

## 9. Generatori di tensione

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.

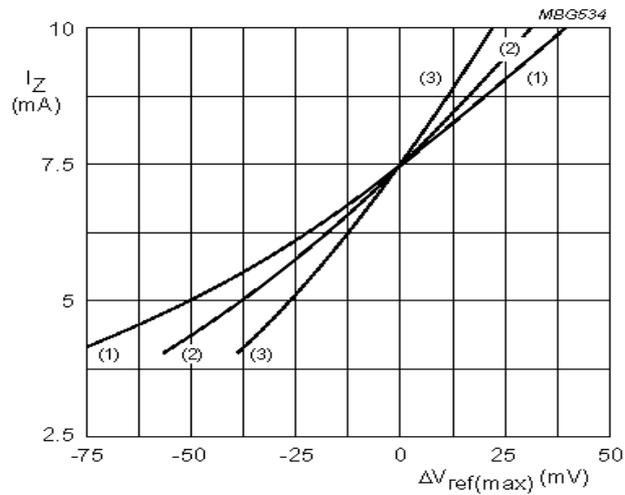
Una possibilità consiste nell'utilizzare *diodi zener*. I diodi di questo tipo esistono nell'intervallo della tensione di zener da circa  $2,5V$  a  $30V$ . Il *coefficiente di temperatura* della tensione di zener è negativo per tensioni inferiori ai  $6V$  mentre per tensioni superiori il coefficiente 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  $-2,2mV$  per grado. 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.

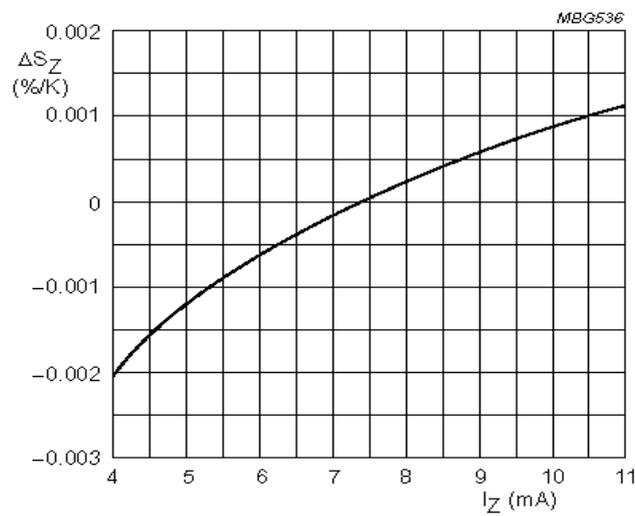
(1)  $T_j = 100^\circ\text{C}$ .

(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

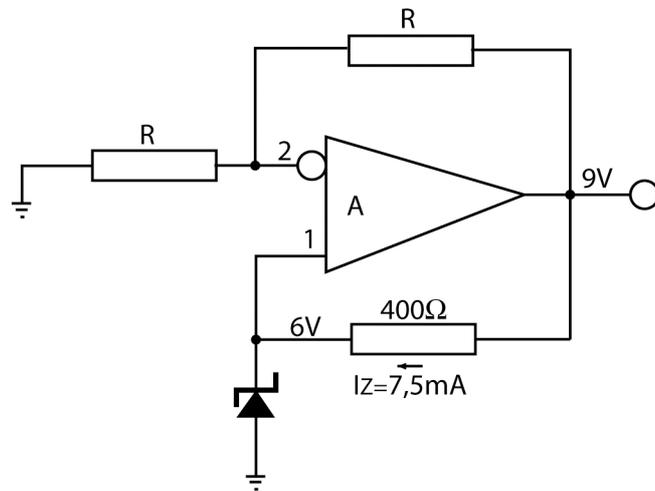


Fig. 3.9

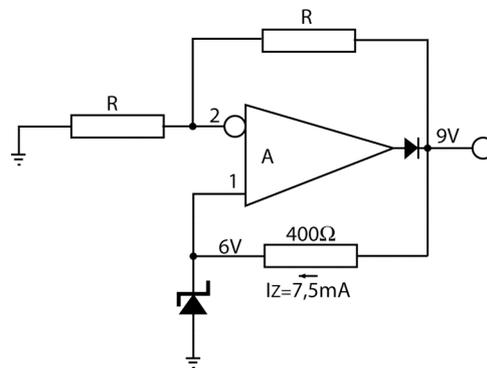


Fig. 4.9

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  $800\Omega$ . 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  $400\Omega$ . 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 una giunzione

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

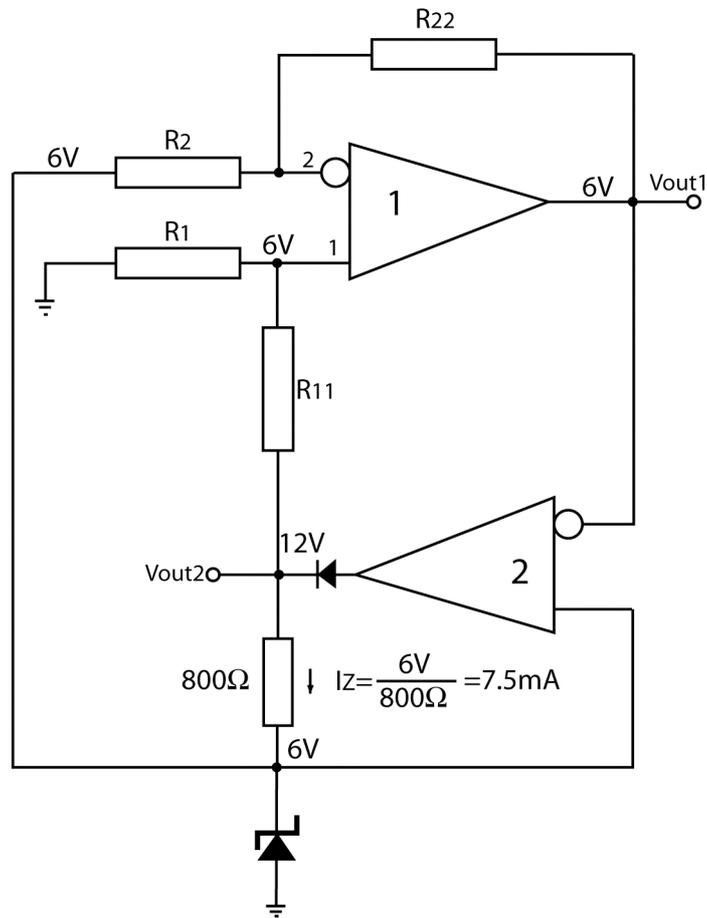


Fig. 5.9

dove

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

essendo  $k=1,38 \cdot 10^{-23} J/K$  (oppure  $8,61 \cdot 10^{-5} eV$ ) la costante di Boltzman,  $q=1,6 \cdot 10^{-19} C$  la carica dell'elettrone,  $I_0$  la corrente di saturazione inversa della giunzione e  $v$  una costante adimensionale, detta coefficiente di emissione, che può assumere valori fra 1 e 2. Applicando la (3.9) ai nostri diodi otteniamo

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

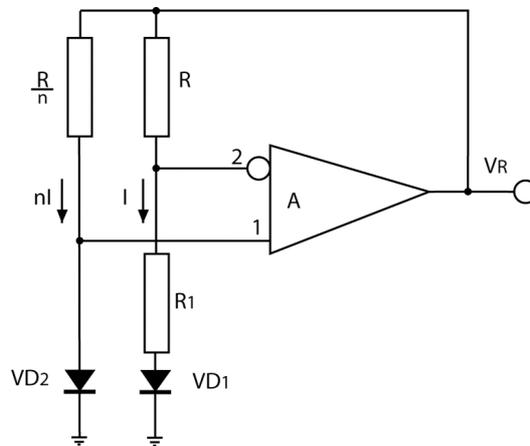


Fig. 6.9

pertanto la (2.9) diventa

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

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. Pertanto deve essere

$$\frac{\partial V_R}{\partial T} = \frac{R}{R_1} \left( v \frac{k}{q} \ln(n) \right) + \frac{\partial VD_2}{\partial T} = 0 \quad (7.9)$$

Nei testi si trova sovente l'affermazione che il valore di  $\frac{\partial VD}{\partial T}$  è una costante che vale  $-2,2mV/^{\circ}C$ .

In effetti così non è, proviamo quindi a valutare  $\frac{\partial VD}{\partial T}$ .

Il valore della corrente di saturazione  $I_0$  dipende fortemente dalla temperatura secondo al formula

$$I_0 = AT^3 e^{-\frac{V_{g0}}{vV_T}} \quad (8.9)$$

dove  $A$  e  $V_{g0}$  sono due costanti:  $A$  dipende dalla tecnologia mentre  $V_{g0} = 1,24V$ , come vedremo dalla (9.9), è il valore della tensione di giunzione estrapolata allo zero assoluto.

Combinando (3.9) e (8.9) con semplici passaggi si ottiene

$$V_D \approx \ln\left(\frac{I}{I_0}\right)vV_T = \ln\left(\frac{I}{AT^3}\right)v\frac{kT}{q} + V_{g0} \quad (9.9)$$

e quindi

$$\frac{\partial V_D}{\partial T} = \ln\left(\frac{I}{AT^3}\right)v\frac{k}{q} - 3v\frac{k}{q} \quad (10.9)$$

Sostituendo la (9.9) nella (10.9) abbiamo, per una  $V_D \approx 0.7V$

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_D}{\partial T} &= \frac{V_D - V_{g0}}{T} - 3v\frac{k}{q} \approx \\ &\approx \frac{-0.5}{300} - 3(1 \div 2) * \frac{1,38 * 10^{-23}}{1,6 * 10^{-19}} \approx \\ &\approx -1,66 \text{ mV}/^\circ\text{C} - (0,26 \div 0,52) \text{ mV}/^\circ\text{C} = \\ &= (-1,92 \div -2,18) \text{ mV}/^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (11.9)$$

Bisogna inoltre tener presente che  $V_D$  nella (11.9) dipende fortemente da  $I$ . Quindi ci dobbiamo attendere che il coefficiente di temperatura sia dipendente dalla corrente: per piccole correnti valore assoluto del coefficiente maggiore che per grandi correnti.

Pertanto, tenendo conto di un valore intermedio del coefficiente di temperatura la (7.9) diventa

$$\frac{R}{R_1} \left(\frac{k}{q} * \ln n\right) = \frac{(1,92 \div 2,18) \cdot 10^{-3}}{(1 \div 2)} = (0,81 \div 2,18) \cdot 10^{-3} \quad (12.9)$$

La condizione di stabilità in temperatura si ha quindi per

$$\frac{R}{R_1} \ln n \approx 9,4 \div 25,3 \quad (12.9)$$

In condizioni di stabilità la (6.9) diventa, per coefficiente di emissione pari a uno,

$$V_R = 22,37 * 25 * 10^{-3} + .6 \approx 1,16V \quad (13.9)$$

avendo posto  $VD_2=0,6V$ .

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.

$V_{g0}$  è il valore della tensione di giunzione estrapolata allo zero assoluto.  $V_{g0}$  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

$$\frac{(V_R - VB_1) - (V_R - VB_2)}{R_1} = \frac{V_R - VB_2}{R} \quad (14.9)$$

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 mettere in evidenza che il coefficiente di temperatura per la giunzione base-emettitore di un transistor debolmente polarizzato è sensibilmente inferiore ai  $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  ed è piuttosto vicino ai  $-1,9 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Convenzionalmente in tutti i circuiti che seguiranno porremo sempre la tensione di giunzione pari  $0,6V$  e il suo coefficiente di temperatura pari a  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Mettiamo in evidenza tuttavia che 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.

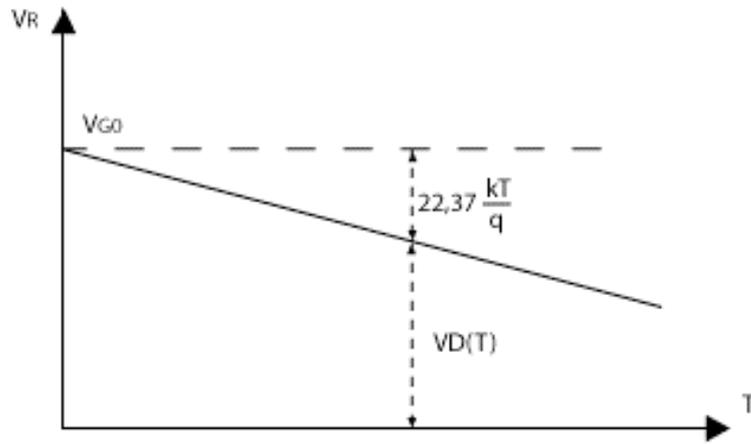


Fig. 7.9

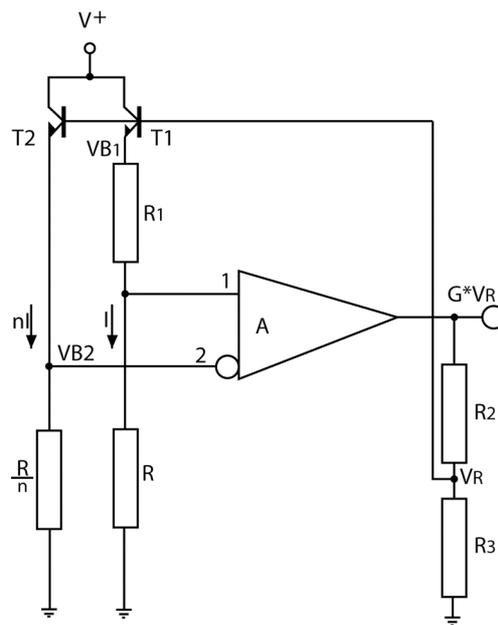


Fig. 8.9

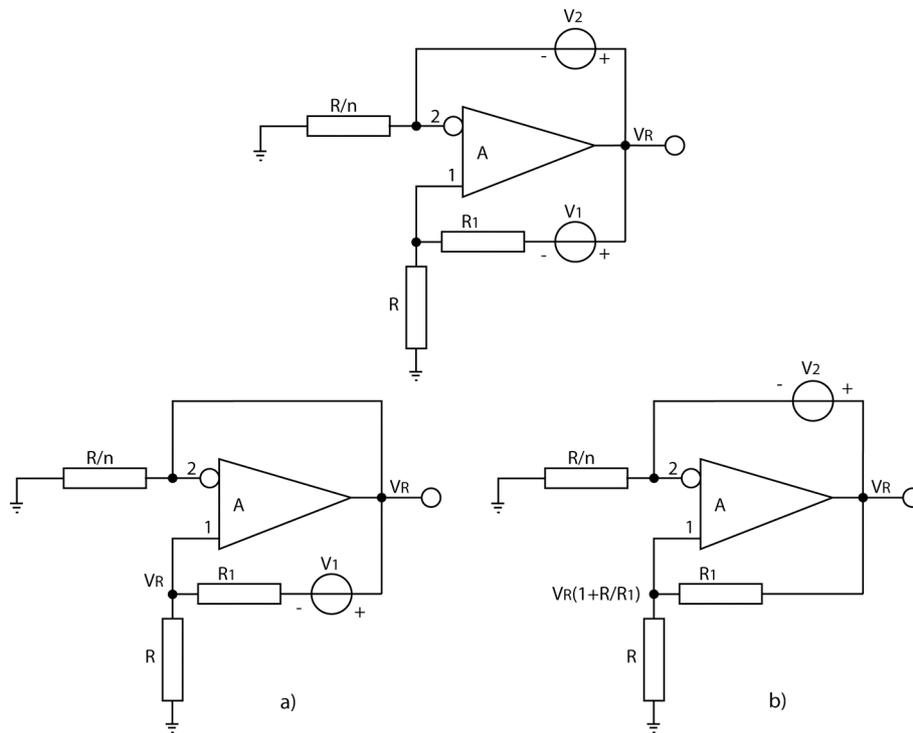


Fig. 8bis.9

Dal lato *a)* della figura abbiamo

$$-V_R = \frac{V_1}{R_1} R \quad (15.9)$$

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

Dal lato *b)* otteniamo

$$V_R - V_R \left( \frac{R}{R + R_1} \right) = V_2 \quad (16.9)$$

dalla quale

$$V_R = V_2 \left( 1 + \frac{R}{R_1} \right) \quad (17.9)$$

e sovrapponendo gli effetti si riottiene la nota formula

$$V_R = \frac{R}{R_1}(V_2 - V_1) + V_2 \quad (18.9)$$

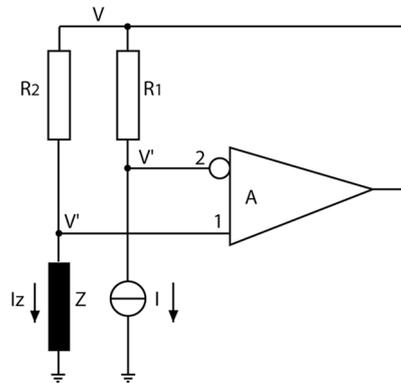


Fig. 9.9

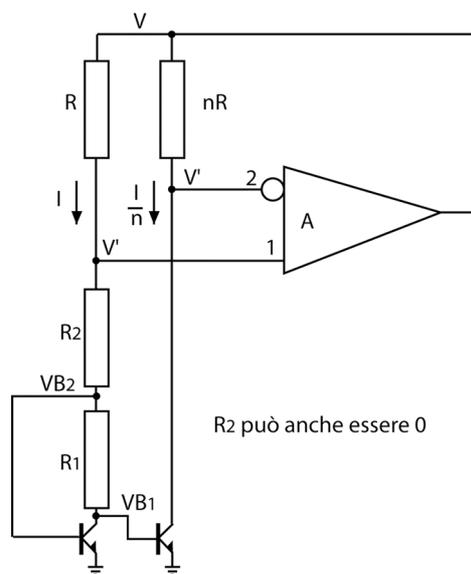


Fig. 10.9

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

$$I_L = I \frac{R_1}{R_2} \quad (19.9)$$

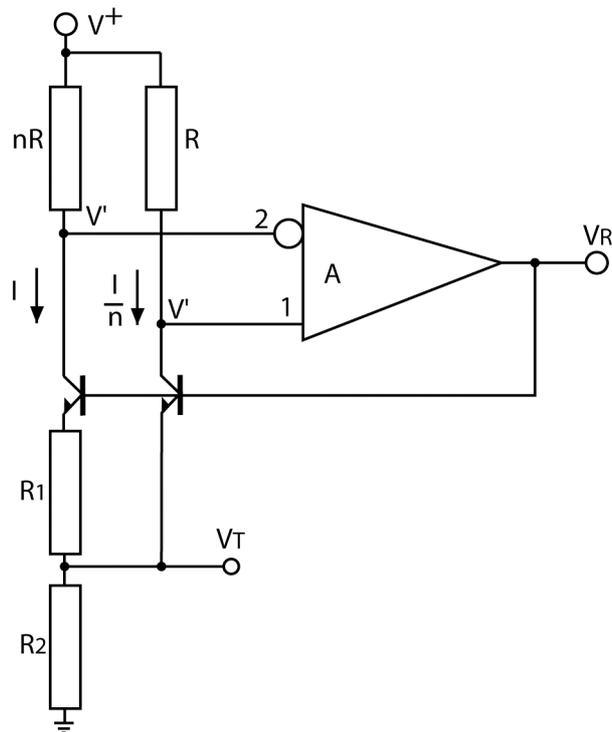


Fig. 11.9

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.

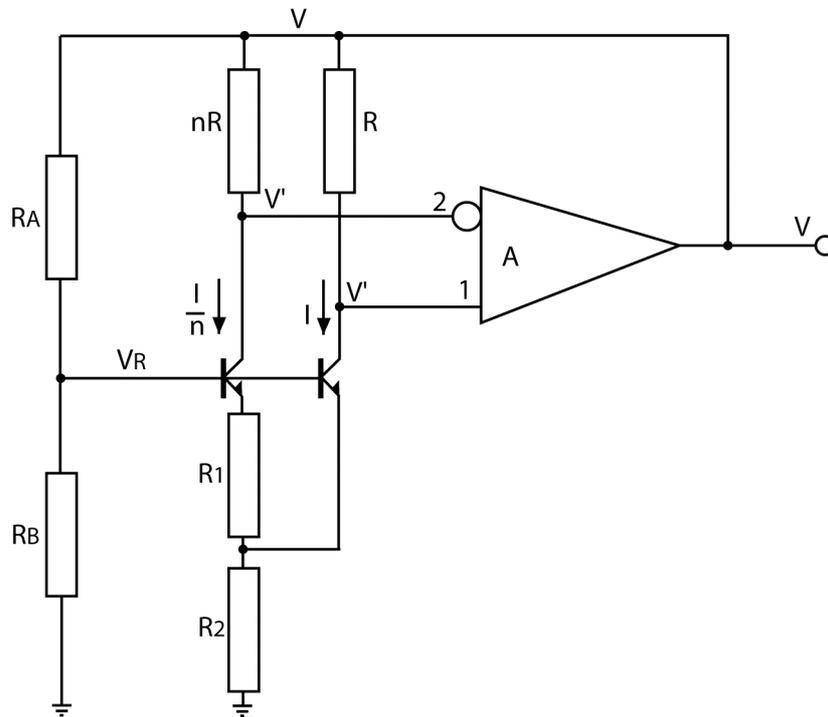


Fig. 12.9

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

$$V_0 = V_T \left( 1 + \frac{R_c R_b + R_c R_a}{R_a R_b} \right) - V_R \frac{R_c}{R_a} \quad (20.9)$$

e ricordando che

$$V_T = V_R - V_{be} \quad (21.9)$$

scriviamo

$$V_0 = V_R \left( 1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - V_{be} \left( 1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (22.9)$$

Ricordando che a 25 °C  $V_{be}$  vale 600mV il valore di scala sarà

$$\frac{\partial V_0}{\partial T} = 2,2 * 10^{-3} \left( 1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (23.9)$$

mentre il valore a a 25 °C sarà

$$V_{25} = V_R \left( 1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - 600 * 10^{-3} \left( 1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) \quad (24.9)$$

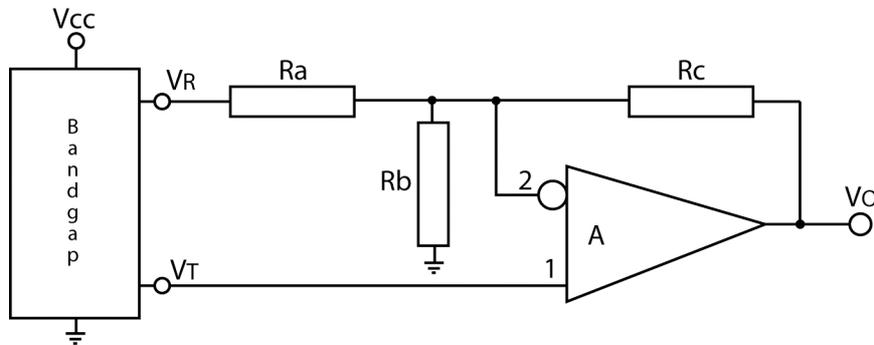


Fig. 13.9

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  $1,24V$ ,

$$\left( 1 + \frac{R_c}{R_a} + \frac{R_c}{R_b} \right) = \frac{100}{2,2} = 45,45 \quad (25.9)$$

e

$$2,5 = 1,24 \left( 1 + \frac{R_c}{R_b} \right) - 600 * 10^{-3} * 45,45 \quad (26.9)$$

ovvero

$$\frac{R_c}{R_b} = 23 \quad (27.9)$$

e

$$\frac{R_c}{R_a} = 21,45 \quad (28.9)$$

