

Comparatori (ad anello aperto)

Concetti generali

Molto spesso in Elettronica è necessario confrontare due segnali analogici e stabilire quale dei due è maggiore o minore. Il dispositivo effettua questo confronto è il comparatore; esso:

- ha due ingressi ai quali si applicano le due tensioni da confrontare v_1 e v_2
- una uscita v_{out} a due livelli mediante la quale il dispositivo ci informa se $v_1 > v_2$ oppure se $v_1 < v_2$

Di solito, ad un ingresso troviamo una tensione costante di riferimento V_{ref} ; all'altro una tensione variabile v_{in} che vogliamo confrontare con V_{ref} .

La caratteristica di trasferimento del comparatore può essere quella riportata in fig.1, nel qual caso il comparatore è non invertente; oppure quella di fig. 2 in cui il comparatore è invertente.

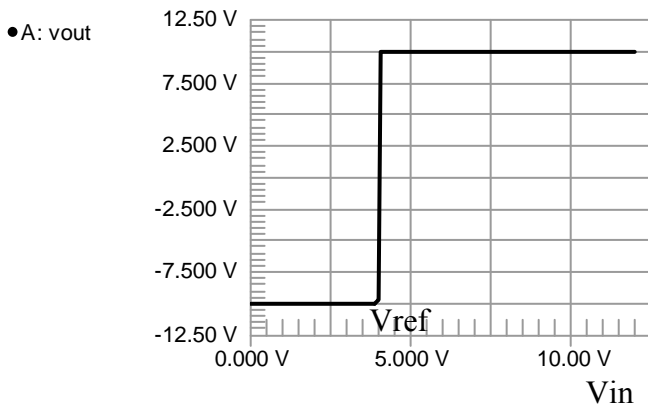


fig. 1

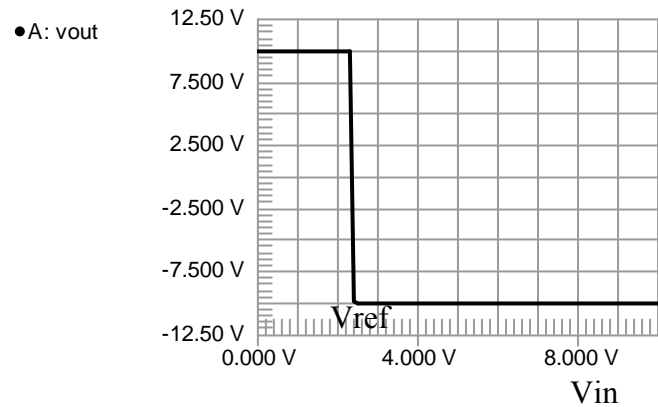


fig. 2

In fig. 1 il comparatore (non invertente) ci informa che $v_{in} > V_{ref}$ portando la sua uscita a livello alto; viceversa in fig. 2, il dispositivo (invertente) ci informa che $v_{in} > V_{ref}$ portando la sua uscita a livello basso.

Un comparatore ideale non ha regione lineare; infatti la tensione di uscita varia bruscamente da un livello all'altro non appena la tensione v_{in} attraversa il livello di riferimento V_{ref} .

AOP come comparatore

Per realizzare un comparatore, si può usare un AOP ad anello aperto in cui ad un ingresso applichiamo la tensione v_{in} da confrontare; all'altro ingresso va posta la tensione di riferimento V_{ref} . Non appena v_{in} va al di sopra o al di sotto di V_{ref} , l'AOP satura positivamente o negativamente, a causa del suo elevato guadagno ad anello aperto.

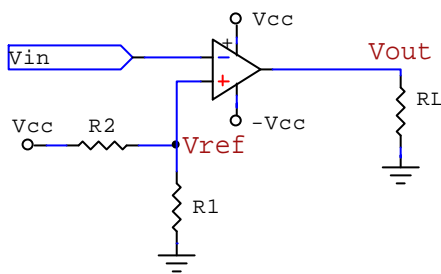


fig.3

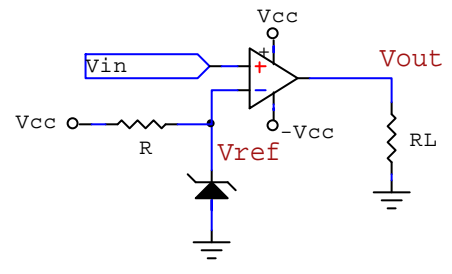


fig. 4

In fig. 3 troviamo un comparatore invertente la cui tensione di riferimento $V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ è determinata dal partitore R_1/R_2 ;

figura 4, invece, la tensione $V_{ref} = V_z$ è determinata dallo Zener in conduzione.

E' opportuno osservare che, in **un AOP che funziona da comparatore, non si può assumere che i due morsetti di ingresso siano allo stesso potenziale**; in questo caso l'AOP, infatti, è privo di reazione negativa e sta operando in regione non lineare. La differenza di potenziale tra i due ingressi dell'AOP può, perciò, essere anche notevole perché, in genere, v_{in} è sensibilmente diversa da V_{ref} .

I morsetti di ingresso di un comparatore sono praticamente allo stesso potenziale solo quando il dispositivo sta commutando, cioè quando $v_{in} \approx V_{ref}$.

Un comparatore reale, come l'AOP ad anello aperto, ha una regione lineare stretta ma non nulla; la sensibilità del comparatore è la variazione che deve subire v_{in} attorno a V_{ref} per far commutare l'uscita da un livello all'altro.

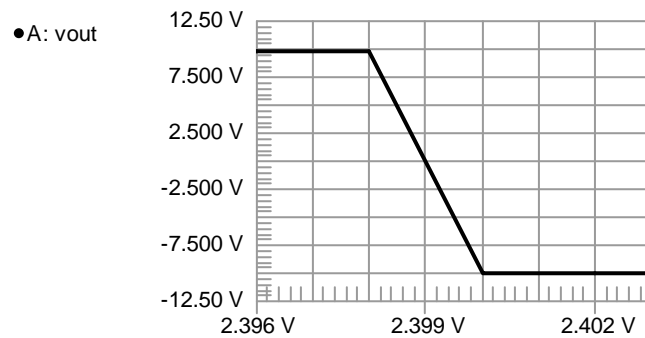


fig. 5

In fig. 5 la caratteristica di trasferimento è stata dilatata per evidenziare la regione lineare del comparatore; come si può vedere in questo caso, affinché il dispositivo commuti, v_{in} deve variare di 2mV.

La sensibilità del comparatore è allora 2mV; in generale, la sensibilità di un comparatore è tanto più grande quanto più piccolo è il suo valore numerico, che, peraltro, coincide con l'ampiezza della regione lineare.

La tensione di alimentazione del comparatore va scelta in base alla dinamica della tensione v_{in} che deve essere contenuta ampiamente tra le due alimentazioni; ad esempio se la tensione v_{in} da confrontare è compresa nel campo (-5V÷5V) è opportuno usare una alimentazione di ±9V. Invece, nel caso in cui la dinamica di v_{in} sia

(-10V÷10V) è opportuno usare una alimentazione di ±12V o, meglio ancora, di ±15V.

Se la tensione di riferimento è unipolare, si può usare l'alimentazione singola.

I due livelli della tensione di uscita del comparatore realizzato con un amplificatore operazionale coincidono con le tensioni di saturazione dell'AOP.

In fig. 6 troviamo un comparatore invertente alimentato con ±12V e pilotato da un segnale sinusoidale di picco 8V; la tensione di riferimento del comparatore è $V_{ref}=0$ e, perciò, il comparatore è chiamato rivelatore di zero o anche rivelatore di attraversamento dello zero (zero crossing detector).

La tensione di uscita (fig. 7) è un'onda quadra di picco 10V; i fronti dell'onda quadra non sono ripidissimi a causa del tempo che l'AOP impiega per commutare da un livello all'altro.

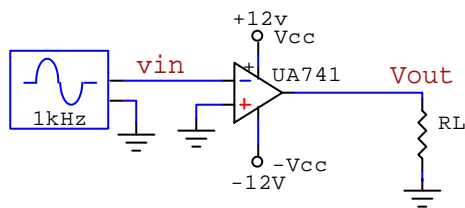
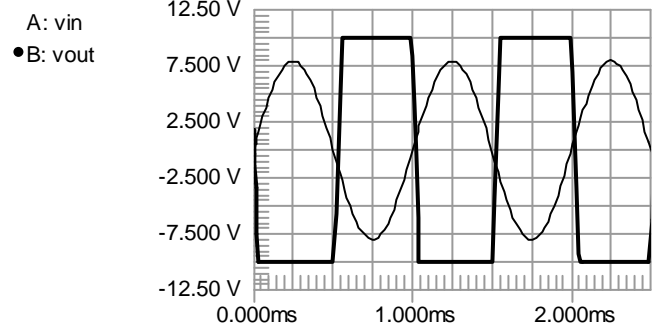


fig. 6

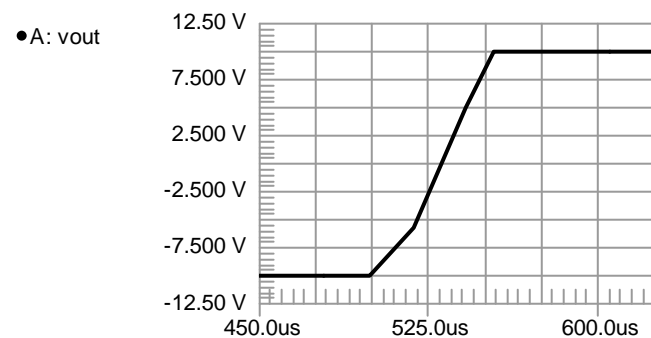


Il tempo che l'uscita dell'AOP impiega a commutare da un livello all'altro è determinato dallo slew rate dell'AOP.

Nel caso del comparatore di fig. 6, il tempo di commutazione è poco più di 50 μsec, come mostra la fig. 8 in cui il fronte di salita di v_{out} è stato dilatato per rendere apprezzabile il tempo di commutazione Δt .

In condizioni di normale funzionamento, il comparatore deve trovarsi in uno dei due livelli; perciò il tempo di commutazione Δt del comparatore deve essere molto più piccolo del periodo dell'onda quadra; cioè $\Delta t \ll T$

Quindi $f = \frac{1}{T} \ll \frac{1}{\Delta t}$; nel nostro caso deve essere $f \ll 20\text{kHz}$



Ciò che significa che l'uso del 741 come comparatore va limitato a segnali la cui frequenza non supera qualche kHz; più in generale consigliabile usare gli AOP ad anello aperto come comparatori solo per segnali di bassa frequenza, a meno di non usare operazionali a elevato slew rate; in questo caso il costo dei dispositivi, ovviamente, lievita.

Comparatori integrati

In commercio esistono degli integrati (LM339, LM 311 etc.) progettati appositamente per funzionare da comparatori; essi hanno una struttura simile a quella degli AOP ma sono meno versatili di questi ultimi; infatti i comparatori integrati in genere non si prestano all'uso in regione lineare, cioè non possono essere utilizzati per realizzare un amplificatore; mentre gli AOP possono funzionare agevolmente sia da amplificatori che da comparatori.

Nei comparatori integrati **il tempo di commutazione è qualche centinaio di nanosecondi**, decisamente inferiore a quello di un AOP dello stesso costo; inoltre, spesso, **hanno una struttura di tipo open collector**.

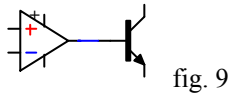


fig. 9

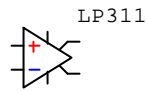


fig. 10

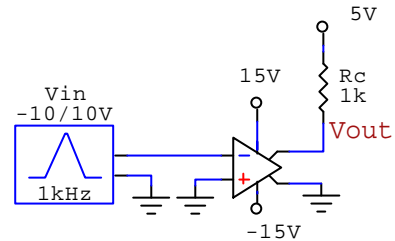


fig. 11

In fig. 9 è indicata la struttura interna, del tutto orientativa, del comparatore open collector; in fig. 10 abbiamo il simbolo dello stesso integrato.

L'applicazione mostrata in fig. 11 evidenzia che la struttura dell'integrato ci consente di scegliere l'alimentazione principale ($\pm 15V$) in funzione della dinamica della tensione di ingresso; l'alimentazione di collettore (+5V) invece viene scelta in funzione della rete a valle, probabilmente di tipo TTL.

Il BJT con cui termina il comparatore consente all'integrato di pilotare LED, display e relè (posti in serie o in sostituzione di R_c); tutti i dispositivi citati richiedono una corrente di pilotaggio che l'uscita di un normale comparatore o AOP stenterebbe a fornire.

La struttura open collector consente inoltre, casomai fosse necessario, di effettuare l'AND cablato tra le uscite di due o più comparatori, risparmiando così una porta AND.

Forse è il caso di ricordare che l'AND cablato consiste nel saldare fisicamente l'uscita di due o più integrati che forniscono una uscita a due livelli; questa connessione equivale ad effettuare l'operazione logica AND tra le uscite degli integrati che possono essere solo di tipo open collector (O.C.).

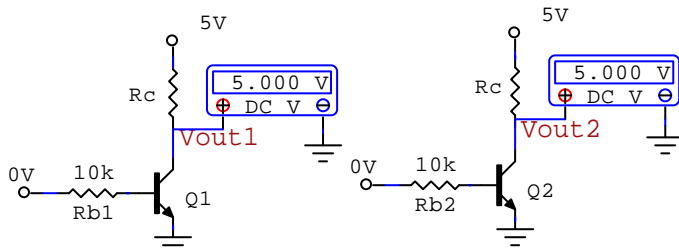


fig. 12

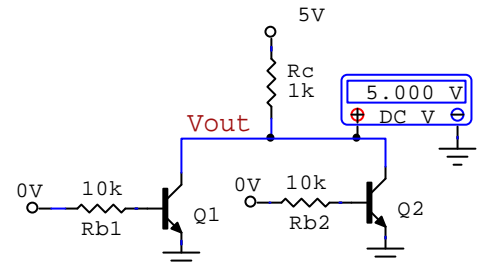


fig. 13

In fig. 12 sono riportati i BJT finali di due comparatori O.C.; entrambe le uscite sono alte perché, evidentemente, i BJT finali sono interdetti; in fig. 13 le due uscite sono state connesse insieme e l'uscita così ottenuta continua a rimanere alta perché i BJT sono sempre interdetti.

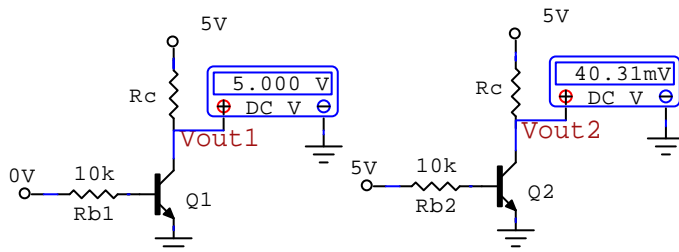


fig. 14

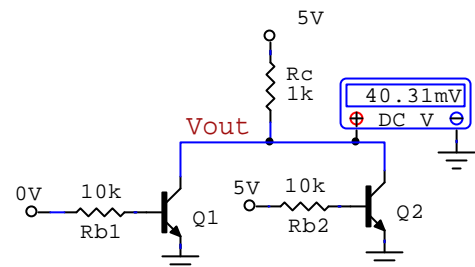


fig. 15

Invece in fig. 14 l'uscita 1 è alta perché Q1 è OFF, mentre l'uscita 2 è bassa perché Q2 è ON; connettendo le due uscite insieme, l'unica uscita così ottenuta rimane a livello basso perché Q2 è sempre ON e impone la tensione ai suoi capi (40.3mV) anche a Q1, che è praticamente staccato visto che è OFF.

In definitiva, connettendo insieme l'uscita di due o più comparatori O.C. l'unica uscita che si ottiene rimane a livello alto solo se tutte le singole uscite sono a livello alto.; la connessione delle uscite equivale, perciò, a porle in AND.

Tempo di commutazione

Nei comparatori ad anello aperto, cioè quelli visti sino ad ora, il tempo di commutazione può dipendere dal segnale di ingresso, se questo varia molto lentamente.

Il segnale di ingresso, infatti, pilotando il comparatore, ha il compito di fargli attraversare la regione lineare, provocando la commutazione del dispositivo; se il segnale di ingresso varia lentamente anche l'attraversamento della regione lineare da parte del comparatore, sarà lento e il tempo di commutazione sarà anche esso rilevante.

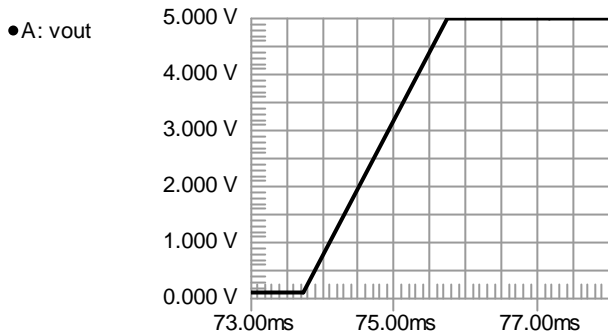


fig. 16

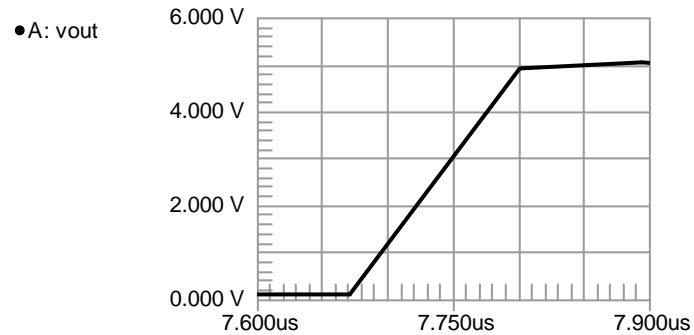


fig. 17

In fig. 16 abbiamo la risposta del comparatore ad un'onda triangolare di frequenza 10Hz; come possiamo vedere, il tempo che il comparatore impiega a commutare da zero a 5V è circa 2msec.

In fig. 17 abbiamo la risposta dello stesso comparatore ad un'onda triangolare di frequenza 100kHz, molto più veloce della precedente e capace, perciò, di attraversare la regione lineare del comparatore in un tempo molto più breve. Come possiamo vedere, stavolta il tempo di commutazione dello stesso comparatore è solo 130nsec circa.

E' ovvio che, per quanto veloce possa essere v_{in} , il tempo di commutazione del comparatore non può scendere al di sotto di un minimo, imposto dal dispositivo stesso.

In definitiva, quando si dice che un certo dispositivo ha un tempo di commutazione di 200nsec ci si riferisce al tempo minimo che il dispositivo impiega per commutare, in presenza di pilotaggi capaci di fargli attraversare velocemente la regione lineare (come le onde quadre); in presenza di segnali di pilotaggio lenti, il tempo di commutazione può essere sensibilmente maggiore di quello minimo e dipende da v_{in} .

Immunità al rumore

I comparatori ad anello aperto, indipendentemente dal tipo di dispositivo impiegato, sono molto sensibili al rumore di ingresso, soprattutto quando il rumore si sovrappone a valori di v_{in} molto vicini a V_{ref} ; cioè quando il comparatore è prossimo a commutare.

In fig. 18 abbiamo la risposta di un comparatore, con $V_{ref}=2.5V$, ad un'onda sinusoidale di frequenza 1kHz e picco 5V a cui è sovrapposto un rumore di frequenza più elevata; come possiamo notare, anche dalla fig. 19, quando v_{in} assume valori prossimi a 2.5V, il comparatore commuta più volte perché il rumore, sovrapponendosi a v_{in} , fa in modo che la tensione di ingresso attraversi più volte la tensione di riferimento, provocando così delle commutazioni indesiderate.

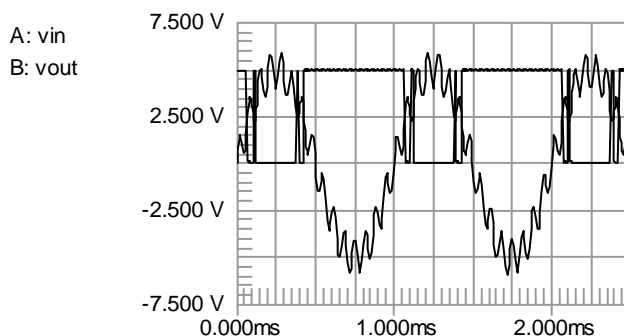


fig. 18

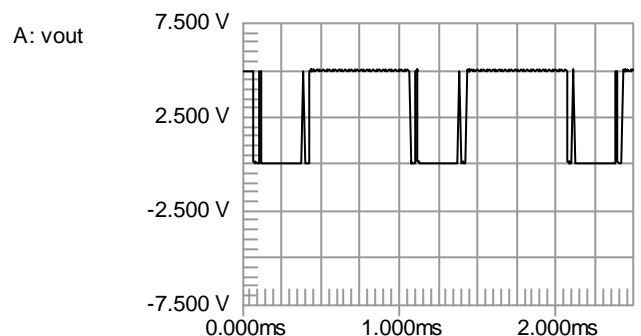


fig. 19

In conclusione, i comparatori ad anello aperto hanno due limiti: la scarsa immunità al rumore di ingresso quando essi sono vicini alla commutazione e la dipendenza del tempo di commutazione dal segnale di ingresso.

Entrambi i limiti possono essere eliminati, o meglio ridotti, retroazionando il comparatore positivamente, rendendolo così instabile in regione lineare. I comparatori reazionati positivamente si chiamano trigger

Comparatore a finestra

Il comparatore a finestra appartiene alla categoria dei comparatori ad anello aperto; esso ci rivela se la tensione v_{in} è compresa oppure no tra due tensioni di riferimento V_1 e V_2 .

In sostanza, il comparatore a finestra ci informa se la tensione di ingresso è compresa, oppure no, in un certo range.

Una possibile caratteristica di trasferimento del comparatore è riportata in fig. 20; come possiamo vedere, in questo caso il comparatore pone la sua uscita a livello alto se v_{in} è interna all'intervallo $V_1 \div V_2$; invece, l'uscita del comparatore va a livello basso se v_{in} è esterna all'intervallo $V_1 \div V_2$.

Ovviamente, il comparatore a finestra potrebbe avere una caratteristica di trasferimento negata rispetto a quella di fig. 20.

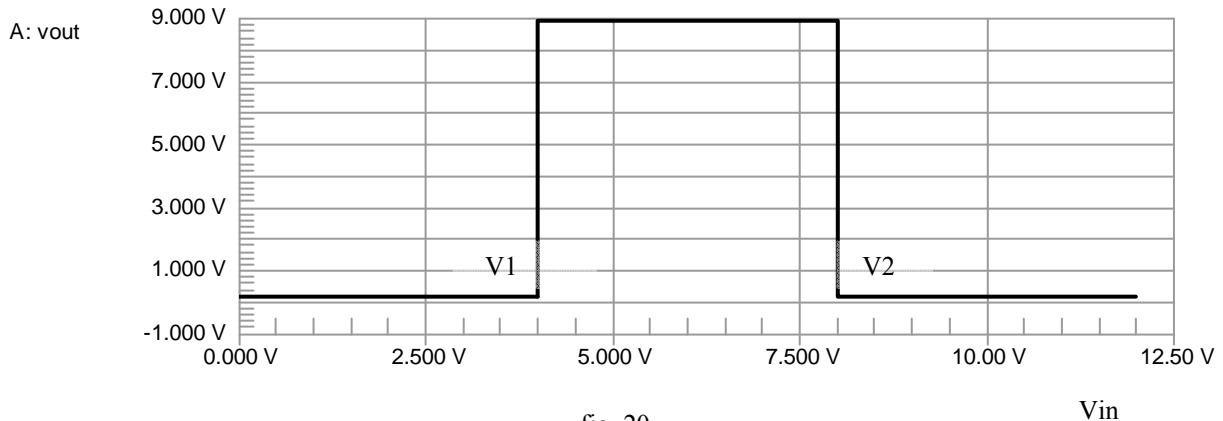


fig. 20

Per realizzare il comparatore a finestra che ha la caratteristica di fig. 20, occorrono due comparatori:

- uno non invertente con tensione di riferimento V_1 e uscita V_{out1} ;
- l'altro invertente con tensione di riferimento V_2 e uscita V_{out2} .

All'ingresso dei due comparatori è posta la stessa tensione v_{in} ; effettuando l'AND tra le uscita V_{out1} e V_{out2} si ottiene la risposta tipica del comparatore a finestra (fig. 21). Infatti l'uscita V_{out} è alta solo per $V_1 < v_{in} < V_2$

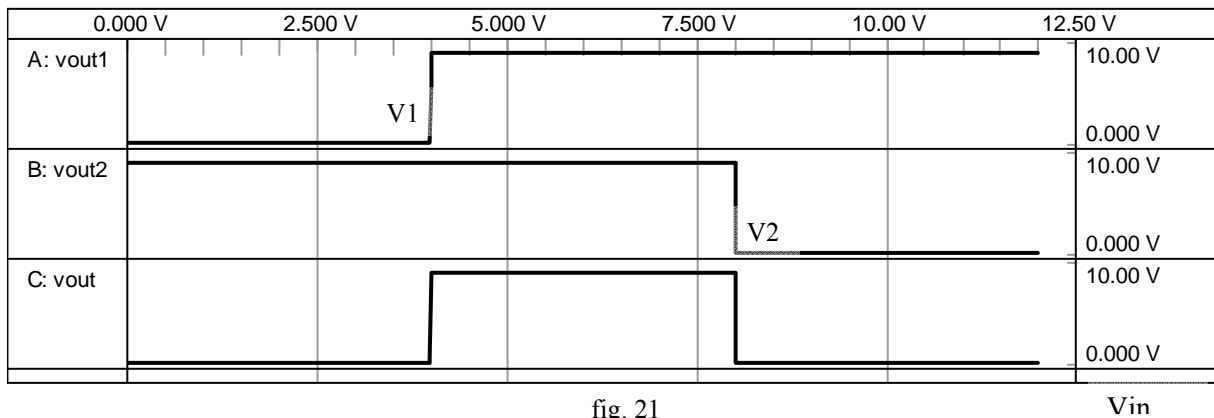


fig. 21

Una possibile realizzazione del comparatore a finestra è mostrata in fig. 22 dove l'integrato U1 è configurato da comparatore non invertente con tensione di riferimento V_1 . Invece l'integrato U2 è configurato da comparatore invertente con tensione di riferimento $V_2 > V_1$.

Per ottenere l'AND tra le uscite dei due comparatori basta connettere i due terminali di uscita insieme alla stessa resistenza di pull-up R_c , effettuando così l'AND cablato; ciò è possibile solo perché i due comparatori sono di tipo open collector.

Per progettare il partitore basta tener presente che $V_1 = V_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$ mentre $V_2 = V_{cc} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$; di

solito si impone $R_1 + R_2 + R_3 = 100k\Omega$ oppure $R_1 + R_2 + R_3 = 10k\Omega$ e, dalla conoscenza di V_1 e V_2 , prima si ricava R_1 e poi R_2 .

In fig. 22, $R_1 = R_2 = R_3 = 10k\Omega$ e $V_{cc} = 12V$ mentre i due collettori sono portati a +5V mediante R_c ; perciò $V_1 = 4V$ e $V_2 = 8V$. Il livello alto di V_{out} è, ovviamente, 5V.

La resistenza R_c va scelta di volta in volta in base alle esigenze del problema tenendo presente la massima corrente di collettore del BJT interno.

La simulazione di fig. 23 conferma tutte le nostre aspettative.

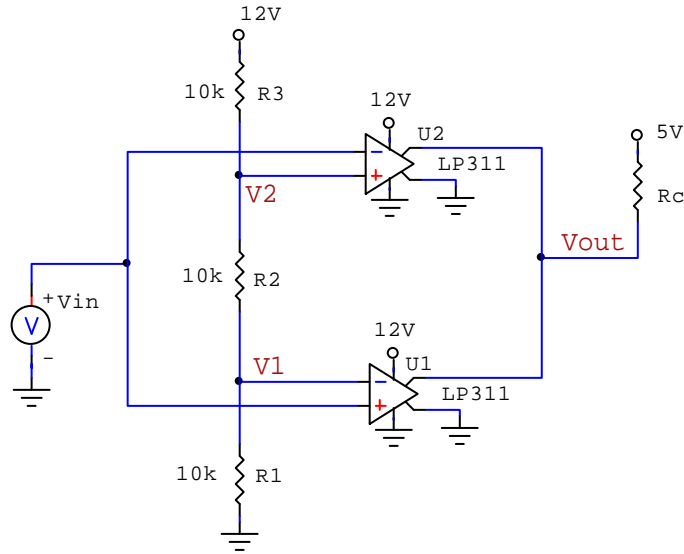


fig. 22

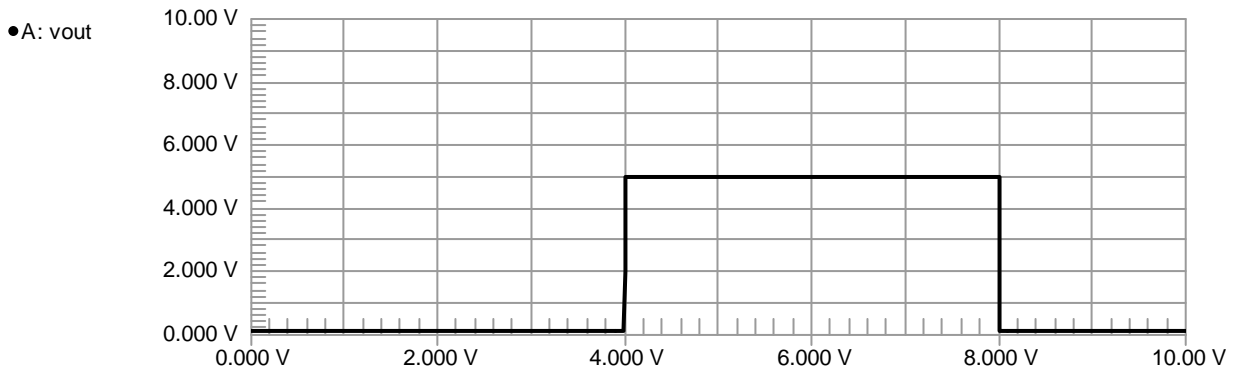


fig. 23

In conclusione, occorre sottolineare che il comparatore a finestra, appartenendo alla categoria dei comparatori ad anello aperto, ne condivide i limiti (dipendenza del tempo di commutazione dal segnale di ingresso, scarsa immunità al rumore in prossimità delle soglie di commutazione).

Comparatori retroazionati positivamente (trigger)

Se retroazioniamo un comparatore positivamente esso diventa instabile in regione lineare; infatti, per l'elevato guadagno ad anello aperto del dispositivo usato, di sicuro $A_{loop} > 1$ e ciò provoca l'instabilità del comparatore in regione attiva; di conseguenza, dopo l'accensione, l'uscita del comparatore si porta ad uno dei suoi due livelli possibili. Il comparatore reazionato positivamente si chiama trigger; esso può essere invertente o non invertente.

Trigger invertente

Il trigger di fig. 24 è invertente perché il segnale di ingresso è applicato al morsetto invertente dell'AOP. Osserviamo che una parte della tensione di uscita è riportata al morsetto non invertente dell'AOP determinando così una retroazione positiva e l'instabilità in regione attiva del comparatore. Notiamo inoltre che v_{in} viene confrontata con la tensione $v_{(+)}$ presente al morsetto non invertente dell'AOP. La tensione $v_{(+)}$ svolge il ruolo di tensione di riferimento e il suo valore dipende dallo stato dell'uscita perché:

$$v_{(+)} = V_{ref} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

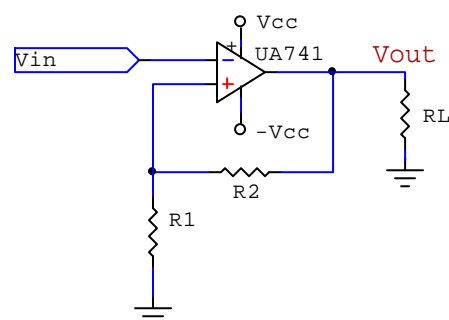


fig. 24

Ciò comporta che il trigger ha due distinte tensioni di riferimento, a secondo se la sua uscita si trova a livello alto (+V_{sat}) oppure a livello basso (-V_{sat}); precisamente, se il trigger è a livello alto, la tensione V_{ref} al morsetto non invertente assume il valore:

$$v_{(+)} = V_{refH} = V_H = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

mentre, se il trigger è al livello basso, al morsetto non invertente si localizza la tensione di riferimento:

$$v_{(+)} = V_{refL} = V_L = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Come possiamo vedere, le due tensioni di riferimento sono simmetriche, perché i livelli di saturazione dell'uscita sono simmetrici.

Nel calcolo di $v_{(+)}$ abbiamo assunto che i morsetti di ingresso del comparatore non assorbono corrente.

Caratteristica di trasferimento

Livello di provenienza: alto

Supponiamo che il trigger si trovi a livello alto e che vogliamo portarlo a livello basso; l'uscita del trigger si trova allora a +V_{sat} (10V nel nostro caso) e, di conseguenza, al morsetto (+) abbiamo la tensione di riferimento V_H = +2.5V, nel nostro esempio. La caratteristica di trasferimento del trigger (fig. 25) è quindi quella tipica di un comparatore invertente con tensione di riferimento V_H e il trigger commuta quando v_{in} oltrepassa V_H.

Le frecce stanno ad indicare che il livello di provenienza del comparatore è quello alto e che esso sta commutando al livello basso.

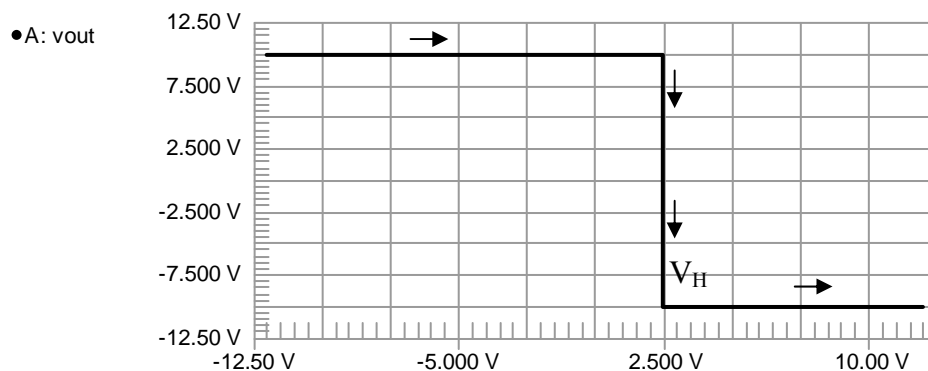


fig. 25

Livello di provenienza: basso

Supponiamo invece che il trigger sia a livello basso e vogliamo riportarlo a livello alto; adesso l'uscita del trigger si trova a -V_{sat} e al morsetto non invertente abbiamo la tensione di riferimento V_L.

La caratteristica di trasferimento del trigger (fig. 26) è allora quella di un comparatore invertente con tensione di riferimento V_L (-2.5V nel nostro caso) e il trigger commuta quando v_{in} scende al di sotto di V_L.

Stavolta, le frecce stanno ad indicare che il comparatore proviene dal livello basso e che esso sta commutando al livello alto.

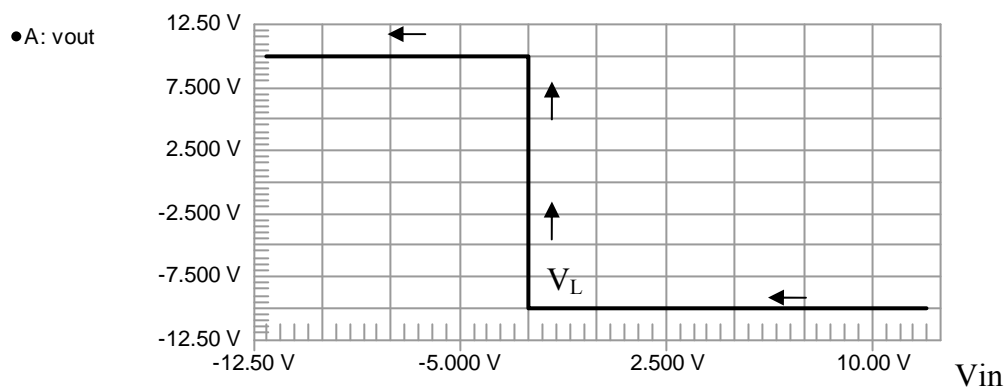


fig. 26

In definitiva, il trigger ha due distinte caratteristiche di trasferimento: una per commutare dal livello basso a quello alto ed un'altra per la commutazione opposta. La caratteristica di trasferimento complessiva è la seguente:

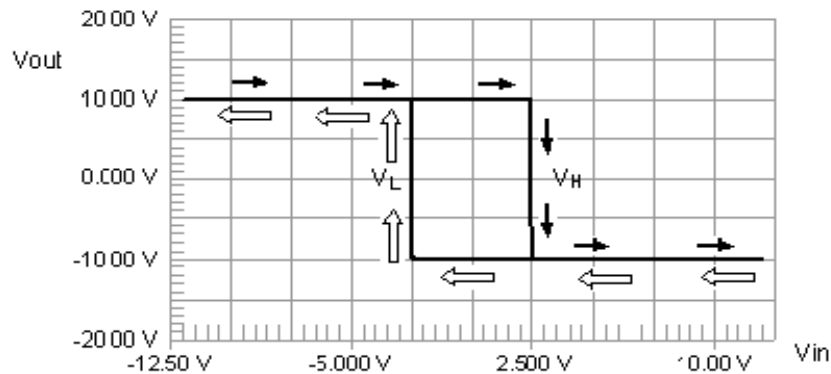


fig.27

Il trigger è un bistabile; esso, infatti:

- non ha stati stabili in regione lineare per via della reazione positiva con $A_{loop} > 1$ (appena il trigger entra in regione lineare, la retroazione positiva si attiva e lo fa commutare tanto più velocemente quanto più elevato è il grado di reazione positiva)
- ha due stati possibili in regione non lineare e cioè la saturazione positiva (per $vin < V_L$) e la saturazione negativa (per $vin > V_H$)

I due stati possibili sono entrambi stabili; il trigger, infatti, vi permane per un tempo indefinito a meno che noi non interveniamo, variando vin , per farlo commutare

Il trigger è chiamato anche comparatore con isteresi, facendo riferimento al fatto che per commutare dal livello basso a quello alto il dispositivo segue una caratteristica ; mentre per tornare indietro ne segue un'altra.

Nei trigger il tempo di commutazione non dipende dal segnale di ingresso; non dipende, cioè, dalla rapidità con cui il segnale di ingresso pilota il trigger nell'attraversamento della regione lineare; infatti, come abbiamo già visto, non appena il trigger entra in regione lineare, dove è instabile, la retroazione positiva fa commutare il trigger molto velocemente, compatibilmente con le possibilità del dispositivo .

In definitiva, **nei trigger il tempo di commutazione non dipende** dal segnale di ingresso ma **solo dal dispositivo** utilizzato.

Ne abbiamo una conferma nella simulazione di fig. 28, dove un trigger, pilotato da un'onda triangolare di frequenza 10Hz, commuta in $2\mu\text{sec}$; e nella simulazione di fig. 29 dove lo stesso trigger, pilotato da un'onda triangolare di frequenza 100kHz, commuta in $1.8\mu\text{sec}$

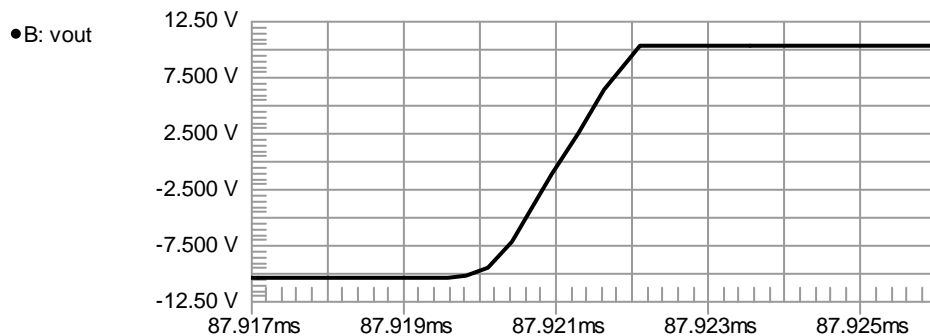


fig. 28

$f_{\text{pilotaggio}} = 10\text{Hz}$; tempo di commutazione circa $2\mu\text{sec}$

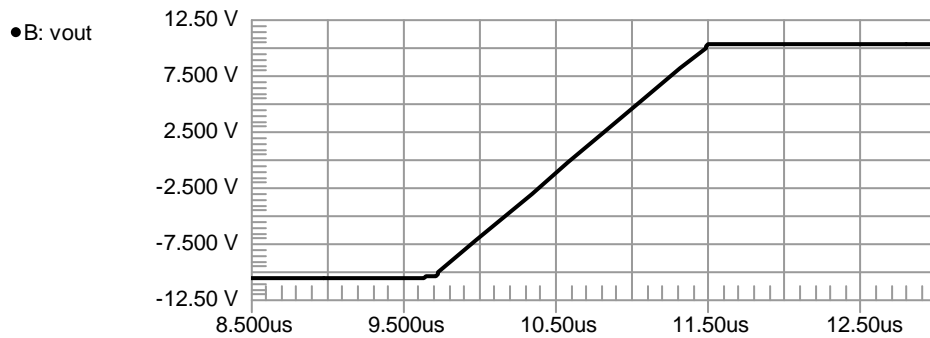


fig. 29

$f_{\text{pilotaggio}}=100\text{kHz}$; tempo di commutazione $1.8\mu\text{sec}$

I trigger hanno memoria; infatti, per valori di v_{in} interni alla maglia di isteresi ($-2.5\text{V}\div 2.5\text{V}$ in fig. 4), la tensione di uscita può essere alta o bassa. Più precisamente, all'interno della maglia di isteresi, la tensione di uscita del trigger è:

- alta, se il trigger è entrato nella maglia di isteresi provenendo da un livello alto
- bassa, se il trigger è entrato nella maglia di isteresi provenendo da un livello basso

In definitiva, quando il trigger entra nella maglia di isteresi, esso mantiene lo stato originario.

I trigger hanno una buona immunità al rumore anche quando essi sono prossimi alla commutazione; ce ne dà una conferma la simulazione di fig. 30 che mostra l'assenza di commutazioni indesiderate.

Ciò è dovuto al fatto che, non appena il trigger commuta, la sua tensione di riferimento si sposta bruscamente e, di conseguenza, il rumore sovrapposto a v_{in} , non è più in grado di far riattraversare la soglia e di provocare commutazioni indesiderate.

Parecchi integrati hanno uno o più ingressi "triggerati" per consentire a questi dispositivi di operare correttamente in ambienti particolarmente rumorosi.

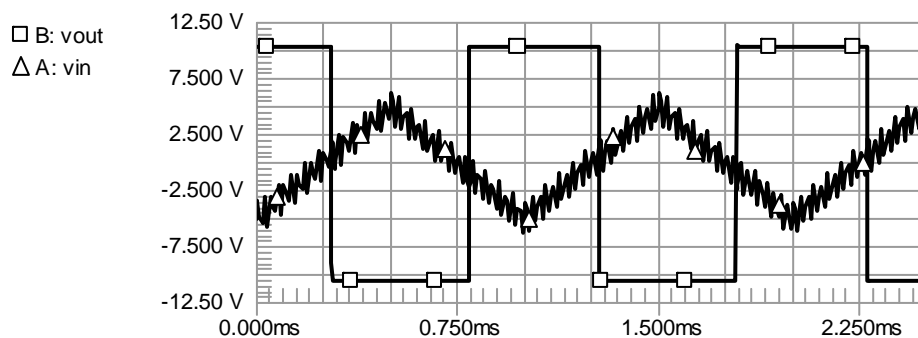


fig. 30

A volte è necessario traslare la maglia di isteresi; questo problema nasce soprattutto quando il comparatore funziona a singola alimentazione e la tensione v_{in} è unipolare.

Per traslare la maglia di isteresi, basta sganciare, in fig. 24, la resistenza $R1$ da massa e connetterla a V , come in fig. 31

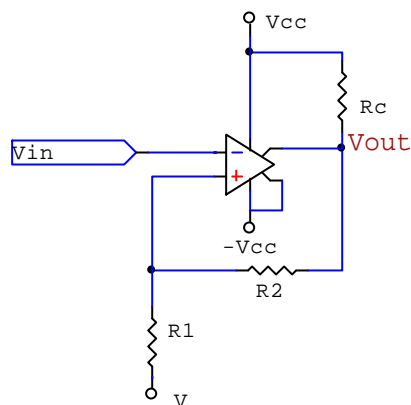


fig. 31

Stavolta, la tensione di riferimento al morsetto (+) è determinata sia da V_{out} che da V ; applicando la sovrapposizione degli effetti si trova che:

$$v_{(+)} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Di conseguenza, quando il trigger è a livello alto, le tensioni di riferimento è:

$$V_H = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Quando il trigger è a livello basso, la tensione di riferimento è:

$$V_L = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Nel funzionamento a singola alimentazione, il livello basso di V_{out} è zero ($-V_{sat}=0$) e perciò:

$$V_L = V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Un trigger a maglia traslata, piuttosto diffuso, è quello di fig. 32

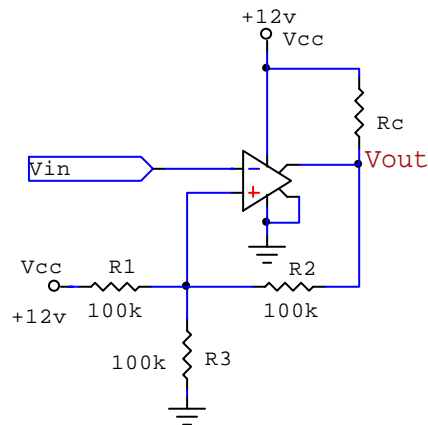


fig. 32

Come si può verificare facilmente, le tensioni di riferimento sono $V_H = \frac{2}{3}V_{CC}$ e $V_L = \frac{1}{3}V_{CC}$; la caratteristica di trasferimento è riportata in fig. 33 ed evidenzia $V_H=8V$ e $V_L=4V$

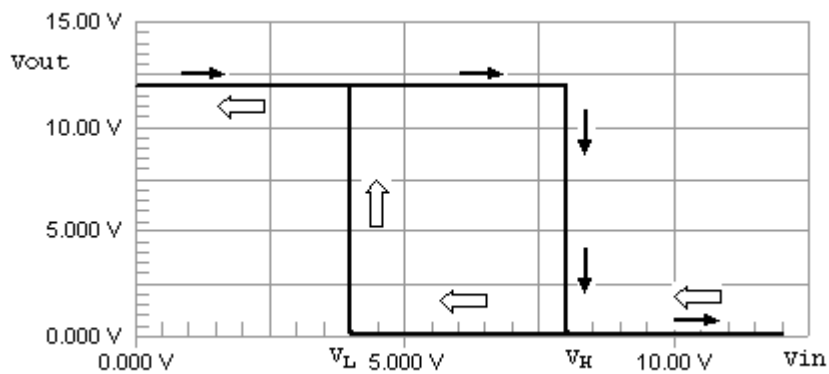


fig. 33

Trigger non invertente

Il trigger di fig. 34 è non invertente perché il segnale di ingresso è applicato al morsetto non invertente, mediante la resistenza R1; la resistenza R2 garantisce la reazione positiva che determina l'instabilità del comparatore in regione lineare. La tensione di uscita del trigger, all'accensione, si porta in uno dei suoi due livelli, quello alto oppure quello basso.

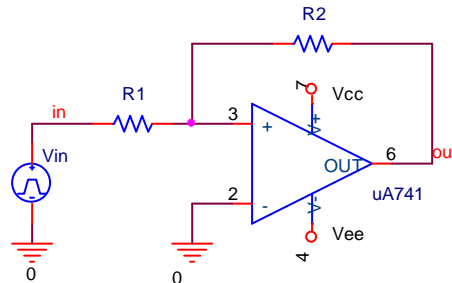


fig. 34

Osserviamo che il morsetto invertente del trigger è posto stabilmente a massa per cui il trigger commuta quando la tensione al morsetto non invertente attraversa lo zero.

Ricaviamo la tensione al morsetto non invertente $V_{(+)}$ che dipende sia da V_{in} che da V_{out} ; per farlo utilizziamo la sovrapposizione degli effetti:

$$V_{(+)} = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Il trigger commuta quando esso rientra in regione lineare; cioè quando:

$$V_{(+)} = V_{(-)}$$

In definitiva esso commuta quando:

$$V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

Effettuando una semplificazione ed un paio di passaggi, troviamo che il trigger commuta quando:

$$V_{in} = -V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Adesso tratteremo la **caratteristica di trasferimento** del dispositivo supponendo dapprima che il trigger provenga dal livello alto.

Livello di provenienza: alto

Supponiamo che il trigger si trovi a livello alto e che vogliamo portarlo a livello basso; l'uscita del trigger si trova allora a $+V_{sat}$ (14.6V nel nostro caso). Di conseguenza, il trigger commuterà quando la tensione V_{in} assume il valore:

$$V_H = -V_{outH} \cdot \frac{R_1}{R_2} = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

La caratteristica di trasferimento del trigger (fig. 35) è quindi quella tipica di un comparatore non invertente con tensione di riferimento V_H (-3V nel nostro caso); il trigger commuta quando v_{in} scende al di sotto di V_H .

Le frecce stanno ad indicare che il livello di provenienza del comparatore è quello alto e che esso sta commutando al livello basso.

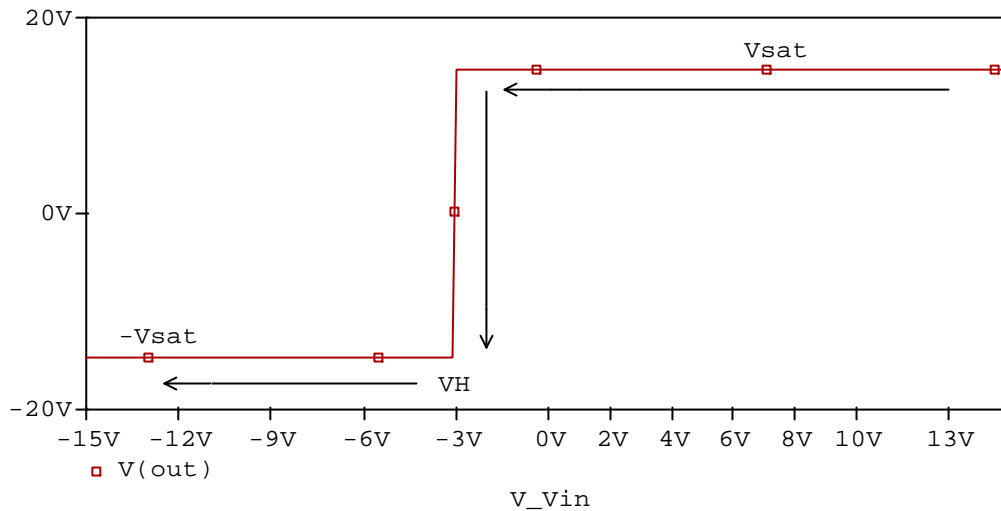


fig.35

Livello di provenienza: basso

Supponiamo adesso che il trigger si trovi a livello basso e che vogliamo portarlo a livello alto; l'uscita del trigger si trova allora a $-V_{sat}$ (-14.6V nel nostro caso). Di conseguenza, il trigger commuterà quando la tensione V_{in} assume il valore:

$$V_L = -V_{outL} \cdot \frac{R_1}{R_2} = V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

La caratteristica di trasferimento del trigger (fig. 36) è quindi quella tipica di un comparatore non invertente con tensione di riferimento V_L (+3V nel nostro caso); il trigger commuta quando v_{in} oltrepassa V_L .

Le frecce stanno ad indicare che il livello di provenienza del comparatore è quello basso e che esso sta commutando al livello alto.

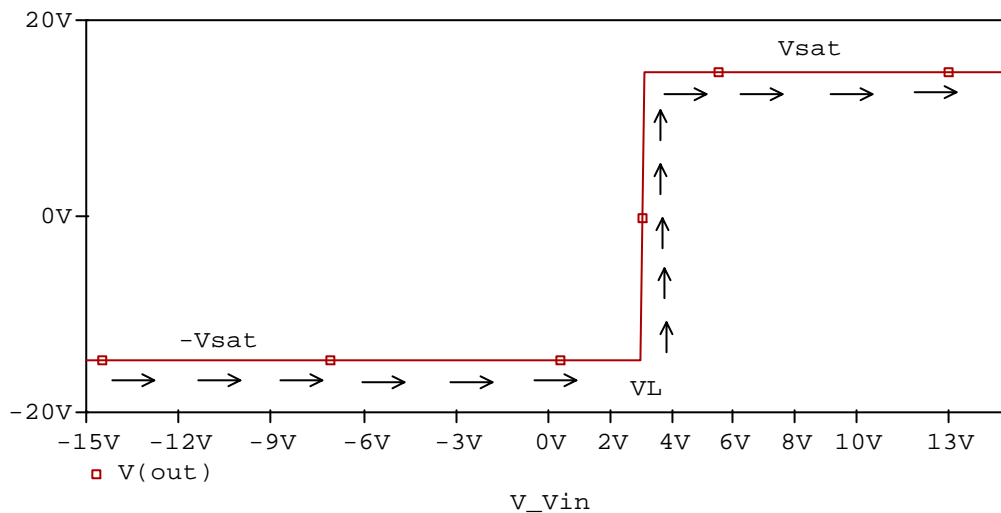


fig.36

In definitiva, anche questo trigger ha due distinte caratteristiche di trasferimento: una per commutare dal livello basso a quello alto ed un'altra per la commutazione opposta.

Le tensioni di riferimento sono simmetriche rispetto allo zero e, perciò, questo trigger è noto come trigger non invertente a soglie simmetriche.

La caratteristica di trasferimento complessiva (fig.37) è la seguente:

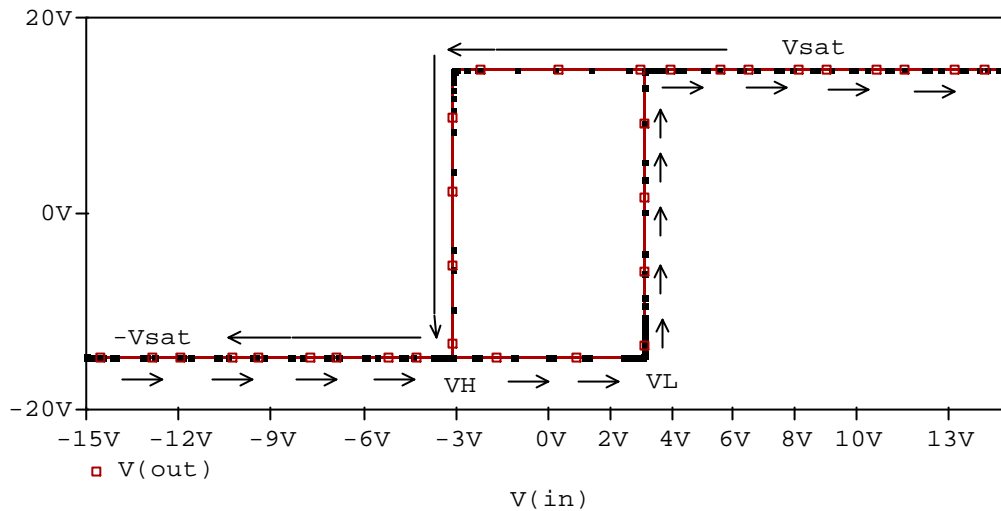


fig.37

Anche il trigger non invertente, come quello invertente:

- è un comparatore con isteresi
- ha memoria
- ha un tempo di commutazione che dipende dal dispositivo e non da V_{in}
- ha una buona immunità al rumore

Per traslare la maglia di isteresi, basta sganciare il morsetto invertente da massa e porlo ad una tensione V_{ref} (ricavata, di solito, da una delle due alimentazioni mediante un partitore)

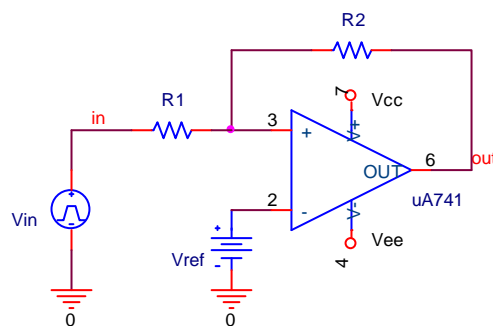


fig.38

In queste condizioni, il trigger commuta quando:

$$V_{(+)} = V_{ref}$$

e, di conseguenza, quando:

$$V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{ref}$$

Eseguendo gli opportuni passaggi, si ricava che il trigger commuta quando:

$$V_{in} = -V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2} + V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

La tensione di riferimento per il livello alto è, allora:

$$V_H = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} + V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

mentre quella relativa al livello basso è:

$$V_L = V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} + V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Come possiamo vedere, entrambe le tensioni di riferimento vengono traslate del termine $V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$.

La larghezza della maglia di isteresi è :

$$V_L - V_H = 2V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Il centro della maglia di isteresi è:

$$CM = \frac{V_L + V_H}{2} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

In fig. 39 è riportata la caratteristica di trasferimento relativa al trigger di fig. 15, con $V_{sat}=14.6V$, $V_{ref}=3V$, $R_1=10k\Omega$, $R_2=47k\Omega$

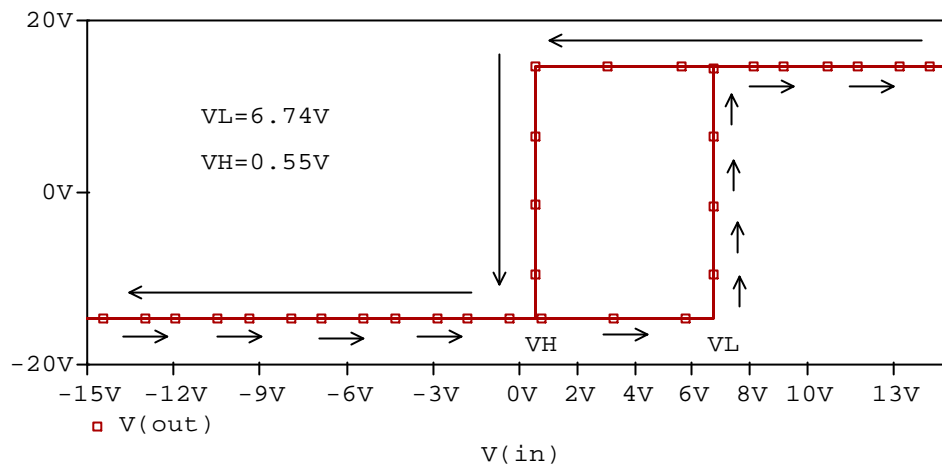


fig.39