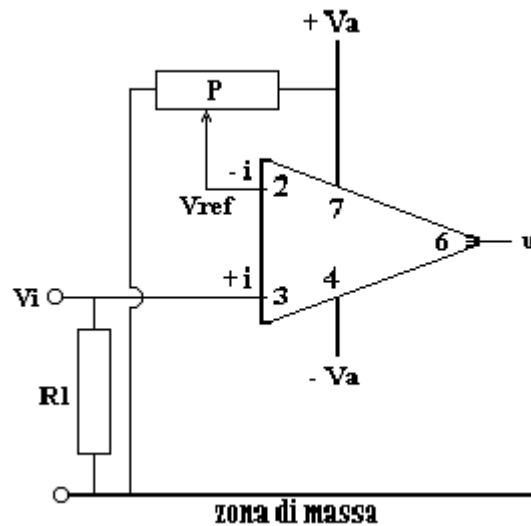


4.13 Il circuito comparatore

Il circuito comparatore è utile in tutti quei casi in cui si debba eseguire un controllo d'ampiezza di tensioni continue; il dispositivo si realizza, generalmente, con un microamplificatore a guadagno libero collegato come mostrato in figura 4.21.

figura 4.21



Il circuito di figura è molto semplice ed il suo funzionamento è elementare; il microamplificatore è collegato, senza circuito di controreazione, come amplificatore in corrente continua, ed è, come s'è detto innanzi, a guadagno libero; l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua positiva $+V_{ref}$, la tensione di polarizzazione viene amplificata dall'integrato e, dato l'elevato guadagno, porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione raggiungibile dall'uscita U. Il livello di saturazione raggiunto da U è di segno opposto di $+V_{ref}$ dato che questa è applicata all'ingresso invertente; U sarà pertanto prossima, come livello, alla tensione negativa d'alimentazione $-V_a$.

Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua positiva $+V_i$, applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento $+V_{ref}$; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione negativo a livello di tensione positivo con U prossimo alla tensione d'alimentazione $+V_a$.

Dal funzionamento illustrato deriva il nome di circuito "comparatore"; esso infatti consente il verificarsi di un evento, il cambiamento di stato del livello d'uscita, in corrispondenza della comparazione tra due livelli di tensione $+V_i$ e $+V_{ref}$.

Per la verità il cambiamento di stato del circuito non si ha per la comparazione teorica

$$+V_i = +V_{ref}$$

ma per un valore di V_i di poco superiore a $+V_{ref}$ secondo l'espressione

$$+V_i + \Delta = +V_{ref}$$

Si comprende come, minore potrà essere l'errore commesso Δ , migliore sarà la precisione di comparazione del circuito.

Il comparatore di figura 4.21 può lavorare anche in modo opposto qualora, per necessità, si debba controllare il possibile decadimento di una tensione $+V_i$ sempre presente all'ingresso del circuito rispetto ad un livello prefissato di riferimento $+V_{ref}$. In questo caso, a riposo, dovrà essere

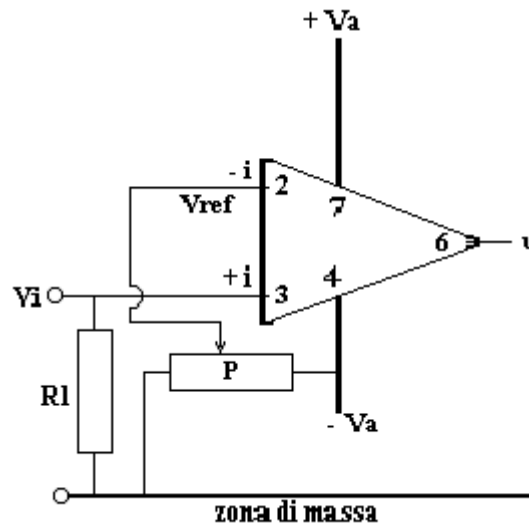
$$+ V_i > + V_{ref}$$

e l'uscita U sarà a livello positivo, qualora, a causa di decremento di V_i si verificasse la condizione

$$+ V_i < + V_{ref}$$

Per la comparazione di tensioni negative, $-V_i$, il circuito deve avere la tensione di riferimento di segno negativo così come risulta dallo schema di figura 4.22.

figura 4.22



In questa nuova configurazione circuitale l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua negativa $-V_{ref}$ che porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione positiva raggiungibile dall'uscita U. Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua negativa $-V_i$, applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento $-V_{ref}$; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione positivo a livello di tensione negativo.

Per evitare confusione con le definizioni algebriche sui numeri relativi quest'ultima descrizione necessita di un chiarimento di carattere numerico:

Se ad esempio:

$$-V_{ref} = -10 \text{ V}$$

s'intenderà $-V_i$ inferiore a $-V_{ref}$ quando:

$$-V_i = -9 \text{ V}$$

s'intenderà $-V_i$ superiore a $-V_{ref}$ quando:

$$-V_i = -11$$

Impostiamo ora i calcoli per il progetto di un circuito comparatore:

Dati di base:

Sia da realizzare un comparatore in grado di controllare quando lo stato di variabilità di una tensione continua V_i di + 1.5 volt supera il +/- 10 %, il controllo deve essere fatto con un errore

massimo del +/- 1.5 % sui limiti di variabilità attesi. L'indicazione del fuori controllo deve essere fornita dall'accensione di una lampada di segnalazione da 28 V 0.1 A.

Determinazione dei limiti di controllo:

I limiti di controllo richiesti nel +/- 10 % su di 1.5 volt sono:

limite superiore $L_s = +1.5 \text{ V} + 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.65 \text{ V}$

limite inferiore $L_i = +1.5 \text{ V} - 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.35 \text{ V}$

Determinazione dell'errore sui limiti di controllo:

L'errore massimo sui limiti di controllo deve essere del +/- 1.5 %

L'errore sul limite superiore deve essere:

$\Delta 1 = 1.65 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-24.75 \text{ mV}$

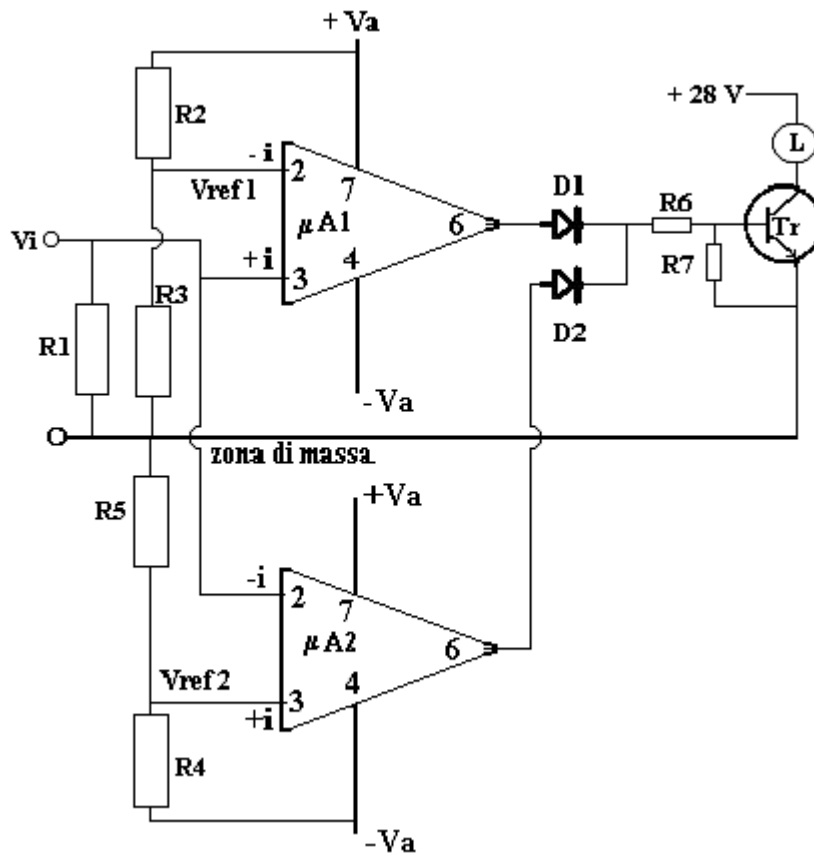
L'errore sul limite inferiore deve essere:

$\Delta 2 = 1.35 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-20.25 \text{ mV}$

Caratteristiche generali del circuito di comparazione:

I dati di base richiedono di eseguire una comparazione doppia, sia su V_i crescente che su V_i decrescente, ciò impone l'impiego di due integrati opportunamente collegati tra loro come mostrato nella figura 4.23

figura 4.23



In essa sono riportati i due microamplificatori, $\mu A1$ e $\mu A2$, il primo avente la $V_{ref} 1$ collegata all'ingresso invertente, determinata dal partitore $R2, R3$ per il controllo di V_i nel superamento di L_s , il secondo con $V_{ref} 2$ collegata all'ingresso non invertente, determinata dal partitore $R4, R5$ per il controllo del decadimento di V_i sotto L_i .

La tensione V_i sotto controllo è applicata, ai capi di R_1 , sia all'ingresso non invertente di $\mu A1$ che all'ingresso invertente di $\mu A2$.

Le uscite di $\mu A1$ e $\mu A2$ costrette, in condizioni normali dalle rispettive V_{ref} , al livello di circa $-V_a$, sono collegate, tramite $D1$ e $D2$ ed R_6 , alla base del transistor Tr chiusa a massa da R_7 . Il transistor Tr ha sul collettore la lampada L per l'indicazione del fuori controllo (si veda paragrafo 3.2). Il transistor, del tipo NPN, in condizioni normali non conduce; quando uno dei due integrati cambia stato, a seguito della fuoriuscita di V_i dai limiti di controllo, la sua tensione d'uscita diventata positiva e, tramite $D1$ o $D2$, porta in conduzione Tr che provoca l'accensione della lampada di segnalazione L .

Le tensioni d'alimentazione $\pm V_a$, essendo utilizzate anche per le V_{ref} , devono essere stabilizzate entro il $\pm 1\%$.

Caratteristiche dei circuiti integrati:

I circuiti integrati devono essere selezionati tra i tipi adatti a lavorare in corrente continua con tensioni e correnti di fuori zero d'ingresso che portino ad errori inferiori al Δ minimo di ± 20.25 mV calcolato in precedenza.

Selezionato il microamplificatore LF355 come probabile integrato adatto al progetto, avendo una tensione di fuori zero V_{fz} di soli 13 mV massimi, nettamente inferiore a Δ , dobbiamo controllare se anche le altre caratteristiche consentono di rientrare nei limiti imposti da Δ .

L'integrato, avendo le seguenti caratteristiche:

- I_{fz} = corrente di fuori zero d'ingresso = 2 nA massimo
- I_{po} = corrente di polarizzazione d'ingresso = 8 nA massimo

se collegato a resistori d'ingresso di valori non superiori a 10000 ohm può avere:

- tensione di fuori zero dovuta ad $I_{fz} = 2$ nA * 10000 ohm = 20 μ V

- tensione di fuori zero dovuta ad $I_{po} = 8$ nA * 10000 ohm = 80 μ V

- valori di fuori zero che, anche se sommati a $V_{fz} = 13$ mV, consentono al fuori zero globale di restare nettamente sotto al valore di ± 20.25 mV imposto dal progetto.

Si conclude quindi che l'integrato LF355 è idoneo per essere utilizzato nel nostro lavoro, anche senza il circuito esterno di compensazione del fuori zero.

Calcolo dei partitori per le tensioni di referenza:

Per il calcolo dei partitori è necessario definire le tensioni d'alimentazione $+V_a$ e $-V_a$ che, in base alle caratteristiche d'alimentazione dell'integrato LF355, possono essere scelte a ± 15 V. Le tensioni d'alimentazione positiva e negativa devono essere stabilizzate entro il $\pm 1\%$.

I valori delle tensioni di referenza devono essere

$$V_{ref1} = L_s = +1.65 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore R_2, R_3 scrivendo:

$$15 \text{ V} / (R_2 + R_3) = V_{ref1} : R_3$$

ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero, $R_3 = 1000$ ohm R_2 sarà:

$$R_2 = R_3 * (15 \text{ V} - V_{ref1}) / V_{ref1} = 1000 \text{ ohm} (15 \text{ V} - 1.65 \text{ V}) / 1.65 \text{ V} = 8090 \text{ ohm}$$

$$V_{ref2} = L_i = +1.35 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore R_4, R_5 scrivendo

$$15 \text{ V} / (R_4 + R_5) = V_{ref2} : R_5$$

ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero, $R_5 = 1000 \text{ ohm}$ R_4 sarà:

$$R_4 = R_5 * (15V - V_{ref2}) / V_{ref2} = 1000 \text{ ohm} (15V - 1.35V) / 1.35V = 10111 \text{ ohm}$$

Le resistenze dei partitori devono avere una precisione dell'ordine dell'1 %.

Computi vari:

-Il transistore Tr può essere scelto nel tipo 2N1711(si veda paragrafo 3.2).

-La resistenza R_1 , non essendo richiesti particolari valori per la resistenza d'ingresso del circuito, può essere posta, per la minimizzazione dei fuori zero, al valore $R_1 = 10000 \text{ ohm}$.

-La resistenza R_6 deve essere calcolata in base alla tensione di comando dovuta allo stato alto dell'uscita di uno degli integrati, valutabile per $V_a = 15 \text{ V}$, sulla scorta dei dati di catalogo, $V_u = 13V$ e sulla scorta delle caratteristiche del 2N1711:

La corrente di base di Tr , con il carico della lampada L , sarà

$$I_b = 100 \text{ mA} / hFE = 100 \text{ mA} / 100 = 1 \text{ mA}$$

valutando la somma delle due tensioni di giunzione del diodo e del transistore a 1.4 V si ha

$$R_6 = (V_u - 1.4 \text{ V}) / I_b = (13V - 1.4V) / 1 \text{ mA} = 11600 \text{ ohm} \text{ (arrotondabile a } 10000 \text{ ohm)}$$

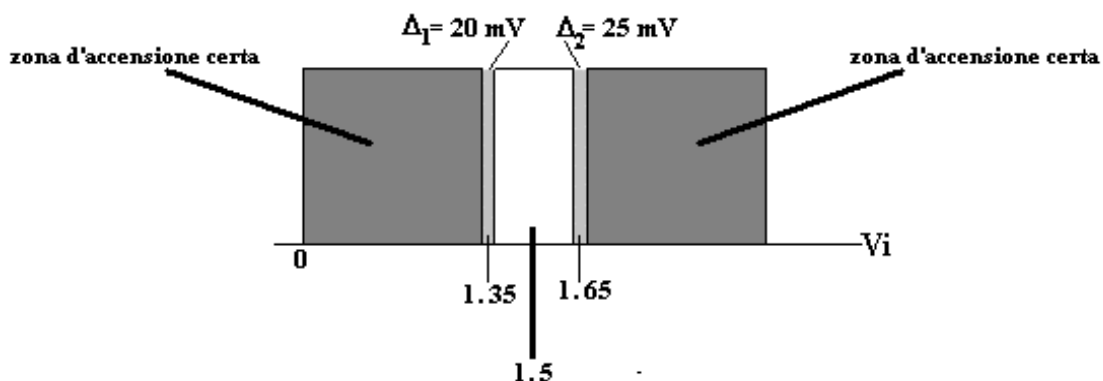
-La resistenza R_7 ha il solo compito di non lasciare aperto il circuito di base di Tr quando quest'ultimo non è in conduzione, una resistenza da 100 Kohm è adatta.

-I diodi D_1 e D_2 , date le modeste tensioni di lavoro, possono essere selezionati nel tipo 1N2001

Esame della risposta del comparatore alle variazioni di V_i :

E' interessante mettere in grafico la risposta del comparatore alle variazioni di V_i ; la figura 4.24 mostra l'andamento dell'accensione della lampada di segnalazione in funzione dell'ampiezza di V_i . Il grafico non è in scala proporzionata all'ampiezza delle tensioni in gioco per consentire di evidenziare gli intervalli di Δ delle tolleranze.

figura 4.24



La zona bianca, compresa tra $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$ e $(1.65 - \Delta_2/2)$ è l'intervallo entro il quale è accettata la variazione di V_i senza segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio chiaro, compresa tra $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$ e $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio chiaro, compresa tra $(1.65 \text{ V} - \Delta_1/2)$ e $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio scuro sotto i $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$ è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio scuro sopra i $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

Osservazioni di carattere generale:

Nel progetto non si è accennato ai tempi di reazione del comparatore perché ciò non era richiesto dal sistema dovendo accendere una lampada che notoriamente ha un'inerzia elevata; possono però presentarsi casi in cui si renda necessaria una elevata velocità di transizione del comparatore da uno stato all'altro, in tali circostanze i circuiti integrati devono essere selezionati in base alla velocità di transizione richiesta.

Se non si possono disporre tensioni d'alimentazione $\pm V_a$ stabilizzate entro le tolleranze richieste, si possono formare le tensioni di riferimento V_{ref} mediante un circuito ausiliario con diodo zener.