscita rimane uno sbilancio residuo:

$$V_{out_{res}} = R_2 \cdot I_{(-)} - R_3 \cdot I_{(+)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

dovuto alle due correnti di ingresso; spesso R_3 non è presente e lo sbilancio residuo si riduce al solo termine $R_2 \cdot I_{(-)}$; se R_2 non è molto elevata, questo termine residuo è trascurabile. Se, invece, R_2 è abbastanza elevata da determinare uno sbilancio residuo rilevante, allora conviene inserire, in serie al morsetto non invertente, una resistenza R_3 che raccoglie $I_{(+)}$; lo sbilancio che $I_{(+)}$ determina, infatti, ha segno opposto a quello provocato da $I_{(-)}$ e ciò può determinare una riduzione dello sbilancio residuo, se R_3 viene scelta opportunamente.

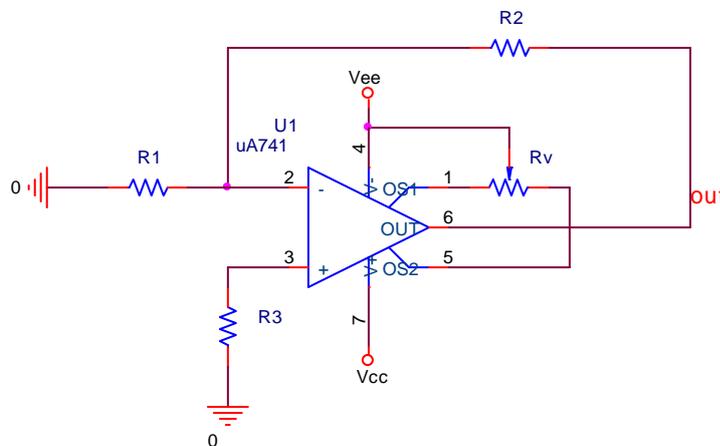


fig. 14

In fig. 14, il potenziometro R_v serve per bilanciare V_{os} , che non compare nello schema in cui, per semplicità, non sono indicate neanche le due correnti di ingresso.

Riaggiustando lo sbilancio residuo, otteniamo:

$$V_{out_{res}} = R_2 \cdot I_{(-)} - R_3 \cdot I_{(+)} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = R_2 \cdot \left[I_{(-)} - R_3 \cdot I_{(+)} \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right) \right] = R_2 \cdot \left[I_{(-)} - \frac{R_3}{R_1 // R_2} \cdot I_{(+)} \right]$$

Se scegliamo $R_3 = R_1 // R_2$, lo sbilancio residuo diventa:

$$V_{out_{res}} = R_2 \cdot (I_{(-)} - I_{(+)}) = \pm R_2 \cdot |I_{os}|$$

che è decisamente più piccolo dello sbilancio $R_2 \cdot I_{(-)}$ che avremmo, se non inserissimo la resistenza $R_3 = R_1 // R_2$; infatti, la corrente di offset è sensibilmente più piccola di ciascuna delle due correnti di ingresso.

E' importante ribadire che la resistenza $R_3 = R_1 // R_2$ va inserita solo se lo sbilancio residuo $R_2 \cdot I_{(-)}$ è rilevante; altrimenti, dopo aver bilanciato V_{os} , non conviene far altro.

NOTA BENE

Lo sbilancio in uscita, provocato dai parametri statici, è un problema solo per gli amplificatori in continua in cui, come già detto, lo sbilancio va a sovrapporsi al segnale utile. Negli amplificatori RC, basta mettere un condensatore in serie a R1, se non c'è già, per ridurre lo sbilancio drasticamente. In queste condizioni, in continua, il condensatore C1 apre il ramo in cui c'è R1 (è come se R1 diventasse infinitamente grande) per cui lo sbilancio in uscita diventa:

$$V_{out} = V_{OS} + R_2 \cdot I_{(-)} - R_3 \cdot I_{(+)}$$

Come possiamo vedere:

- la tensione V_{OS} non viene più amplificata e il suo effetto in uscita è trascurabile
- neanche lo sbilancio dovuto a $I_{(+)}$ viene più amplificato
- gli sbilanci dovuti alle due correnti tendono a sottrarsi, come prima, e, comunque, possono essere contenuti, se le resistenze non sono molto elevate

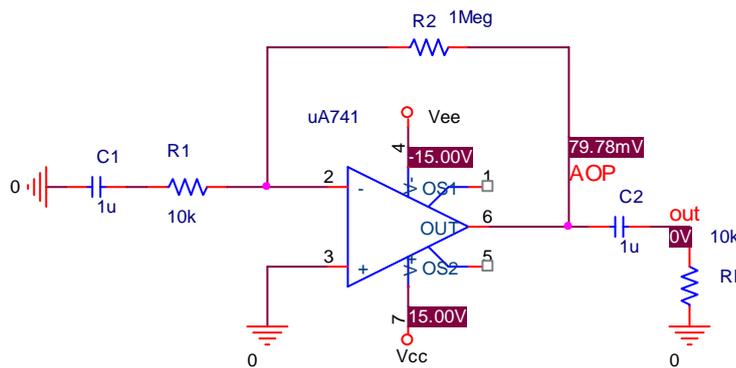


fig.15

In fig. 15, all'uscita dell'AOP abbiamo uno sbilancio di soli 79.8 mV che, per altro, non arriva al carico, dato l'accoppiamento capacitivo.

In definitiva, ci si deve preoccupare di compensare la tensione V_{OS} e di ridurre lo sbilancio dovuto alle correnti di ingresso solo negli amplificatori in continua e non negli amplificatori RC

Parametri dinamici

I parametri dinamici dell'AOP sono sostanzialmente due:

- il guadagno ad anello aperto
- lo slew rate

Guadagno ad anello aperto

Il diagramma di Bode dell'AOP ad anello aperto dipende, ovviamente, dal dispositivo; quello del 741 è riportato in fig. 16

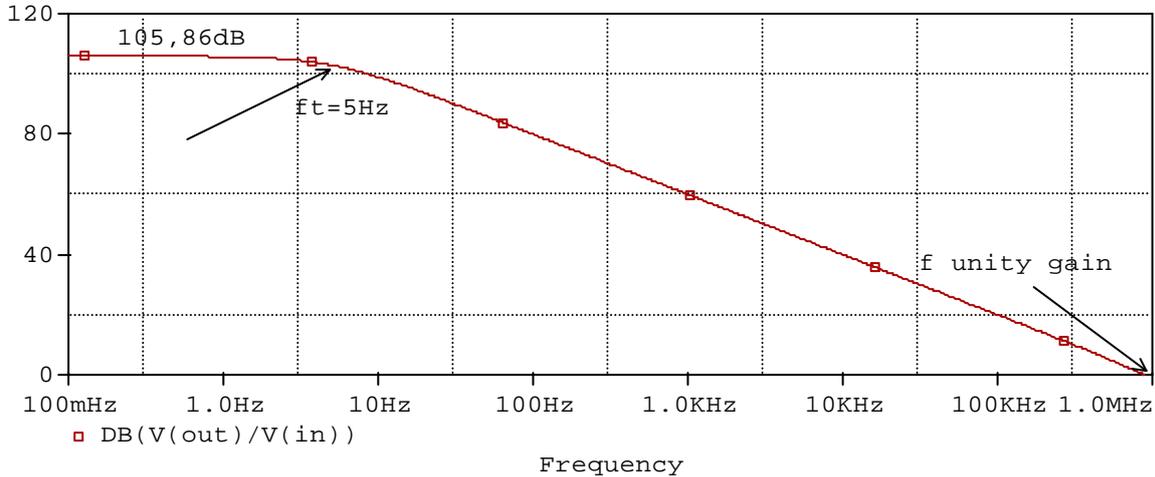


fig. 16

Come notiamo, e come già sapevamo:

- il guadagno in banda passante è elevatissimo (106dB, circa 200000)
- la banda passante del 741 ad anello aperto è strettissima (solo 5Hz)
- il diagramma di Bode è quello di un filtro passa basso ad un polo (il guadagno diminuisce con una pendenza di 20dB/decade) almeno sino a 1MHz

Indicando con A_{OL} il guadagno ad anello aperto dell'AOP ad una frequenza qualsiasi e con $(A_{OL})_{mid}$ quello in banda passante otteniamo:

$$A_{OL} = \frac{(A_{OL})_{mid}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_t}\right)^2}}$$

Ad una particolare frequenza, chiamata $f_{unity\ gain}$, A_{OL} diventa unitario; in sostanza la $f_{unity\ gain}$ di un AOP è quel valore di frequenza per cui il guadagno ad anello aperto diventa 1 (0 dB).

E' ovvio che più elevata è la $f_{unity\ gain}$ e più larga è la banda passante dell'AOP. La $f_{unity\ gain}$ si ricava imponendo:

$$1 = \frac{(A_{OL})_{mid}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_t}\right)^2}}$$

da cui ricaviamo:

$$\left[1 + \left(\frac{f}{f_t}\right)^2\right] = [(A_{OL})_{mid}]^2$$

e, in definitiva, trascurando l'unità:

$$f_{unity\ gain} \cong f_t \cdot (A_{OL})_{mid} = GBW$$

La $f_{\text{unity gain}}$ coincide quindi con il GBW a conferma che, più elevata è, e più larga è la banda passante dell' AOP.

Il diagramma di Bode di fig. 16 evidenzia una $f_{\text{unity gain}}$ di 1MHz che coincide con il prodotto :

$$f_t \cdot (AOL)_{\text{mid}} = GBW = 200000 \cdot 5\text{Hz} = 1\text{MHz}$$

Slew rate

Lo (o la) slew rate SR è la massima rapidità con cui può variare la tensione all'uscita di un AOP, in condizioni di ampie escursioni dell'uscita stessa; operativamente esso è definito da:

$$SR = \left(\frac{dV_{\text{out}}}{dt} \right)_{\text{max}}$$

e si misura in V/usec. Ma vediamo qual è il significato dello SR.

In fig. 17, all'ingresso di un inseguitore è posta una tensione triangolare simmetrica, di valore minimo $V1=0$, valore massimo $V2=5\text{V}$, periodo $40 \mu\text{sec}$; la pendenza(o slope) delle due rampe

ha lo stesso valore assoluto di $\frac{5\text{V}}{20\mu\text{sec}} = 0.25\text{V}/\mu\text{sec}$

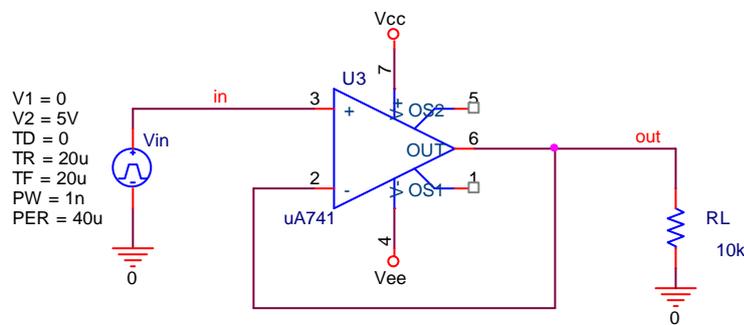


fig.17

La risposta dell'inseguitore è quella che ci aspettiamo ed è in fig. 18, dove osserviamo che il segnale di uscita è esattamente uguale a quello di ingresso; entrambi hanno gli stessi valori

estremi e la stessa pendenza di $0.25\text{V}/\mu\text{sec}$

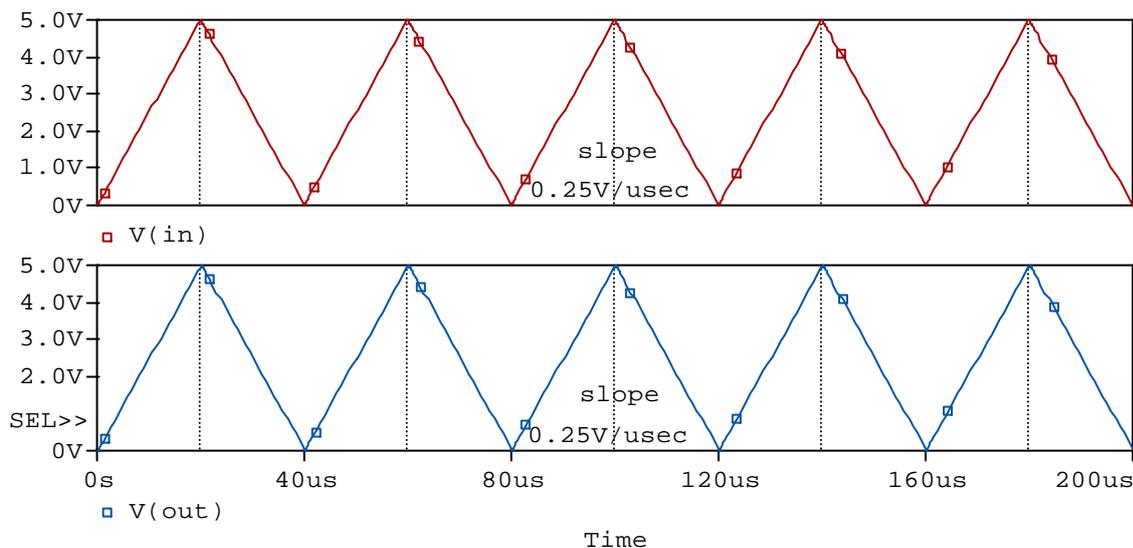


fig. 18

Ma vediamo cosa accade se forziamo l'uscita dell'AOP a variare più velocemente come in fig. 19, dove all'ingresso dell'inseguitore abbiamo un'onda triangolare simmetrica, con gli stessi

valori estremi di prima, ma di periodo 10 μsec ; questo significa che la pendenza delle due rampe di V_{in} ha valore assoluto $1\text{V}/\mu\text{sec}$.

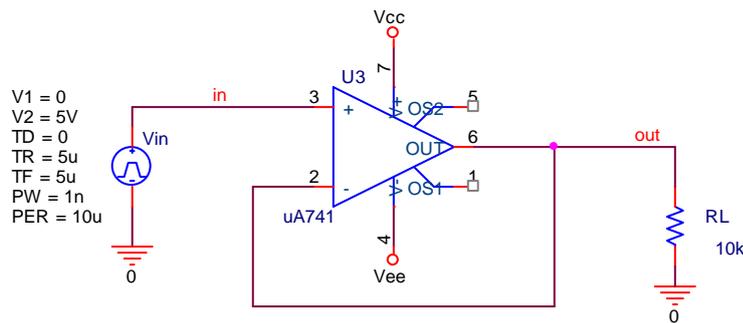


fig. 19

Come possiamo vedere dalla fig. 20, stavolta l'uscita dell'AOP non ce la fa a variare così rapidamente come l'ingresso; e infatti la pendenza delle rampe di V_{out} è solo di $0.47\text{V}/\mu\text{sec}$ mentre quella di V_{in} è di $1\text{V}/\mu\text{sec}$; inoltre l'uscita non riesce a raggiungere i valori estremi di V_{in} perché, prima che lo abbia fatto, la tensione V_{in} ha già invertito la pendenza.

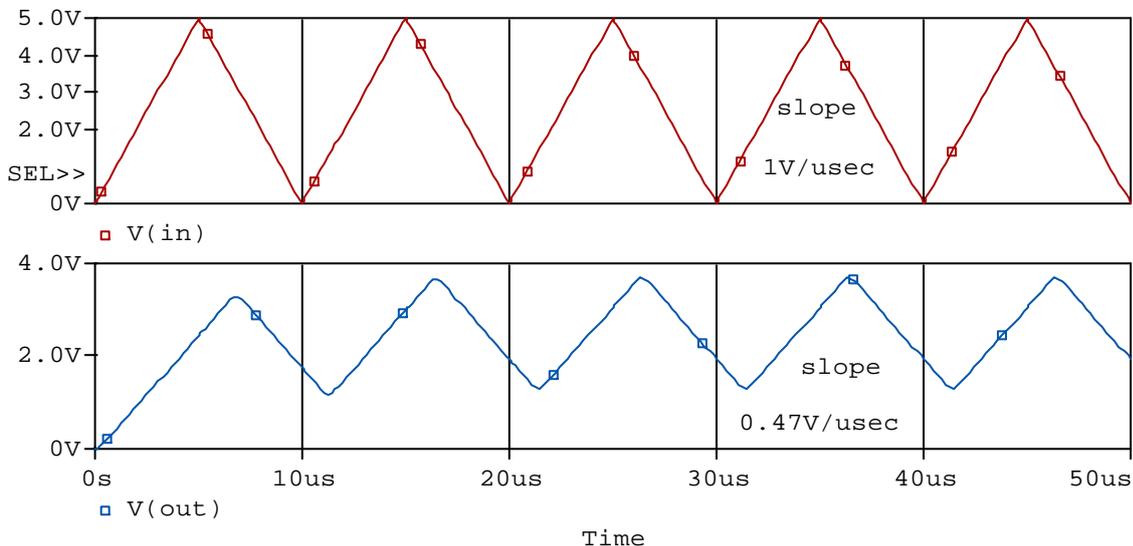


fig. 20

Evidentemente c'è un limite superiore alla rapidità con cui può variare la tensione all'uscita dell'AOP; questo limite è proprio lo SR.

Questo limite è determinato dalle capacità interne all'AOP e dalla massima corrente I_{max} a disposizione, all'interno dell'integrato, per caricare o scaricare le capacità; infatti, la corrente che scorre in un ramo capacitivo è:

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \cdot \frac{\Delta V_c}{\Delta t}$$

da cui ricaviamo:

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta t} = \frac{i}{C} \leq \frac{I_{max}}{C}$$

Se c'è un limite alla rapidità con cui le capacità interne si possono caricare e scaricare, c'è anche un limite alla rapidità con cui può variare la tensione in qualunque punto interno dell'AOP; quindi anche la rapidità con cui può variare la tensione uscita è limitata.

Adesso vediamo la risposta dello stesso inseguitore di fig. 19 ad un'onda quadra di valore massimo 5V, valore minimo zero e periodo 40 μsec .

Come notiamo dalla fig. 21, la tensione di uscita non riesce a variare bruscamente da un livello all'altro, come V_{in} ; anzi essa è un'onda quadra con i fronti sensibilmente ritardati; infatti V_{out}

impiega circa 10 μsec per passare da un livello all'altro (da zero a 5V o viceversa); questo tempo è compatibile con uno SR di circa 0.5V/ μsec .

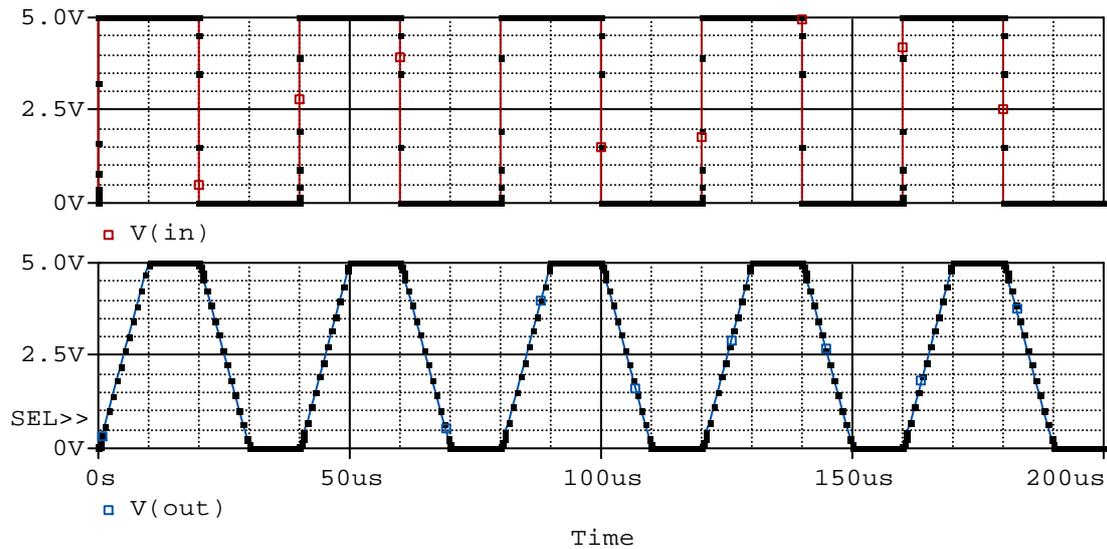


fig. 21

E' facile comprendere che, se aumentiamo il valore picco picco dell'onda quadra, aumenta anche il ritardo subito dal fronte; infatti, la tensione di uscita, per passare da un livello all'altro, impiega un tempo:

$$\Delta t = \frac{V_{outpp}}{SR}$$

che è direttamente proporzionale a V_{outpp} .

Bisogna osservare che , se il valore picco picco dell'onda quadra è molto piccolo, allora il ritardo subito dai fronti per via dello SR è trascurabile; in queste condizioni , i fronti dell'onda quadra sono ritardati dai limiti di banda dell'amplificatore; il ritardo subito dai fronti è misurato dai fronti di salita (o di discesa) :

$$t_{salita} = \frac{0.35}{f_H}$$

Il tempo di salita non dipende affatto dal valore picco picco di V_{out} ma solo dalla frequenza di taglio superiore f_H

Per sintetizzare, se all'ingresso di un amplificatore ad AOP poniamo un' onda quadra, la cui frequenza fondamentale ricade nella banda passante dell'amplificatore, la tensione in uscita è un'onda quadra con i fronti più o meno ritardati; il ritardo subito dai fronti è determinato prevalentemente:

- dallo SR, se V_{outpp} è rilevante (regime di ampi segnali); in questo caso il ritardo cresce all'aumentare di V_{outpp}
- dai limiti di banda dell'amplificatore, se V_{outpp} è piuttosto piccolo (regime di piccoli segnali); questo ritardo dipende solo da f_H e non da V_{outpp}

Lo slew rate dell'AOP influenza anche il comportamento degli amplificatori a regime sinusoidale.

A regime sinusoidale, la tensione di uscita dell'amplificatore ha la forma:

$$V_{out} = V_{outp} \cdot \sin \omega t$$

La rapidità con cui varia V_{out} , istante per istante, è misurata dalla sua derivata temporale:

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \omega \cdot V_{outp} \cdot \cos \omega t = 2\pi \cdot f \cdot V_{outp} \cdot \cos \omega t$$

Affinché la tensione di uscita non sia distorta per via dello slew rate, è necessario che questa rapidità sia consentita dall'AOP; ciò è vero se, istante per istante:

$$\frac{dV_{out}}{dt} \leq SR$$

Questa condizione è sicuramente verificata se:

$$2\pi \cdot f \cdot V_{outp} \leq SR$$

In sostanza per un prefissato valore di V_{outp} , la tensione di uscita non è distorta dallo SR, se:

$$f \leq \frac{SR}{2\pi \cdot V_{outp}}$$

Questa relazione ci dice che, in regime di ampi segnali, la frequenza di funzionamento dell'amplificatore non può superare un certo valore, che potrebbe risultare sensibilmente minore della frequenza di taglio superiore; a meno di non usare un AOP con SR abbastanza elevato.

In fig. 22 abbiamo un amplificatore non invertente realizzato con un 741, che ha uno SR tipico di circa 0.5V/μsec ed un GBW di 1MHz; l'amplificatore ha guadagno $1 + \frac{R_2}{R_1} = 40$ e

$$f_H = \frac{GBW}{A_v} = 25kHz.$$

In ingresso c'è un segnale sinusoidale di picco 250mV che, in condizioni normali, determina un picco di V_{out} di 10V.

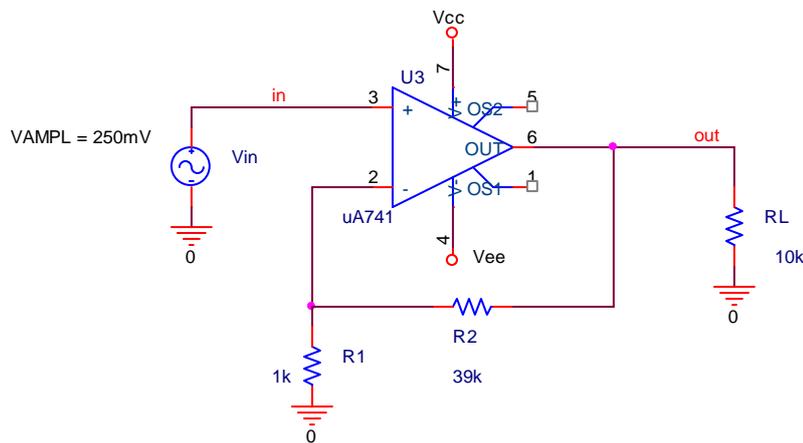


fig. 22

In base alla condizione appena trovata, la tensione di uscita non sarà distorta dallo slew rate

$$\text{per } f \leq \frac{0.5 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 10}, \text{ cioè per } f \leq 7.96kHz$$

Ciò è confermato dalla fig. 23, che riporta il diagramma temporale di V_{in} e V_{out} , alla frequenza di 1kHz.

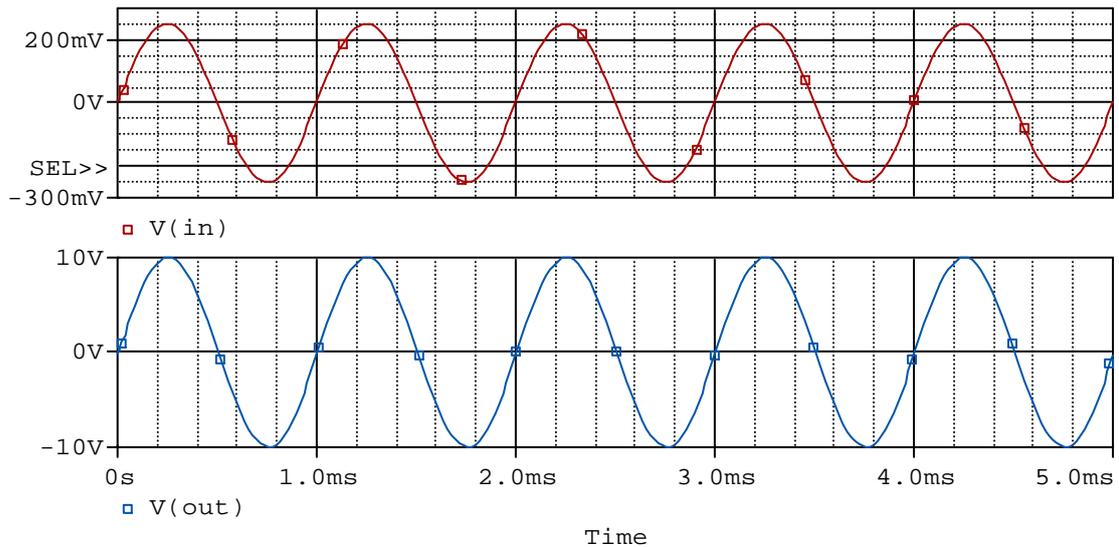


fig. 23

La fig. 23 mostra che V_{out} è sinusoidale con picco 10V, come ci aspettavamo, e non è affatto distorto dallo slew rate.

La fig. 24 riporta il diagramma temporale di V_{in} e V_{out} , alla frequenza di 16kHz, cioè in banda passante. Possiamo vedere che V_{out} è distorto dallo SR perchè non riesce a variare con la stessa rapidità di V_{in} ; quello che otteniamo è un segnale che ha un aspetto vagamente triangolare e di picco inferiore a 10V

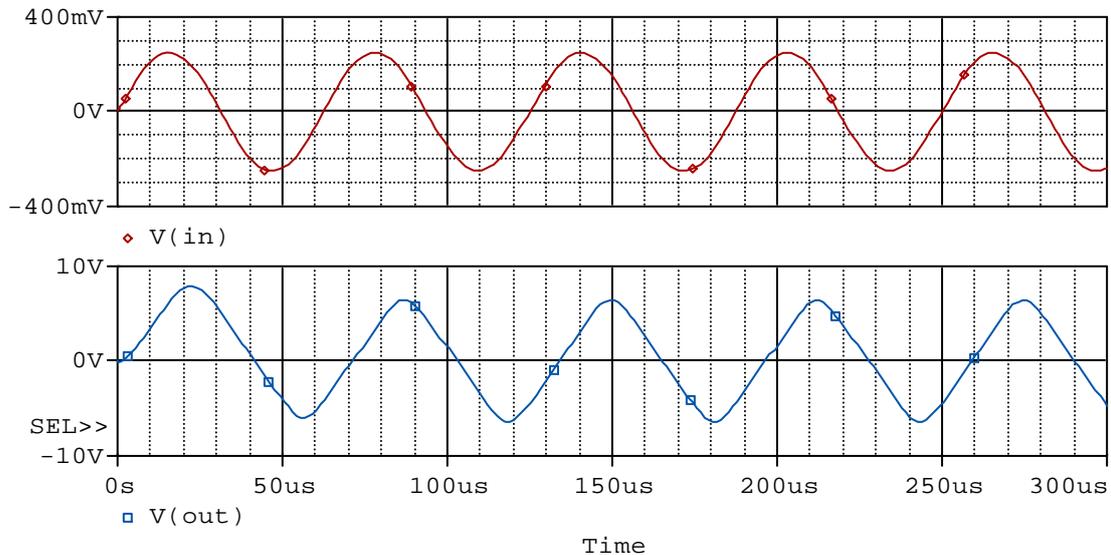


fig. 24

Ad una prefissata frequenza f , la tensione di uscita non è distorta dallo SR, sino a quando:

$$V_{outp} \leq \frac{SR}{2\pi \cdot f}$$

Nel nostro caso, alla frequenza di 8 kHz, V_{out} sarà distorta dallo SR quando V_{outp} supera 9.95V

In fig. 25, all'ingresso dell'amplificatore abbiamo un segnale sinusoidale di frequenza 8kHz e picco 100mV; esso dà luogo ad una tensione V_{out} di picco 4V, che non dovrebbe risultare distorta dallo SR

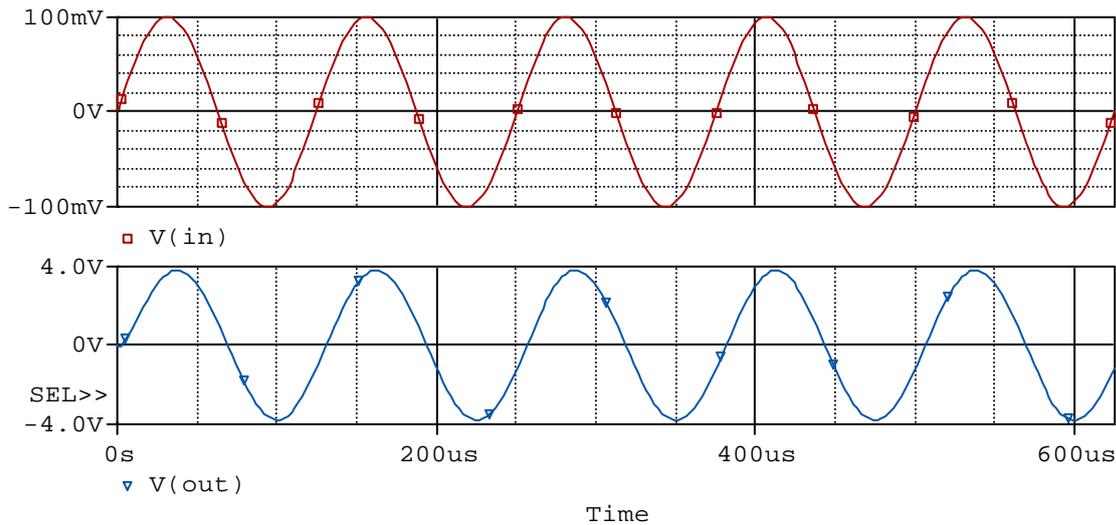


fig. 25

Ciò è confermato dalla forma d'onda riportata dalla fig. 25

La fig. 26 fa riferimento alla situazione in cui, all'ingresso dell'amplificatore, è posto un segnale sinusoidale di frequenza 8 kHz e picco 300mV; esso dovrebbe dar luogo ad un segnale di picco 12V che, perciò, dovrebbe risultare distorto dallo SR

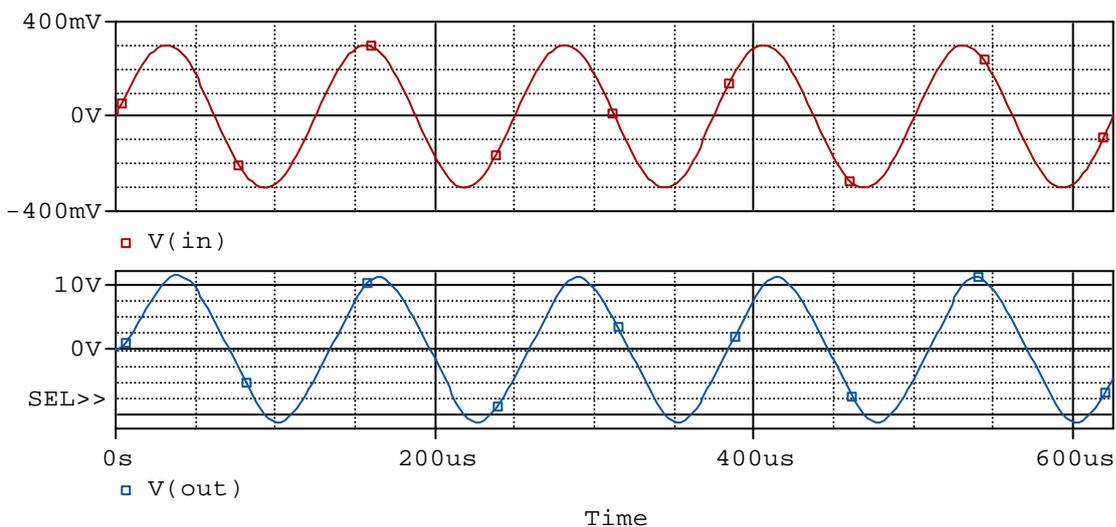


fig. 26

La fig. 26, conferma pienamente la nostra previsione; V_{out} , infatti, ha un aspetto vagamente triangolare.

In conclusione, a regime sinusoidale:

- per piccoli valori di V_{outp} (regime di piccoli segnali) lo slew rate non limita il funzionamento dell'amplificatore e la massima frequenza di funzionamento coincide con la frequenza di taglio superiore f_H
- per valori elevati di V_{outp} (regime di ampi segnali), la tensione di uscita in banda passante potrebbe risultare distorta dallo SR appena la frequenza di lavoro diventa sufficientemente elevata; ciò potrebbe ridurre la banda effettiva dell'amplificatore; in questo caso la massima frequenza di funzionamento potrebbe essere determinata dallo SR piuttosto che da f_H .