



Aria di Feedback per il monitor Jean Company



Riparare un monitor non è mai una cosa semplice: spesso lo schema non è disponibile, altre volte i componenti di ricambio non sono facilmente reperibili. Quando però qualcuno sostituisce i componenti senza riuscire nella riparazione, in assenza di schema l'impresa diventa quasi impossibile

a cura di Flavio Criseo - 1ª parte

Il monitor ci viene consegnato completamente spento; tolto lo schienale, l'apparato si presenta come in **Foto 1**.

Cerchiamo immediatamente la posizione del transistor di riga (vedi **Foto 2**); subito notiamo un secondo problema, oltre a essere interrotto, il transistor switching nel

circuito di deflessione orizzontale è stato sostituito con un "presunto" equivalente.

Della sigla commerciale del Tr (Transistore) originale non si ha nessuna informazione, sappiamo solamente che è un BJT (Bipolar Junction Transistor) e non un MOS (Metal Oxide Semiconductor)

perché le serigrafie sullo stampato portano le sigle E-B-C.

Il transistor montato da chi ci ha preceduto nell'intervento è un 2SC5047 e il suo costo, non proprio economico, si aggira intorno ai 10 €.

Il monitor ha smesso di funzionare due ore dopo la riparazione e la sentenza è stata: "Non c'è più nulla da fare".

Vediamo come ci siamo comportati

La prima fase d'analisi deve poterci dire se il BJT impiegato è veramente un transistor adeguato allo scopo, oppure no.

Se non dovesse essere così dobbiamo fare una stima, in base alle caratteristiche di un BJT "equivalente", per capire che tipo di transistor potrebbe andare bene al suo posto.

Se le sue caratteristiche elettriche fossero adeguate all'impiego, allora dobbiamo capire se il suo cortocircuito è causato da un sovraccarico, oppure da una cattiva polarizzazione dello stesso.

Il BJT impiegato non presenta un diodo interno posto in antiparallelo.

Ci poniamo quindi un primo quesito: secondo lo schema di progetto, è corretto impiegare un BJT di questo tipo o è meglio usare un transistor con diodo interno?

Se avessimo lo schema della casa...molti problemi sarebbero risolti, ma non è così!

Un primo tentativo

È evidente che, per poter rispondere alle numerose domande che ci affliggono, dobbiamo fare dei tentativi sul campo nella speranza di capirci qualcosa.

Innanzitutto abbiamo controllato bene, attraverso le piste del circuito stampato, l'eventuale presenza di diodi esterni fra il collettore e l'emettitore. La loro assenza ci fa capire che l'eventuale transistor da impiegare deve avere un diodo interno, quindi il 2SC5047 utilizzato da chi ci ha preceduto non poteva andare bene.

Successivamente, abbiamo controllato i pochi resistori presenti sulla base del transistor di riga e abbiamo sostituito il condensatore snubber da 6,8 nF posto fra la C-E del nostro transistor.

A questo punto abbiamo deciso di impiegare un transistor BU508D e, saldatolo sullo chassis, abbiamo acceso il monitor.

Immediatamente l'apparato si porta in ST-By perché ancora non abbiamo collegato il cavo VGA 15 pin nel nostro PC.

Il led è di colore giallo, evidente segno dello stato di attesa; connettiamo il PC e avviamo il sistema operativo.

Il monitor si accende subito e il led principale diviene di colore verde.

Il PC finisce di caricare il suo sistema operativo e, dopo circa un minuto, il monitor si spegne improvvisamente.

Tocchiamo con un dito il case del nostro BU508D: è abbastanza caldo... forse troppo!

Alla luce di questo risultato, una prima ipotesi possibile è che, forse, il transistor ha una potenza massima dissipabile troppo piccola; da qui la sua quasi immediata distruzione.

Decidiamo di provare nuovamente allo stesso modo, ma stavolta con un S2055AF perché più veloce in commutazione e con una:

$$V_{ce}^{Sat}$$

minore del BU508 (infatti la potenza dissipata è uguale a:

$$P_{Tot} = V_{ce}^{Sat} \cdot I_c$$

quindi, scegliendo un BJT che ha una:

$$V_{ce}^{Sat}$$

minore possibile, potremo dissipare meno potenza a parità di corrente I_c erogata).

Saldata il nuovo elemento, accendiamo monitor e PC per vedere cosa succede; il monitor stavolta, sembra rimanere acceso per più di due minuti.

Dopo circa quattro minuti dall'accensione, la temperatura dell'aletta di raffreddamento non sembra molto eccessiva pertanto, con il mouse,

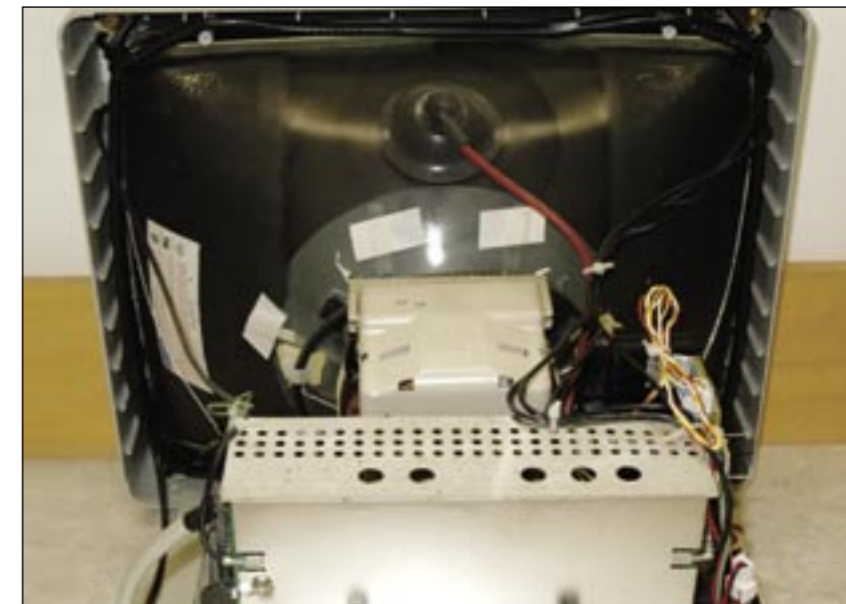


Foto 1 - Ecco come si presenta il monitor senza lo schienale

"apriamo e chiudiamo" alcune applicazioni sul nostro PC in modo da far passare lo schermo da contrasti e luminosità minime a massime e viceversa. Tutto sembra funzionare anche dopo dieci minuti; decidiamo di lasciare il tutto in bruciatura e iniziamo a operare su un altro apparato.

Dopo circa una mezz'ora torniamo nuovamente al nostro monitor e con il mouse operiamo sul nostro PC. Non appena la luminosità cambia, notiamo che il raster sul TRC inizia a diminuire pian piano finché non si presenta una forte distorsione

a cuscino; contemporaneamente lo schermo continua a restringersi in senso orizzontale con una velocità sempre crescente.

Dobbiamo spegnere subito il monitor, ma non facciamo in tempo. Ora il nostro S2055 è completamente in corto.

Che fare?

Riflettendoci bene, il monitor non può avere un problema di pilotaggio dinamico sulla base del transistor di riga.

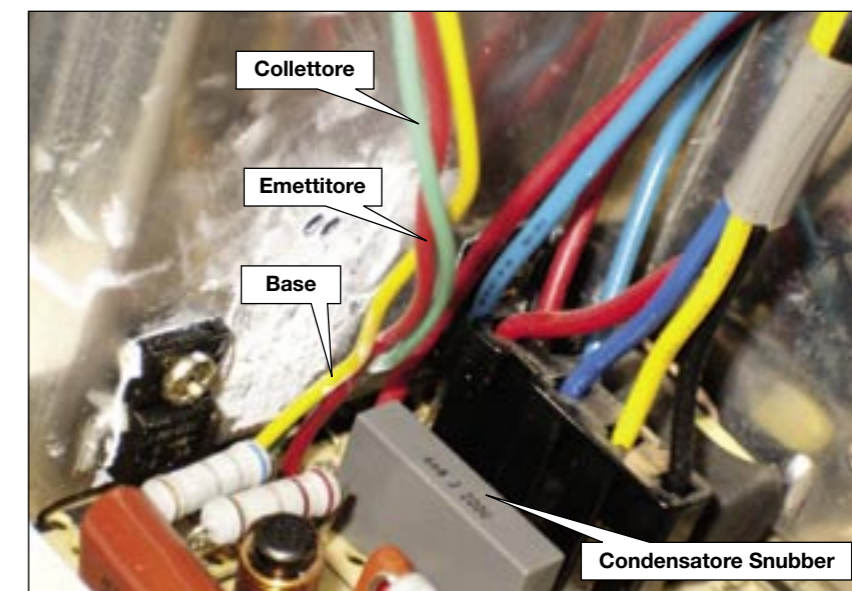


Foto 2 - Posizione originaria del transistor di riga sull'aletta originale; al suo posto sono visibili dei cavi elettrici



Foto 3 - Aperto un cassetto nel nostro laboratorio, troviamo disponibile questa aletta

Inoltre, la polarizzazione a riposo deve essere corretta (altrimenti si sarebbe bruciato immediatamente). Cosa ancora più importante, il nostro S2055 può essere un degno sostituto del BJT originale (che come detto precedentemente non sappiamo quale sia!) nonostante allo stato attuale, si sia guastato.

Dal modo in cui si è spento il TRC e dal tempo trascorso (circa mezz'ora) prima dell'interruzione, il problema deve essere di natura termica e non "elettronica" (per "elettronica" intendiamo riferirci alla polarizzazione e/o al pilotaggio dinamico del BJT).

Del resto, è quasi impossibile che il transistor a noi sconosciuto (l'originale) possa avere lo stesso coefficiente termico del nostro S2055.

L'ingegnere progettista del monitor, ha senz'altro effettuato un'analisi termica con un coefficiente diverso da quello del nostro S2055, quindi l'aletta di raffreddamento posta sullo chassis può non essere adeguata per il nostro transistor!

Una prima pianificazione

Il transistor di riga è montato sull'aletta visibile nella Foto 2 (al posto del BJT sono visibili dei cavi relativi al collettore, all'emettitore e alla base. Più avanti ne spiegheremo il perché).

L'aletta non riesce a smaltire il calore del nostro S2055AF, quindi decidiamo di impiegarne una più adeguata.

Apriamo un cassetto nel nostro laboratorio e troviamo il dissipatore visibile in Foto 3. Si noti immedia-

tamente che questo dissipatore presenta agli estremi delle feritoie che potrebbero esserci utili per fissarlo da qualche parte dentro lo chassis.

Innanzitutto siamo sicuri che, se dovessimo impiegarlo per il nostro BJT, avremo un coefficiente termico più basso perché l'aletta in alluminio originale è piana e non nera (vedi Foto 2), contrariamente alla nostra (Foto 3).

Decidiamo di montare il transistor sul dissipatore che, a sua volta, sarà fissato sulla parte alta dell'aletta esistente sullo chassis.

Dagli spazi interni a disposizione ci rendiamo conto che la modifica è da effettuarsi nei pressi del TRC; riusciamo, infatti, a inserire il nostro radiatore alettato vicino al collo del cannone.

Sullo chassis saldiamo tre fili elettrici al posto del Collettore della Base e dell'Emettitore, così come visibile nella Foto 2; questo ci consentirà di collegare i terminali del nostro S2055 che, alla luce dei fatti non sarà più nella posizione originaria, ma direttamente sul dissipatore.

Per esperienza diretta sappiamo che un BJT dedicato per un alimentatore switching, oppure per la deflessione orizzontale (questo vale sia per i monitor sia per i TVC), presenta una temperatura di $\leq 50^\circ\text{C}$ sul suo case.

Per connettere i tre fili saldati sullo chassis ai terminali del nostro S2055 (vedi Foto 2), utilizziamo una morsettiera a tre contatti del tipo da circuito stampato (si veda la Foto 4).

Essendo questa una morsettiera da CS (Circuito Stampato), abbiamo preso un pezzetto di basetta 1000 fori e vi abbiamo saldato i tre fili (B-C-E) provenienti dallo chassis, come visibile nella parte sinistra della Foto 4.

Fissata la nuova aletta sullo chassis e su di essa il nuovo BJT, stringiamo bene le viti della morsettiera per connettere i terminali del transistor, poggiamo la termocoppia del nostro termometro digitale, sul case esterno dell'S2055 e accendiamo il tutto.

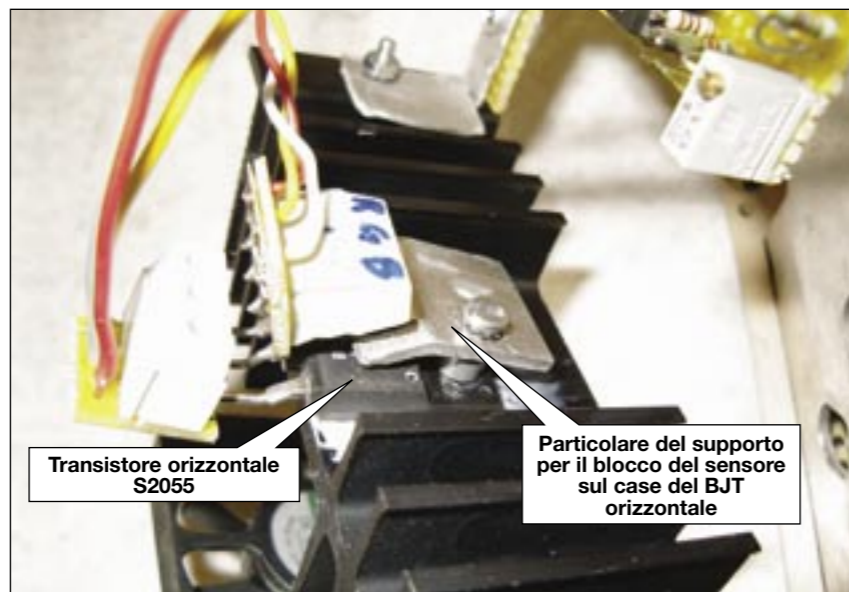


Foto 4 - Ecco il connettore da CS impiegato per serrare i terminali del nostro BJT

Il monitor sembra funzionare bene e la temperatura raggiunge 38°C circa dopo due minuti di funzionamento.

Trascorsi quasi cinque minuti, la nostra aletta diviene troppo calda e il BJT si avvicina pericolosamente intorno ai 50°C .

Dato che, anche se molto lentamente, la temperatura continua a salire, comprendiamo che l'equilibrio termico sarà sicuramente raggiunto, ma la temperatura di regime sarà ben maggiore del tetto massimo da noi stabilito (50°C). È facile comprenderne le conseguenze: anche con questo nuovo dissipatore, il transistor scaldava troppo.

Il nuovo dissipatore ha portato miglioramenti, lo evidenzia il fatto che il BJT scaldava molto meno rispetto a prima (e con andamento meno ripido), anche se ciò non basta ancora.

Sarebbe logico pensare di mettere un'aletta ancora più grande, ma il nuovo problema che si presenta è che lo spazio libero a nostra disposizione dentro il monitor è limitato.

Siamo di fronte a un problema e, nel frattempo, a una soluzione: abbiamo capito come poter risolvere il guasto del monitor ma, se mettessimo un'aletta troppo grande, non riusciremmo più a chiudere entro il suo mobile il nostro apparato.

Decidiamo di trovare il sistema per raffreddare l'aletta a nostra disposizione in modo da poter utilizzare il dissipatore scelto e chiudere definitivamente il nostro monitor a intervento concluso.

Una soluzione ovvia

E se raffreddassimo il tutto con una piccola ventola (in particolare con una piccola ventola utilizzata per raffreddare circuiti integrati dentro i PC)?

Per poter fare questo, possiamo prelevare la tensione necessaria da un punto qualsiasi del monitor (purché abbia la tensione giusta) e posizionare la ventola stessa sul nostro dissipatore in modo da raffreddare il tutto.

Durante questi ragionamenti, ci viene un'idea: la cosa più intelligente da fare non è utilizzare un termostato capace di accendere o spegnere la nostra ventola, bensì

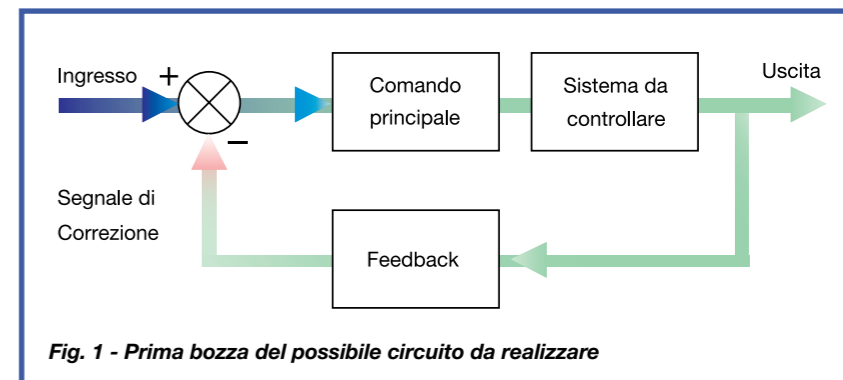


Fig. 1 - Prima bozza del possibile circuito da realizzare

poterne controllare la velocità delle pale in modo dinamico, cosicché il BJT possa raggiungere una precisa temperatura di funzionamento.

Dobbiamo progettare e costruire un sistema che monitorizzi la temperatura esterna del nostro BJT; in base al rilevamento termico questa dovrà essere in grado di fare intervenire la ventola solamente quando la temperatura raggiunge un valore ben preciso (soglia minima d'intervento).

Sarebbe più logico fare in modo che il controllo del motore della ventola fosse comandato in dinamica (cioè per piccoli valori di temperatura, il motore deve far girare lentamente le pale della ventola, man mano che il calore aumenta il motore dovrà far girare più velocemente le pale pompando sempre più aria sull'aletta che, quindi, smaltirà più efficacemente una quantità maggiore di calore).

Quali circuiti impiegare?

Il circuito da realizzare deve rendere il sistema stabile al variare della temperatura, deve quindi essere del tipo a retroazione (Feedback) negativa.

Un dispositivo a retroazione negativa è capace di portare in ingresso le informazioni in uscita in modo che queste vengano sottratte al segnale originale presente all'ingresso.

Vediamo meglio cosa si intende guardando la Fig. 1: abbiamo un segnale in ingresso proveniente da un sensore della temperatura, uno stadio di comando principale (che può essere un amplificatore o un qualsiasi circuito), un sistema da controllare e un segnale di uscita.

Se vogliamo fare in modo che il sistema controlli ciò che si ottiene in uscita, dobbiamo riportare quest'ulti-

ma in ingresso attraverso uno stadio +/- (si veda il cerchio nella Fig. 1).

Se lo stadio +/- rappresenta un ingresso differenziale, una volta che il segnale di uscita sarà stato manipolato dalla sezione Feedback, questo verrà sottratto al segnale proveniente dal sensore della temperatura.

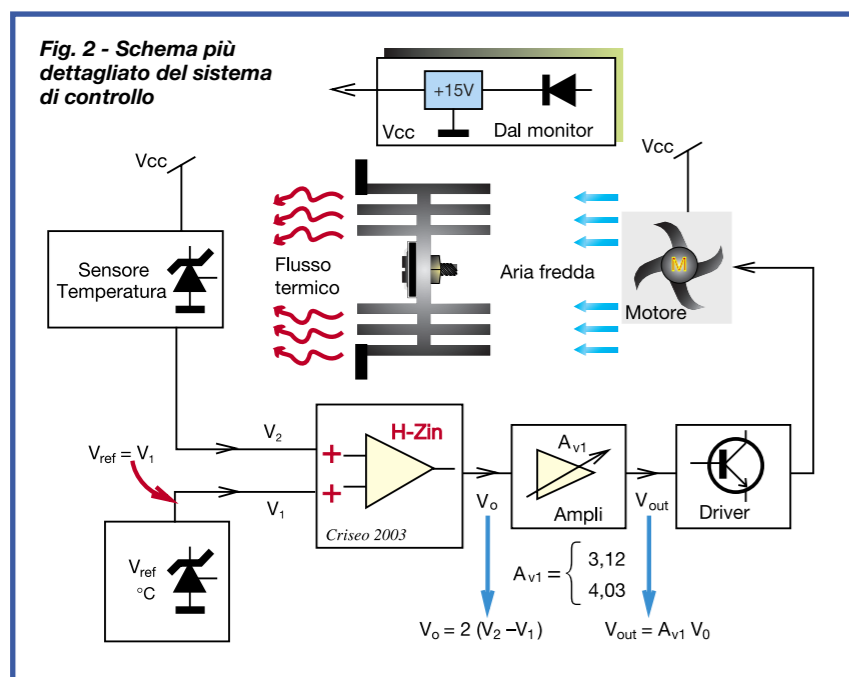
In questo modo il sistema da controllare sarà pilotato continuamente con un segnale dato dalla differenza fra il segnale originario in ingresso e il segnale derivante da ciò che abbiamo ottenuto dalla Feedback.

Giunti a questo punto, cominciamo a cercare di capire come realizzare i vari stadi:

1. il cerchio +/- rappresentato in Fig. 1 è senza dubbio uno stadio differenziale (del resto abbiamo detto che dobbiamo effettuare la differenza fra l'ingresso e l'uscita);
2. il comando principale sarà un qualche amplificatore che ci consentirà di pilotare dinamicamente la nostra ventola;
3. il sistema da controllare sarà il gruppo aletta di raffreddamento/transistore di riga;
4. la sezione Feedback NON deve essere un circuito elettrico!

Se il nostro scopo è di raffreddare dinamicamente il transistor, aumentando il flusso d'aria all'aumentare della temperatura, la retroazione deve portare in ingresso gli effetti del segnale di comando.

Lo stadio capace di riportare in ingresso ciò che accade in uscita è la Feedback visibile in Fig. 1; quando il flusso d'aria raffredderà il dissipatore (scaldato dal BJT), il sensore di temperatura si accorgerà che la temperatura del sistema diminuisce e, a questo punto, piloterà meno energicamente la ventola di raffreddamento.



Il flusso d'aria dovrà essere spinto tanto più velocemente quanto maggiore sarà la temperatura del nostro BJT.

Vediamo i dettagli del sistema

Uno schema più particolareggiato rispetto alla Fig. 1 è visibile nella Fig. 2. Il sistema transistorale è raffigurato al centro (vista dall'alto).

Quando il monitor è acceso, il transistor inizia a scaldare l'aletta che trasmette il suo flusso termico al sensore della temperatura.

Il sensore darà in uscita una tensione V_2 , proporzionale alla temperatura rilevata, che sarà inviata al blocco H-Zin (stadio ad alta impedenza d'ingresso).

Contemporaneamente, lo stadio H-Zin riceverà un'altra tensione V_1 (per comodità, talvolta chiameremo questa tensione V_{ref} , altre volte V_1 quindi si considerino $V_{ref} = V_1$ come la stessa tensione) che sarà sottratta alla V_2 .

L'uscita del circuito H-Zin, sarà amplificata di un fattore pari ad A_{v1} e successivamente inviata a un circuito di comando che regolerà la tensione sul motore della nostra ventola.

La scelta del sensore

Per la scelta del sensore di temperatura abbiamo pensato a un termistore (PTC oppure NTC). L'ipotesi d'impiego di un componente resistivo è stata subito abbandonata perché il punto di funzionamento entro il quale dobbiamo operare è abbastanza basso (50° C massimi), mentre spesso i PTC e gli NTC lavorano bene a temperature molto alte rispetto alle nostre esigenze (tutti coloro che abbiano cercato di toccare un PTC o un NTC impiegato per la smagnetizzazione in un TVC sanno bene a cosa ci riferiamo).

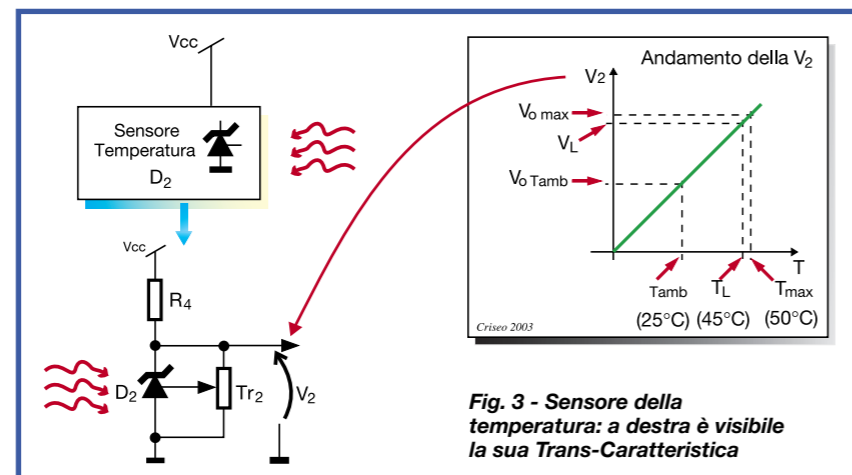


Fig. 3 - Sensore della temperatura: a destra è visibile la sua Trans-Caratteristica

Abbiamo scelto un sensore "veloce" (anche se, per quanto riguarda la velocità nelle misure della temperatura, non si può pretendere molto; un BJT non scalda e non raffredda mai in modo brusco, ma occorre sempre un certo intervallo di tempo), ovvero un sensore a semiconduttore capace di fornirci istantaneamente una "grande" variazione di tensione in uscita, per "piccole" variazioni di temperatura. La scelta, cade su un circuito integrato costruito da National, un LM335.

Questo circuito integrato presenta al suo interno una serie di transistori che permettono di ottenere un'escursione della tensione di uscita proporzionale alla temperatura. Intorno ai 25° C l'integrato LM335 ci fornisce una tensione V_0 pari a 2,9815 V.

Guardiamo la Fig. 3: lo schema dell'IC è semplificato utilizzando il segno grafico di uno zener (d'ora in avanti indicheremo per comodità l'integrato LM335 con Zener - D_2 - e non IC).

Lo zener si presenta esternamente come un semplice transistor (tanto per capirci, con lo stesso aspetto di un BC547) però i suoi tre terminali sono relativi al catodo, all'anodo e al pin di controllo che d'ora in avanti chiameremo ADJ (Adjust). Variando la tensione del trimmer multigiri siglato Tr_2 è possibile regolare la tensione in uscita dell'LM335 in modo da ottenere una taratura precisa del sensore.

Quando polarizziamo lo zener D_2 , attraverso la R_4 e il Tr_2 , con una V_{cc} pari a 15 V, è necessario

connettersi alla sua uscita con un tester digitale per non caricare troppo l'integrato.

Siccome la temperatura ambiente non è mai 0° C (in tal caso sarebbe facile tarare lo zener perché ruoteremo il trimmer fino a visualizzare 0V sul tester) dobbiamo conoscere la temperatura ambiente nel preciso istante in cui effettuiamo la taratura.

Abbiamo preso il nostro termometro digitale a termocoppia e abbiamo visualizzato circa 22° C.

Guardiamo adesso il grafico della Fig. 3. Nel grafico è visibile una retta (tracciata in rosso) che mostra come aumentano i Volt in uscita dello zener man mano che la temperatura T aumenta.

Si veda che, quando la temperatura è di 0° C, si hanno 0 V in uscita.

Il primo prototipo è realizzato su di una basetta sperimentale, vedi Foto 5. Nella foto si noti il trimmer multigiri da noi adottato per la taratura, il resistore in alto è R_4 pari a 12 k Ω , mentre il trimmer è da 10 k Ω .

La legge di variazione tensione/ gradi è direttamente proporzionale, pertanto sarà:

$$V_{OT} = V_{OTO} \frac{T}{T_0} \quad (1)$$

dove:

- il termine V_{OTO} è la tensione che l'integrato fornisce in uscita a una temperatura nota, per esempio 25° C;
- T è la temperatura che dobbiamo misurare;
- V_{OT} è la tensione in uscita dello zener alla temperatura T sopra citata;
- T_0 è la temperatura relativa alla tensione V_{OTO} (ovvero 25° C).

A una temperatura di 45° C, avremo una V_2 pari a una V_L (vedi Fig. 3), mentre quando la temperatura sarà di 50° C, la tensione assumerà un ulteriore valore indicato con V_{omax} .

È importante non dimenticare che, siccome la temperatura nei dispositivi a semiconduttore è espressa in gradi Kelvin, nella formula (1) dovremo inserire non i gradi centigradi, ma i gradi Kelvin.

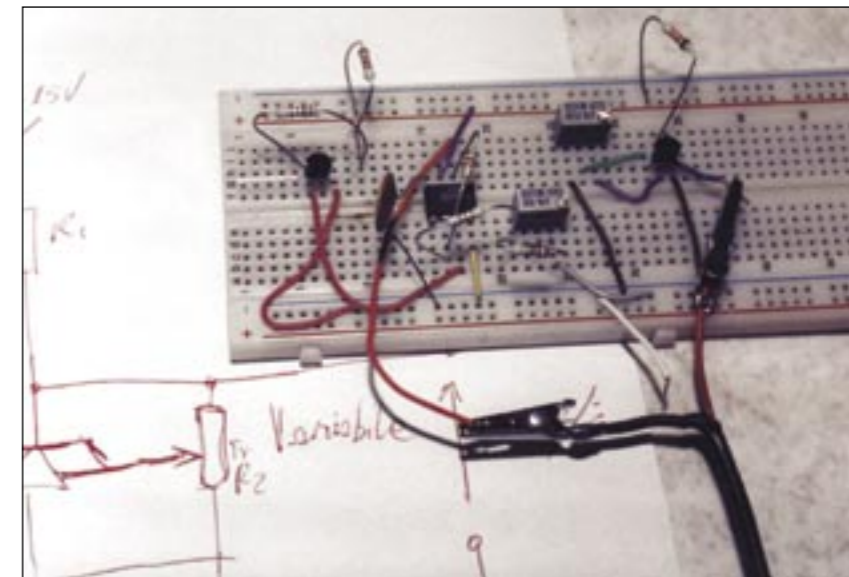


Foto 5 - Un primo prototipo da noi realizzato: la Vcc scelta è +15 V

Conseguentemente, quando leggeremo una certa tensione sul catodo dello zener, ricaveremo la temperatura corrispondente espressa "scomodamente" in gradi Kelvin.

Conversione della scala, da gradi Kelvin a gradi Centigradi

Convertire i gradi da Kelvin in Centigradi e viceversa è più semplice di quanto si pensi, basta infatti sottrarre o sommare alla tensione un fattore di scala θ pari a 273,15.

Questo termine è così impiegato: ammettiamo di voler sapere a quanti gradi Kelvin corrispondono 25° C, avremo:

$$TK = T_c + \theta = 25^\circ C + 273,15 = 298,15 K \quad (2)$$

se volessimo sapere invece 350 K a quanti gradi centigradi °C corrispondono avremo:

$$T_c = TK - \theta = 350 - 273,15 = 76,85^\circ C \quad (3)$$

Tensione stabile V_{ref}

Abbiamo detto che sarebbe più comodo avere un incremento della tensione per ogni grado centigrado anziché Kelvin.

Per poter ottenere questo, dobbiamo realizzare un generatore di tensione costante in modo da avere una grandezza elettrica equivalente al termine θ visto nella formula precedente.

La tensione che il nostro LM335 ci fornisce alla temperatura ambiente è dell'ordine dei 2 V ÷ 3 V. Questo ci fa comprendere che a 25° C lo zener ci darà 2,9815 V che, per l'appunto, sono relativi a 298,15 gradi Kelvin.

Dato che i corrispondenti gradi centigradi sono ricavati sottraendo il termine θ pari a 273,15 dalla T_k , dobbiamo avere a disposizione una tensione di riferimento pari a 2,7315 V; in parole povere, la nostra V_{ref} (ovvero la V_1) dovrà essere $V_{ref} = 2,7315 V$.

È molto importante che questa tensione sia insensibile alle variazioni della temperatura di tutto il monitor perché altrimenti il termometro sbaglierebbe durante la lettura.

Abbiamo scelto un altro IC (anch'esso schematizzabile come uno zener) avente un basso coefficiente termico (ciò permette all'IC in questione di non far variare la sua tensione di uscita, anche se la sua temperatura cambia nel tempo).

L'integrato LM336 ha la caratteristica principale di fornirci una tensione di 2V ÷ 3V in modo stabile e preciso.

Il modello di IC LM336 2Z5, disponibile con lo stesso case dell'LM335, eroga in uscita una tensione pari a 2,5 V (in commercio è disponibile anche un modello capace di fornirci 5 V stabili).

A noi occorrono 2,7315 V (una tensione maggiore rispetto ai 2,5 V disponibili con il nostro IC) dobbiamo quindi amplificare la tensione.



Si veda la Fig. 4: lo zener raffigurato è il nostro LM336 e, come si può notare, la sua connessione è simile allo zener LM335. Anche se il nostro LM336 presenta un pin ADJ, non possiamo però utilizzarlo perché, agendo su questo pin, potremmo al massimo diminuire la tensione fornita e non amplificarla. Per questo motivo abbiamo utilizzato un Op-Amp in configurazione non invertente come visibile in Fig. 4.

Il pin Non invertente dell'operazionale riceve la tensione V_{in} data dal nostro zener, basterà dare al sistema un piccolo guadagno in modo da avere in uscita una nuova V_{ref} (che sarà quella a noi necessaria) pari a 2,7315 V.

Avendo un segnale in ingresso pari a 2,5 V e volendo un segnale di 2,7315 V in uscita dell'Op-Amp occorrerà che l'Op-Amp amplifichi di un fattore pari a:

$$Av_2 = \frac{2,7315 V}{2,5 V} = 1,09 \text{ volte}$$

Per poter avere la possibilità di tarare con precisione questo stadio imponiamo un'amplificazione leggermente maggiore e poi, attraverso un trimmer multigiri posto sul circuito di guadagno, regoleremo la tensione finché il nostro tester digitale visualizzerà 2,7315 V.

La configurazione Non invertente dell'Op-Amp (come spiegato più volte in molti schemi relativi a TVC trattati in passato) ci dà un guadagno

secondo questa legge:

$$Av_2 = 1 + \frac{R_2}{R_{\alpha}} \quad (4)$$

scegliamo quindi delle resistenze in modo che il loro rapporto sia leggermente maggiore di 0,09: così facendo otterremo un guadagno superiore al minimo necessario.

Basterà poi sostituire la R_{α} con la serie di un trimmer multigiri e un resistore, e il nostro guadagno potrà variare man mano che regoleremo il tutto.

Scegliamo la R_2 pari a 1 k Ω , siccome vogliamo un guadagno maggiore di 1,09 (ad esempio 1,095) dalla (4) ricaviamo la R_{α} necessaria, ovvero:

$$R_{\alpha} = \frac{R_2}{Av - 1} = \frac{1000 \Omega}{1,095 - 1} = 10500 \Omega \quad (5)$$

circa, scegliamo quindi un trimmer multigiri da 2 k Ω e due resistori in serie da 8,2 k Ω e 270 Ω rispettivamente in modo da ottenere una R_3 pari a 8,5 k Ω circa (vedere Fig. 4).

Sommando il valore del trimmer, con i due resistori costituenti la R_3 , otteniamo circa 10,5 k Ω .

La Fig. 4 chiarisce come deve essere costruito lo stadio, mentre la Foto 2 mostra il primo prototipo (parte elettronica visibile a sinistra) da noi realizzato su una basetta sperimentale.

Nella parte destra della Fig. 4 abbiamo tracciato un grafico che mette in evidenza come la V_{ref} non vari anche se la temperatura del dispositivo cambia nel tempo.

Per polarizzare lo zener D1, imponiamo una corrente di circa 1,5 mA, 1,7 mA impiegando un resistore da 6 k Ω ottenuto dalla serie di due resistenze da 2,7 k Ω e 3,3 k Ω rispettivamente.

La corrente di accensione dello zener è stata scelta in base alle note tecniche fornite dal costruttore.

Letture della tensione in uscita

Per comodità d'uso, abbiamo realizzato un vero e proprio termometro capace di leggere una certa temperatura direttamente in gradi Centigradi anziché Kelvin.

L'aver a disposizione una grandezza elettrica legata direttamente ai gradi Centigradi, ha dei vantaggi facilmente intuibili anche se, per contro, sorge un nuovo problema da affrontare: la tensione da leggere in uscita deve essere letta fra la V_2 e la V_{ref} e **NON rispetto a massa!** Questo perché dobbiamo effettuare una vera e propria sottrazione fra due tensioni, così come evidenzia l'equazione (3).

Tecnicamente, se collegassimo il nostro tester digitale in uscita, dovremmo collegare il positivo sulla V_2 e il negativo sulla V_1 .

Un breve esempio per la lettura della tensione

Sappiamo che a 25° C lo zener D2 fornisce una tensione V_2 pari a 2,9815 V, mentre la V_{ref} è sempre di 2,7315 V, quindi il nostro tester segnerebbe

$$V_2 - V_1 = 2,9815 - 2,7315 = 250 \text{ mV.}$$

Questa tensione è, a tutti gli effetti, data da una differenza, quindi la si deve leggere in modo differenziale.

Se guardiamo nuovamente la Fig. 2, vediamo che l'amplificatore con guadagno A_{V1} richiede in ingresso una tensione (V_o) riferita a massa e non differenziale.

Lo stadio H-Z_{in} deve trasformare

un segnale differenziale in ingresso in un segnale di uscita riferito a massa.

Lo stadio più complesso: H-Z_{in}

È bene tenere presente che, affinché i due zener erogino minor corrente possibile, si deve rendere minimo l'assorbimento da parte degli stessi in modo da evitare l'innalzamento della loro temperatura.

L'innalzamento della temperatura può essere causato dalla corrente richiesta dal carico collegato ad essi, dal riscaldamento del transistor di riga (questo riguarda lo zener D₂) e anche dalla T_{amb}.

L'ingresso dello stadio differenziale deve essere ad alta impedenza in modo da poter considerare nulla la corrente richiesta da H-Z_{in} (il carico dei due zener).

Il modo più semplice per avere uno stadio che risponda bene alle nostre esigenze è il circuito visibile in Fig. 5.

Il blocco dello schema di Fig. 2 è qui riproposto; al suo interno è presente un circuito composto da due Op-Amp.

Nel realizzarlo, abbiamo utilizzato un IC, un LM358, composto internamente da due Op-Amp in modo da ottenere uno stadio compatto e senza troppi fili esterni.

Il primo operazionale è chiamato IC₂/A, mentre il secondo IC₂/B.

IC₂/A è connesso in modo Non Invertente e riceve la tensione V_1 (ovvero V_{ref}) attraverso il resistore R₆.

IC₂/B invece è connesso in modo differenziale e, attraverso l'R₅, riceve la V_2 sul pin Non Invertente.

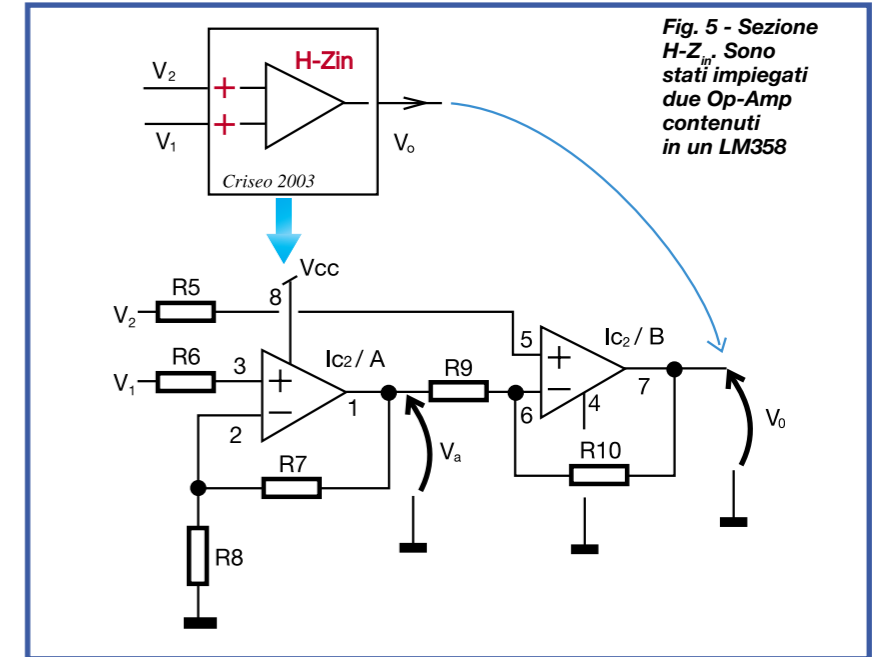
La tensione V_1 , è amplificata da IC₂/A nel modo seguente:

$$V_a = V_1 \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \quad (6)$$

dove con V_a si è indicata la tensione di uscita dell'Op-Amp (vedi Fig. 5).

La tensione V_1 è sempre stabile al valore di 2,7315 V, mentre la V_2 cambierà nel tempo perché legata alla temperatura da rilevare.

Dobbiamo avere un rapporto di reiezione di modo comune il più



alto possibile e indipendente dagli Op-Amp impiegati nel progetto.

Questo è importante affinché lo stadio H-Z_{in} possa rifiutarsi il più possibile dalla dipendenza di un fattore di amplificazione chiamato **guadagno di modo comune** (indicato con A_c) e quindi possa operare solamente in modo differenziale come visto fino ad ora.

Questo rapporto è spesso chiamato **CMRR** (Common Mode Rejection Ratio); in uno stadio differenziale reale è corretto definire la tensione di uscita come somma di due termini, il primo sarà dato dall'amplificazione di modo comune A_c , ovvero:

$$V_o = A_v V_{id} + A_c V_{ic} \quad (6.1)$$

Un buon amplificatore differenziale deve avere un CMRR molto elevato; in queste ipotesi, l'amplificatore approssima meglio il modello ideale nel quale il guadagno A_c è nullo e quindi la nostra V_o sarà del tipo:

$$V_o = A_v V_{id}$$

dove con A_v si è indicato il guadagno differenziale (guadagno in tensione), mentre con V_{id} si è soliti riferirsi alla differenza delle tensioni fra il pin non invertente e il pin invertente.

Il CMRR è quindi uguale a:

$$CMRR = \frac{A_v}{A_c} \quad (6.2)$$

nel nostro circuito, affinché si abbia il CMRR più elevato possibile, deve verificarsi che:

$$\frac{R_8}{R_7} = \frac{R_{10}}{R_9} \quad (7)$$

a questo punto vediamo a cosa è uguale la V_o .

Per la sovrapposizione degli effetti possiamo scrivere:

$$V_o = V_2 \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - V_a \frac{R_{10}}{R_9} \quad (8)$$

sostituendo nella (8) al posto della V_a la (6) abbiamo

$$V_o = V_2 \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - V_1 \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \frac{R_{10}}{R_9} \quad (9)$$

grazie alla (7) riscriviamo la (9) in questo modo:

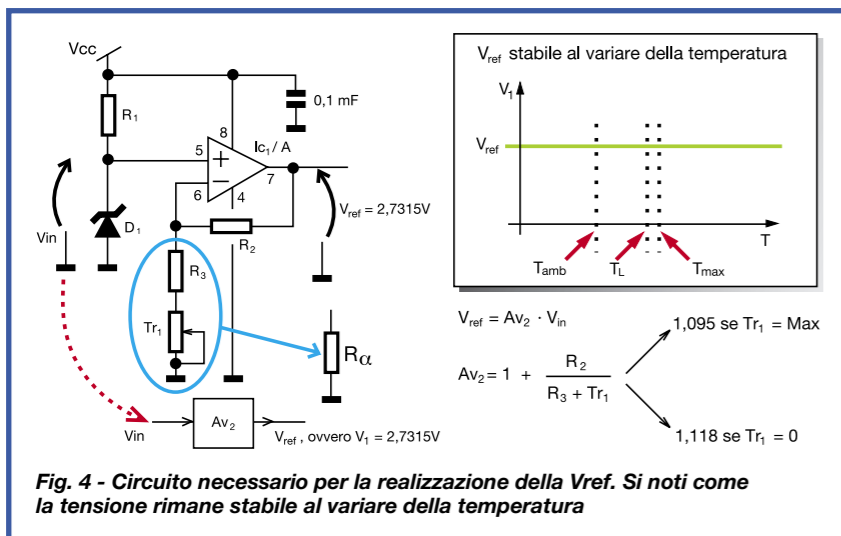
$$V_o = V_2 \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - V_1 \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) \quad (9.1)$$

pertanto avremo che:

$$V_o = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) \quad (9.2)$$

impiegando resistori tutti uguali otteniamo che la (9.2) diviene semplicemente:

$$V_o = 2 (V_2 - V_1) \quad (10)$$



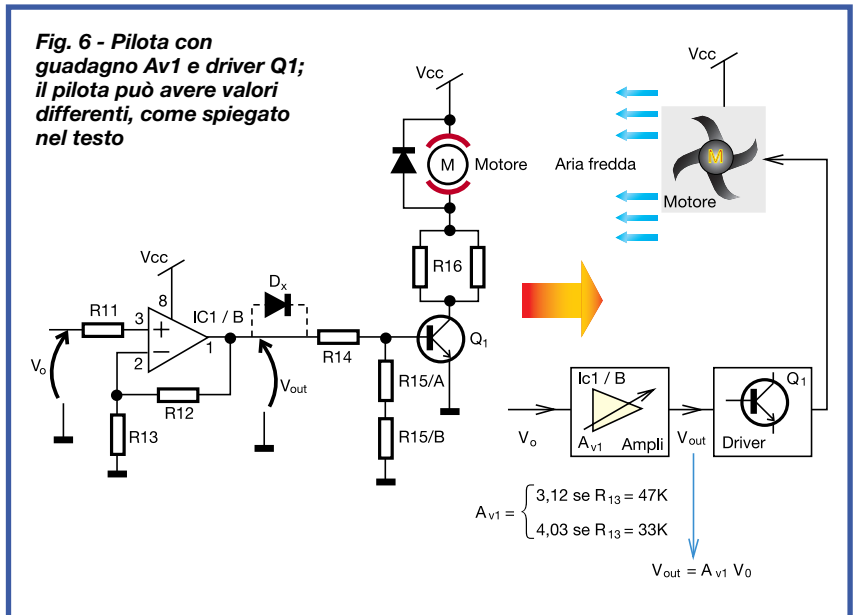


In definitiva, la tensione di uscita sarà pari a due volte la differenza delle due tensioni in ingresso.

L'amplificatore A_{v1} e il driver del motore

Come visibile nella Fig. 6, lo stadio A_{v1} e il driver del motore sono composti da IC1/B e dal transistor Q1.

TABELLA 1 - ELENCO COMPONENTI	
R ₁	3.3 kΩ + 2.7 kΩ 1/2 W
R ₂	1 kΩ
R ₃	8.2 kΩ + 270 Ω
R ₄	12 kΩ
R ₅	100 kΩ
R ₆	100 kΩ
R ₇	100 kΩ
R ₈	100 kΩ
R ₉	100 kΩ
R ₁₀	100 kΩ
R ₁₁	100 kΩ
R ₁₂	100 kΩ
R ₁₃	47 kΩ
R ₁₄	3.3 kΩ
R _{15a}	4.7 kΩ
R _{15b}	4.7 kΩ
R ₁₆	68 Ω 1/2 W + 68 Ω 1/2 W (posti in parallelo)
Tr1	Trimmer multigiri 2 kΩ
Tr2	Trimmer multigiri 10 kΩ
D ₁	LM336 2Z5
D ₂	LM335
D ₃	1N4007
D ₄	1N4007
D _x	1N4148
IC1	LM358
IC2, Stadio H-Z _{in}	LM358
Q1, BJT NPN	BD139
M, Motore DC	12 V 150 mA (max)
Condensatori: C1: 330 μF (35 V) C2, C4, C5: 0,1 μF C3: 470 μF (35 V)	



L'Op-Amp pilota è connesso in configurazione non invertente, pertanto, come abbiamo detto più volte, il guadagno è fissato dai resistori posti sull'anello di retroazione (R₁₂ e R₁₃). Per ottenere guadagni A_{v1} diversi, è sufficiente impiegare una R₁₃ da 47 kΩ, oppure da 33 kΩ.

Per coloro che realizzeranno il dispositivo, può verificarsi che:

- il motore può essere leggermente diverso da quello da noi impiegato;
- si può avere la necessità di dare una "spinta" diversa da quella data nel nostro circuito.

Può essere necessario un guadagno maggiore o minore (a tal proposito, consigliamo di effettuare delle prove dirette con la propria ventola).

Chiaramente, con un guadagno maggiore il driver tenderà alla zona "SAT" per una temperatura più bassa rispetto al caso in cui il guadagno sarà minore.

Si noti la presenza di un diodo Dx; questo diodo può essere impiegato oppure no (è stato raffigurato tratteggiato per questo motivo), se fosse necessario diminuire leggermente l'effetto del guadagno sul BJT, ne consigliamo l'impiego.

La sua tensione d'innesco elimina circa 0,6 V sul partitore resisti-

vo posto nella base di Q1 in modo da portare in conduzione il BJT a partire da un valore di tensione leggermente inferiore rispetto alla V_{out} data dall'Op-Amp.

A una tensione d'ingresso V_o di circa 0,401 V corrispondono 20° C quindi, con una R₁₃ da 47 kΩ avremo una V_{out} pari a 1,25 V e avremo, con il resistore da 33 kΩ, una V_{out} pari a 1,61 V.

A questi valori, andranno sottratti 0,6 V se utilizzato il diodo Dx.

Attraverso la polarizzazione del transistor si è fatto in modo che il motore cominci a far girare le pale quando scorrono circa 75 mA; in questa situazione la tensione ai capi del motore è dell'ordine dei 6 V (circa la metà della sua tensione di regime).

Al massimo numero di giri, occorreranno 100 mA e il BJT sarà pressoché saturo (il motore avrà circa 12 V di tensione ai suoi capi e R₁₆ avrà una d.d.p. pari a 3 V).

Naturalmente, lo scopo del circuito non è quello di far saturare il BJT, bensì di farlo lavorare sempre nella zona attiva in modo da consentire un controllo dinamico costante.

I componenti utilizzati nel progetto sono visibili nella **Tabella 1**.

- continua -