

COMPARATORE DI PRECISIONE CON ISTERESI

Trattando segnali analogici non è raro il caso di dover comparare un segnale con delle ben precise soglie, con tolleranze molto contenute, oppure eseguire una comparazione con isteresi, il cui circuito non è altro, concettualmente, che un trigger di Shmitt.

La versione più semplice e nota è realizzata con un amplificatore che presenta una reazione positiva, ma che ha l'inconveniente di non consentire la conoscenza precisa delle due soglie di scatto del circuito, dipendendo queste dalle tolleranze delle resistenze e dai valori disponibili, dalla tensione di alimentazione nonché dalle tensioni di saturazione dell'amplificatore operazionale, che dipende a sua volta dal carico, dalla tecnologia costruttiva e, non ultimo, dal fabbricante.

Soluzione 1

Per ovviare a tutte queste incertezze e limitazioni non rimane altro da fare che complicare il circuito. Una prima soluzione, che utilizza due operazionali, è visibile in Fig. 1 e assomiglia, nel funzionamento, ad un flip-flop.

Il segnale V_{in} da monitorare viene confrontato con le soglie V_{TH} o V_{TL} dal rispettivo operazionale, anche se solo uno dei due è abilitato dall'altro. Supponiamo $V_{in} < V_{TH}$ e che V_{out} sia, con linguaggio corrente, bassa. In questa condizione il diodo $D1$ risulta essere interdetto per cui anche l'uscita dell'operazionale superiore $A1$ è bassa, proprio perché $V_{in} < V_{TH}$. Ciò fa sì che $D2$ forzi l'ingresso non invertente dell'operazionale inferiore $A2$ ad una tensione minore di V_{TL} , il che conferma V_{out} bassa.

Se V_{in} supera V_{TH} l'operazionale superiore porta l'uscita alta, sbloccando $A2$, che a sua volta alza V_{out} ad una tensione alta bloccando $A1$.

La situazione si sblocca ora solo quando V_{in} scende ad un valore inferiore a V_{TL} , riportando il circuito nella condizione inizialmente supposta.

Come si può notare il circuito commuta fra due soglie con la precisione consentita dall'offset d'ingresso degli operazionali e dalla caduta su $R1$ e $R2$. Bufferizzando V_{in} , se questa dovesse presentare una resistenza equivalente troppo alta, è possibile ridurre le due resistenze del circuito minimizzando ulteriormente la loro negativa influenza dovuta alla caduta di tensione che vi si instaura per il passaggio della corrente di polarizzazione degli ingressi non invertenti degli operazionali e della corrente inversa dei diodi, nonché per il rumore captato per l'alto valore ohmico.

Una simile soluzione circuitale, dove si utilizzino amplificatori operazionali di qualità, consente di commutare con precisioni anche inferiori a 100 microvolt, senza nemmeno una compensazione dell'offset d'ingresso.

L'unica avvertenza da tenere presente in questo circuito è che V_{TL} deve essere superiore alla tensione minima d'uscita degli amplificatori operazionali maggiorata della caduta di tensione di $D2$. Parimenti V_{TH} deve risultare inferiore alla tensione d'uscita massima diminuita della caduta su $D1$.

Soluzione 2

Il circuito di Fig. 1, nella sua semplicità, non ha però la possibilità di inserire dei circuiti di ritardo alla commutazione di lunga durata perché l'unico segnale filtrabile è soltanto V_{in} , su cui difficilmente è possibile intervenire con grandi ritardi soprattutto se V_{in} è prossimo alla soglia di scatto. Ciò introduce il circuito di Fig. 2 che prevede la possibilità di un ritardo, grazie a $R2$ e $C2$, anche di decine di secondi, volendo.

Questo secondo tipo di comparatore, sebbene molto diverso dal precedente, ha un funzionamento molto più facilmente intuibile e tradizionale che sostanzialmente porta a selezionare, mediante interruttori analogici, una ben precisa e tarata soglia V_{TH} o V_{TL} , caricata dal solo ingresso non invertente dell'operazionale.

Parimenti anche l'ingresso V_{in} presenta un'altissima impedenza d'ingresso coincidendo con l'altro ingresso dell'operazionale, cosa che in alcune situazioni può essere di importanza non trascurabile. Un secondo vantaggio è la possibilità di inserire un ritardo fra l'istante in cui viene rilevato il passaggio per la soglia impostata e il momento in cui questa viene mutata, evitando commutazioni in presenza di rumore a cavallo della soglia. Ciò consente addirittura, se $R2$ fosse sostituita da una rete R-D, di avere ritardi diversi a seconda che il passaggio avvenga fra la soglia V_{TL} e V_{TH} o viceversa. Questi ritardi sono a loro volta indipendenti dall'entità della variazione dell'ingresso essendo realizzati su un segnale già normalizzato: l'uscita dell'amplificatore operazionale.

Il gruppo $R1-C1$ può ottemperare a due funzioni: un passaggio graduale fra una soglia e l'altra ed evitare che dei glitch, durante la fase di commutazione dei due interruttori analogici, porti ad una commutazione indesiderata dell'uscita dell'operazionale, in particolar modo quando il segnale d'uscita dell'intero blocco comparatore è proprio l'uscita dell'operazionale, anche se generalmente il segnale più significativo è quello proveniente del trigger di Schmitt. In ogni caso a seconda che sia prevalente la necessità di un ritardo o che sia necessaria solamente l'eliminazione di eventuali glitch vanno dimensionati opportunamente i valori di $R1$ e $C1$.

Due soluzioni per problemi simili: come al solito sono le condizioni al contorno che determinano la scelta, sulla base anche della componentistica eventualmente già disponibile o in eccesso nel circuito.

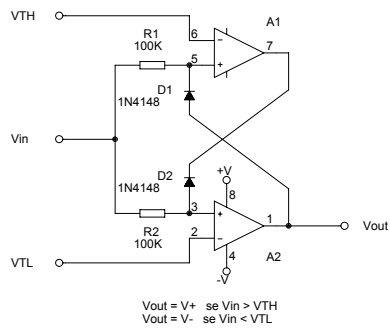


Fig. 1 La versione con due operazionali del comparatore di precisione con isteresi e' estremamente semplice, ma meno versatile della configurazione circuitale di Fig. 2.

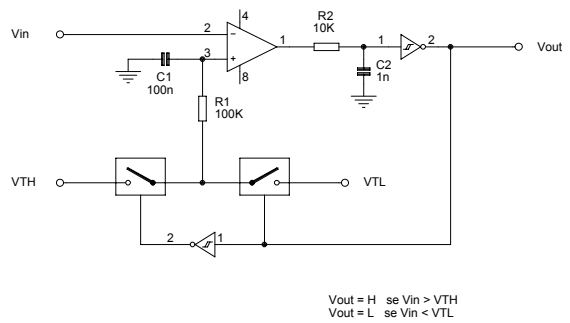


Fig. 2 Questa seconda versione del comparatore di precisione con isteresi consente una maggiore versatilita', come spiegato nell'articolo.