

Generatori di tensione

Laboratorio di Elettronica B
Anno accademico 2007-2008

In molte applicazioni analogiche, specialmente per i processi di conversione D/A e A/D, è necessario disporre di tensioni di riferimento precise. Mostriamo alcuni metodi per ottenere tali generatori.

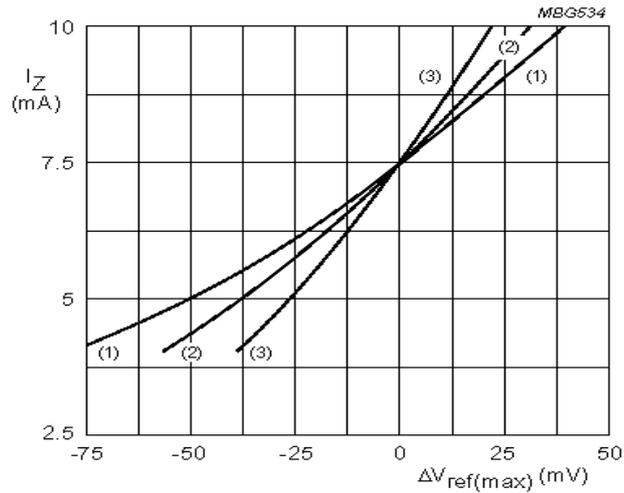
Una possibilità consiste nell'utilizzare *diodi zener*. I diodi di questo tipo esistono nell'intervallo della tensione di zener da circa $2,5V$ a $30V$. Il *coefficiente di temperatura* della tensione di zener è negativo per tensioni inferiori ai $6V$ mentre per tensioni superiori il coefficiente diviene positivo. Negli intervalli di tensione estremi tale coefficiente è dell'ordine della frazione di millivolt per grado centigrado.

Esistono diodi alla tensione di $6V$ con coefficiente di temperatura praticamente nullo. In Fig. 1.9 e 2.9 sono date le caratteristiche, per uno zener da $6V(1N821)$, della variazione della tensione di zener e del suo coefficiente di temperatura in funzione della corrente del diodo.

Dalle curve si vede che per la corrente di $7,5mA$ la variazione della tensione di zener e del suo coefficiente di temperatura sono nulli al variare della temperatura stessa.

Possiamo quindi realizzare un circuito, con un operazionale in configurazione non invertente, che ci fornisce una tensione stabile che a sua volta è utilizzata per stabilizzare la corrente di zener nel punto di lavoro ottimale.

All'accensione di questo circuito potrebbe succedere che lo zener si mettesse a lavorare come un diodo diretto, con una tensione di $-0,6V$ ai capi, generando quindi una tensione d'uscita di $-0,9V$. A ciò si ovvia inserendo un diodo tra l'uscita dell'amplificatore e le resistenze ad essa connesse come in Fig. 4.9. Sappiamo che una giunzione di diodo polarizzata direttamente ha un coefficiente di temperatura importante: circa $-2,2mV/^\circ C$ per grado per correnti inferiori ai $100\mu A$, $-1,6mV/^\circ C$ per correnti da 1 a $10mA$. Influisce questo coefficiente di temperatura sulla nostra tensione di riferimento? La risposta è no. Infatti il diodo è all'interno della maglia di controreazione pertanto può essere pensato come appartenente all'amplificatore per il quale valgono tutti i risultati ottenuti supponendo che la sua amplificazione a maglia aperta sia sufficientemente alta.



Referenced to $I_Z = 7.5$ mA.

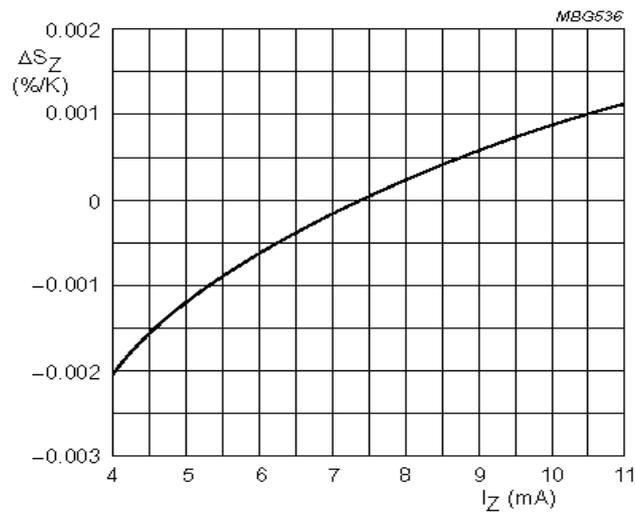
(1) $T_j = 100^\circ\text{C}$.

(2) $T_j = 25^\circ\text{C}$.

(3) $T_j = -55^\circ\text{C}$.

Working current as a function of the maximum reference voltage excursion.

Fig. 1.9



Temperature coefficient change as a function of working current; typical values.

Fig. 2.9

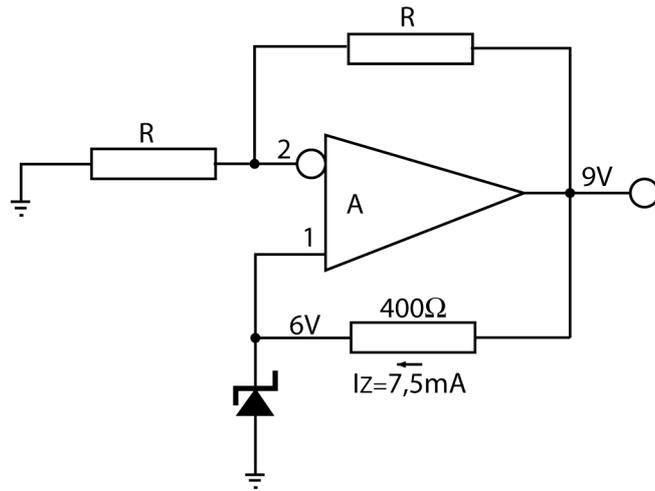


Fig. 3.9

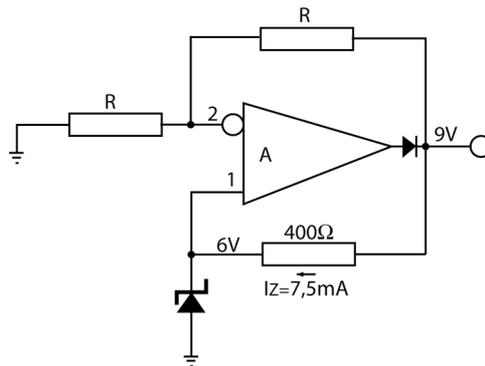


Fig. 4.9

Una variazione migliorativa del circuito precedente si vede in Fig. 5.9. Abbiamo utilizzato il generatore di corrente di corrente di Fig. 6.6 con $n=m=1$.

In questo caso abbiamo nei vari nodi le tensioni scritte nella figura. Anche qui abbiamo aggiunto un diodo per forzare lo zener ad accendersi come tale.

È immediato verificare che non c'è corrente su R_2 pertanto la corrente che polarizza lo zener viene solo attraverso gli 800Ω . Conviene tenere R_1 ed R_2 piuttosto alte, dell'ordine delle decine di kilohm, per non sprecare

potenza. La tensione di riferimento, par alla tensione di zener, si preleva all'uscita dell'amplificatore V_{out1} a impedenza d'uscita nulla.

Ricordando la (28.6) avremmo potuto porre $n=0.5$. In tal caso la tensione all'uscita dell'amplificatore 2 sarebbe stata di $9V$ perchè avremmo dovuto mettere una resistenza di riferimento da 400Ω . Una tensione più bassa in uscita all'amplificatore 2 è preferibile perchè più lontana dalle tensioni di alimentazione che sono normalmente di $\pm 15V$. Infatti $12V$ in uscita è una tensione limite per molti operazionali.

Mentre V_{out1} rappresenta sempre la tensione di zener, a bassa impedenza, anche l'altra tensione V_{out2} è disponibile a bassa impedenza ed ha il valore $V_{out2}=V_{out1}(1+R_{11}/R_1)$.

Un altro metodo per realizzare una tensione di riferimento è il cosiddetto *bandgap voltage generator*. Il nome del circuito è alquanto improprio e la sua origine sarà spiegata in seguito.

Consideriamo il circuito di Fig. 6.9. La tensione ai capi del diodo VD_2 sarà leggermente maggiore di quella ai capi di VD_1 in quanto attraversato da una corrente maggiore se $n > 1$.

Tenendo presente che la tensione ai morsetti d'ingresso dell'amplificatore è la stessa, VD_2 , possiamo scrivere

$$\frac{V_R - VD_2}{R} = \frac{VD_2 - VD_1}{R_1} \quad (1.9)$$

dalla quale risulta

$$V_R = \frac{R}{R_1}(VD_2 - VD_1) + VD_2 \quad (2.9)$$

Ricordiamo l'espressione della corrente I di un diodo

$$I = I_0 \left(e^{\frac{VD}{VT}} - 1 \right) \approx I_0 * e^{\frac{VD}{VT}} \quad (3.9)$$

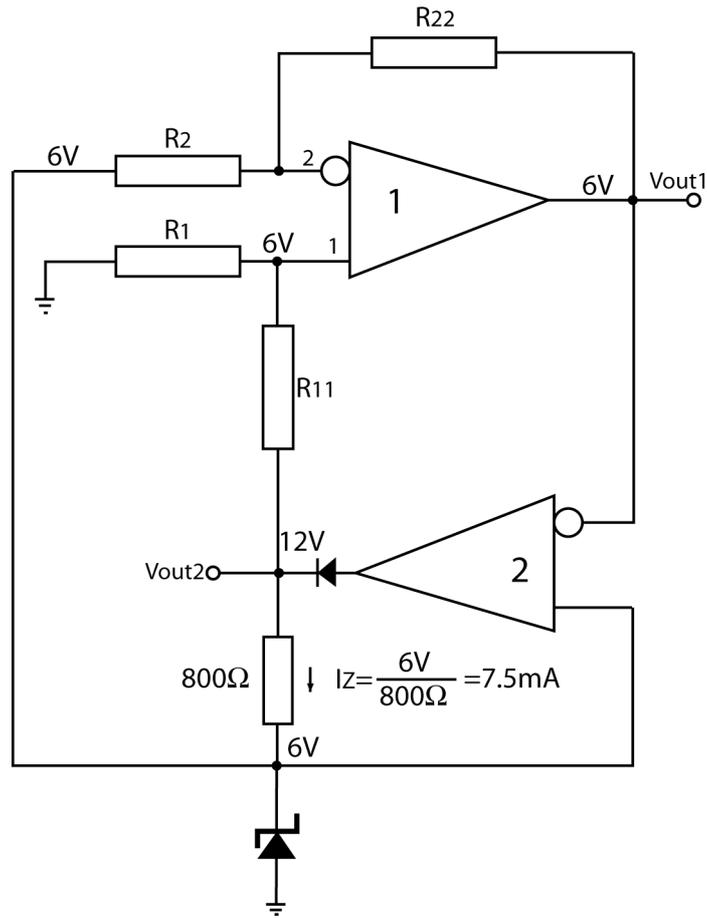


Fig. 5.9

dove

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25mV \rightarrow @ 300K \quad (4.9)$$

essendo $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ (oppure $8,61 \cdot 10^{-5} \text{ eV}$) e $q=1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, carica dell'elettrone. Applicando la (3.9) ai nostri diodi otteniamo

$$VD_1 - VD_2 = V_T * \ln n \quad (5.9)$$

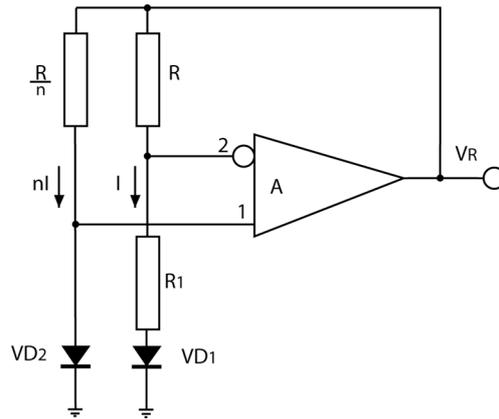


Fig. 6.9

pertanto la (2.9) diventa

$$V_R = \frac{R}{R_1} (V_T * \ln n) + VD_2 \quad (6.9)$$

Poichè vogliamo V_R sia costante al cambiare della temperatura, sarà sufficiente porre uguale a zero la derivata prima della (6.9) rispetto alla temperatura. Ricordiamo che avevamo già visto che

$$\frac{\partial VD_2}{\partial T} = -1,6mV \quad (7.9)$$

quindi annullare la derivata della (6.9) significa scrivere

$$0 = \frac{R}{R_1} \left(\frac{k}{q} * \ln n \right) - 1,6 \cdot 10^{-3} \quad (8.9)$$

La condizione di stabilità in temperatura si ha quindi per

$$\frac{R}{R_1} \ln n = 18,55 \quad (9.9)$$

In questa condizione la (6.9) diventa

$$V_R = 18,55 * 25 * 10^{-3} + .7 \approx 1,16V$$

avendo posto $VD_2=0,7V$.

Abbiamo ottenuto la condizione di stabilità mettendo in competizione due quantità con coefficienti di temperatura opposti. Ciò che otteniamo al variare della temperatura è mostrato nel grafico di Fig. 7.9.

V_{G_0} è il valore della tensione di giunzione estrapolata allo zero assoluto.

V_{G_0} è chiamato tensione di bandgap.

Generatori di tensione basati sullo stesso principio possono essere realizzati con strutture diverse. In Fig. 8.9 viene presentato un circuito che permette di ottenere tensioni di qualsiasi valore.

La tensione d'uscita sarà $(1+R_2/R_3)V_R$ e potremo scrivere

$$\frac{(V_R - VB_1) - (V_R - VB_2)}{R_1} = \frac{V_R - VB_2}{R} \quad (10.9)$$

e poi si procede come nel caso precedente ricordando che per la giunzione base-emettitore del transistor vale ancora la (3.9). Per ottenere poi la stabilità in temperature si pone nulla la derivata dell'espressione della tensione di riferimento rispetto alla temperatura stessa.

Altre possibili strutture sono date nelle figure seguenti per le quali si lascia l'analisi al lettore. È importante ricordare sempre che il coefficiente di temperatura per la giunzione base-emettitore di un transistor o di un diodo polarizzato con correnti dell'ordine del milliamperè è circa $-1,6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Nelle analisi fatte fin qui non ci siamo preoccupati di verificare se l'amplificatore fosse correttamente connesso con controreazione negativa. È immediato verificare ciò applicando il *principio di sovrapposizione* sia allo schema di Fig. 7.9 che 8.9.

Per l'ultimo caso mostriamo il circuito equivalente avendo posto per semplicità $R_2=0$. Nella Fig. 8bis.9 abbiamo sostituito alle giunzioni i generatori V_1 e V_2 e poi abbiamo disegnato i circuiti equivalenti applicando un generatore per volta.

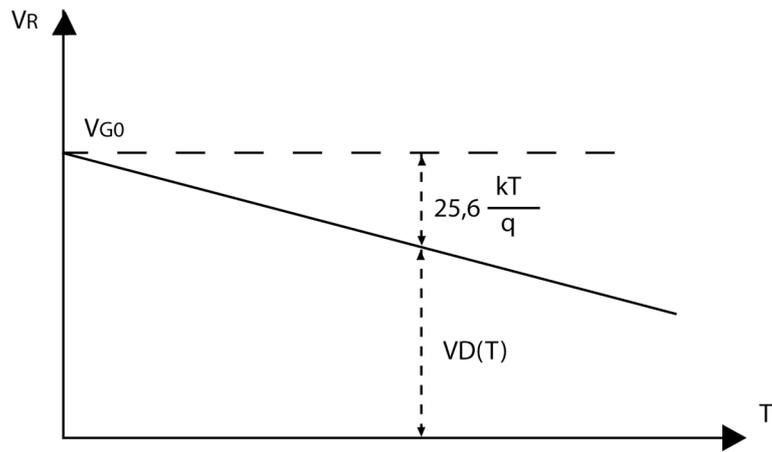


Fig. 7.9

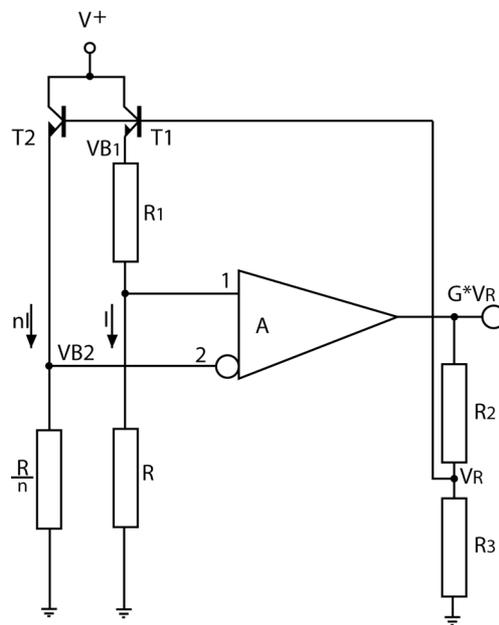


Fig. 8.9

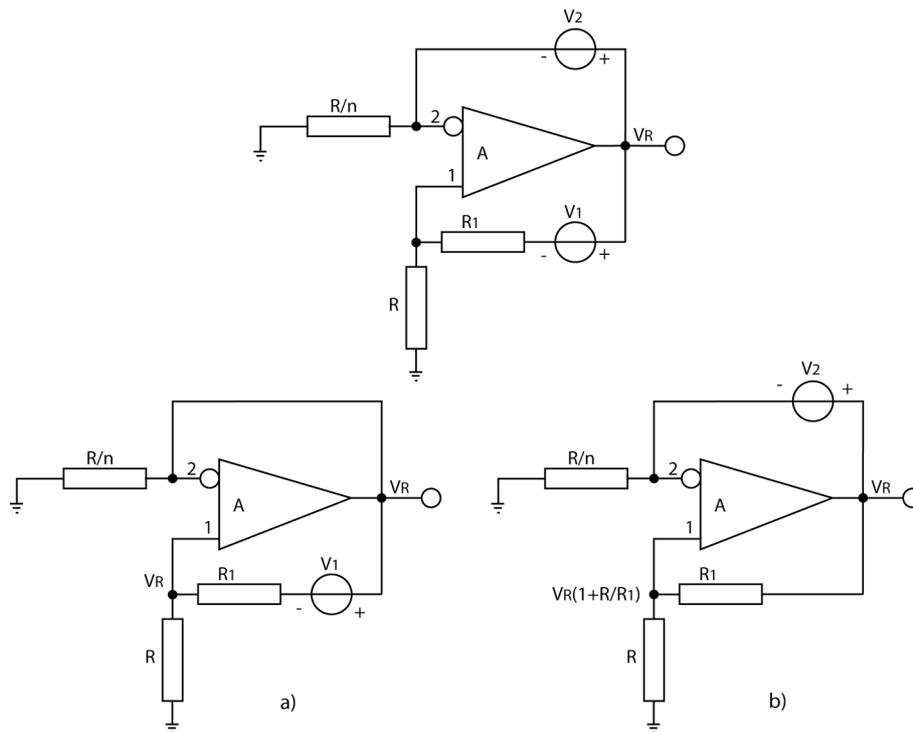


Fig. 8bis.9

Dal lato *a)* della figura abbiamo

$$-V_R = \frac{V_1}{R_1} R \quad (11.9)$$

tenendo conto che la corrente generata da V_1 entra in V_R ma non può che provenire dalla R .

Dal lato *b)* otteniamo

$$V_R - V_R \left(\frac{R}{R + R_1} \right) = V_2 \quad (12.9)$$

dalla quale

$$V_R = V_2 \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) \quad (13.9)$$

e sovrapponendo gli effetti si riottiene la nota formula

$$V_R = \frac{R}{R_1} (V_2 - V_1) + V_2 \quad (13.9)$$

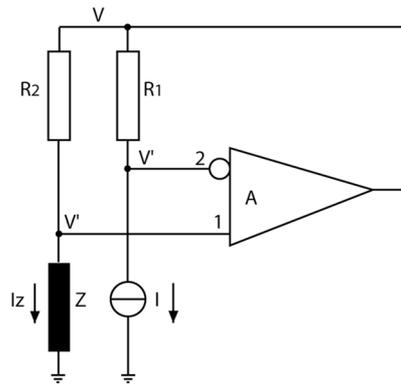


Fig. 9.9

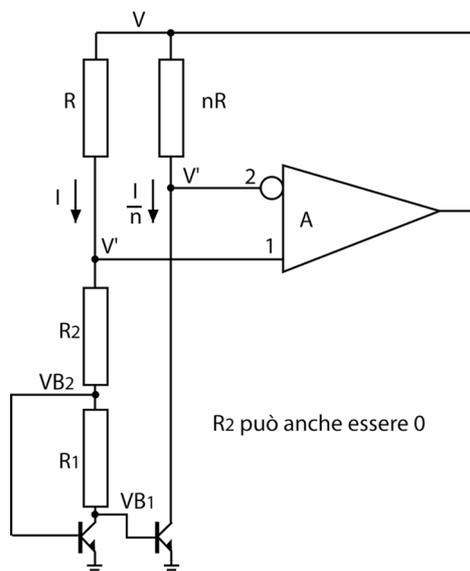


Fig. 10.9

Prima di fornire gli schemi di altri generatori bandgap consideriamo la Fig. 9.9. In essa l'operazionale agisce da specchio di corrente. Infatti possiamo scrivere che

$$I_L = I \frac{R_1}{R_2} \quad (11.9)$$

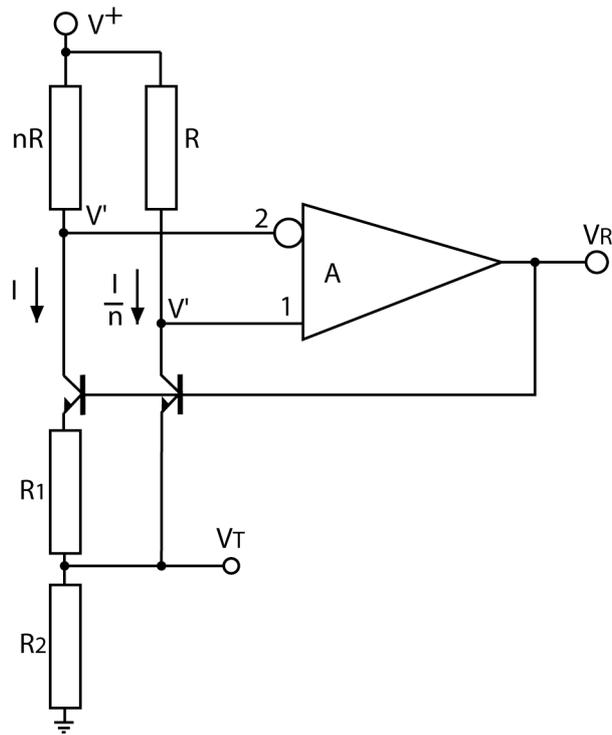


Fig. 11.9

Dai circuiti che generano tensioni di bandgap si possono anche ricavare circuiti che misurano accuratamente la temperatura con scale diverse e con origini diverse. Analizziamo un caso che sarà facilmente esteso a circuiti analoghi. Supponiamo di disporre di una unità del tipo di Fig. 11.9 e connettiamola come in Fig. 13.9 dove nel blocco “bandgap” è contenuto il circuito di Fig. 11.9.

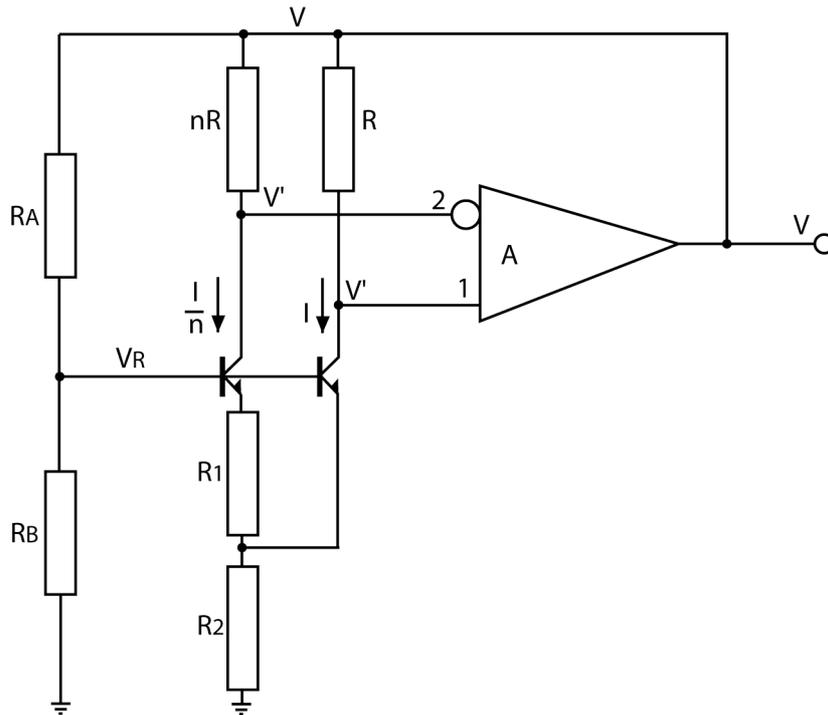


Fig. 12.9

Ci proponiamo di realizzare un circuito che misuri la temperatura con scala variabile e indicazione dei 25 °C ad un valore predefinibile.

Risulta immediatamente che

$$V_0 = V_T \left(1 + \frac{R_c R_b + R_c R_a}{R_a R_b} \right) - V_R \frac{R_c}{R_a} \quad (12.9)$$

e ricordando che

$$V_T = V_R - V_{be} \quad (13.9)$$

scriviamo

$$V_0 = V_R \left(1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - V_{be} \left(1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (14.9)$$

Ricordando che a 25 °C V_{be} vale 700mV il valore di scala sarà

$$\frac{\partial V_0}{\partial T} = 1,6 * 10^{-3} \left(1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (15.9)$$

mentre il valore a a 25 °C sarà

$$V_{25} = V_R \left(1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - 700 * 10^{-3} \left(1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (16.9)$$

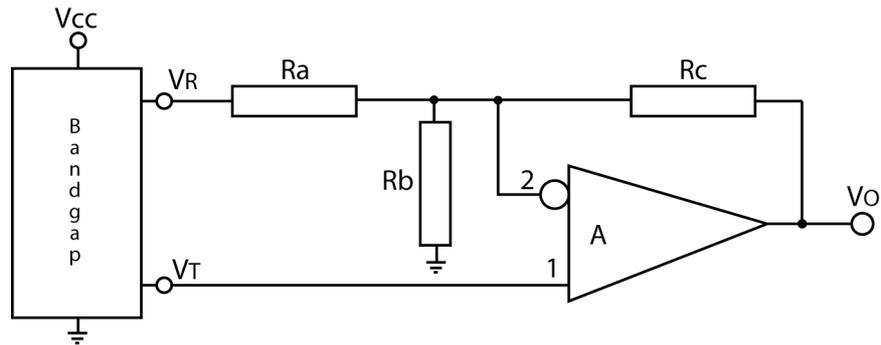


Fig. 13.9

Ad esempio se volessimo V_{25} uguale a $2,5V$ per $T=25^{\circ}C$ ed una scala di $100mV$ per grado basterebbe porre, ricordando che V_R vale $1,16 V$,

$$\left(1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) = \frac{100}{1,6} = 62,5 \quad (17.9)$$

e

$$2,5 = 1,16 \left(1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - 700 * 10^{-3} * 62,5 \quad (18.9)$$

ovvero

$$\frac{R_c}{R_b} = 38,8 \quad (19.9)$$

e

$$\frac{R_c}{R_a} = 22,7$$

(20.9)