

- *L'inerzia meccanica e l'attrito.*
- *Limitata velocità massima a causa delle vibrazioni delle spazzole.*
- *L'usura delle spazzole.*

Per informazioni relative ad altri trasduttori di velocità si rinvia al cap. 2, par. 6.

#### 4 CIRCUITI DI CONTROLLO PER I MOTORI IN DC A MAGNETE PERMANENTE

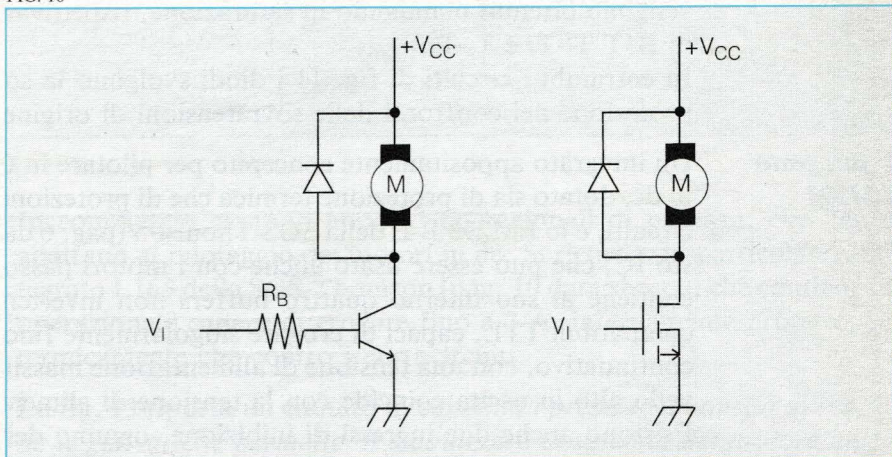
##### *Circuiti di pilotaggio ON-OFF*

Ricordando quanto esposto nel vol. 2°, cap. 9, par. 11, è facile ricavare i circuiti adatti al pilotaggio ON-OFF di un motore in dc.

In particolare, si possono considerare i semplici circuiti di fig. 10: in presenza di tensione  $V_I$ , il dispositivo di potenza entra in piena conduzione, pilotando il funzionamento del motore; in assenza di  $V_I$  il transistor non conduce e toglie alimentazione al motore.

I diodi proteggono i transistor dalle sovratensioni, che in commutazione si verificano a causa della componente induttiva dei motori.

FIG. 10

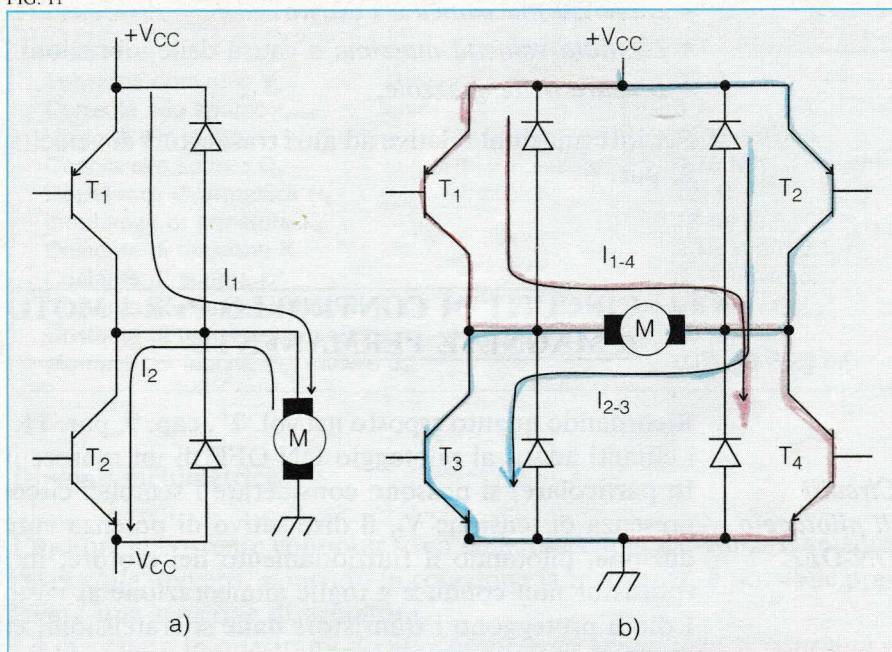


##### *Come invertire il verso di rotazione*

Per invertire il verso di rotazione di un motore in dc basta invertire la polarità della tensione di alimentazione. Un semplice circuito adatto allo scopo, detto a *semiponte*, è quello riportato in fig. 11a: con  $T_1$  saturo e  $T_2$  interdetto, il motore è attraversato dalla corrente di  $T_1$ ; con  $T_1$  interdetto e  $T_2$  saturo, il motore, attraversato dalla corrente di  $T_2$ , inverte il verso di rotazione.

Unico inconveniente di questo circuito è quello di richiedere una doppia tensione di alimentazione. Per risolvere questo inconveniente, si

FIG. 11



può ricorrere alla *struttura a ponte* di fig. 11b: i due versi di rotazione vengono ottenuti mandando in saturazione, rispettivamente, le coppie di BJT  $T_1$ - $T_4$  e  $T_2$ - $T_3$ .

In entrambi i circuiti di fig. 11 i diodi svolgono la solita funzione di protezione nei confronti delle sovratensioni di origine induttiva.

### L'integrato LM293

Un integrato appositamente concepito per pilotare in ON-OFF motori in dc, dotato sia di protezione termica che di protezione contro i cortocircuiti, è lo **LM293 B-E della SGS-Thomson** (pag. 6 data sheets). Questo IC, che può essere usato anche con i motori passo-passo (par. 7), contiene al suo interno quattro buffers non invertenti, con ingressi compatibili TTL, capaci di erogare singolarmente fino a 1 A in modo continuativo, con una tensione di alimentazione massima di 36 V (il livello alto in uscita coincide con la tensione di alimentazione).

Esistono anche due ingressi di inibizione, ognuno dei quali agisce su una coppia di buffers: con questo terminale posto a livello H i corrispondenti buffers funzionano correttamente; se posto a L, le uscite vanno in alta impedenza.

A pag. 9 dei data sheets, nelle figg. 8 e 9 sono riportati due esempi di circuiti applicativi che usano 1/2 IC.

Il circuito di fig. 8 permette tramite un segnale H o L, posto agli ingressi A e B, di porre in rotazione uno o entrambi i motori.

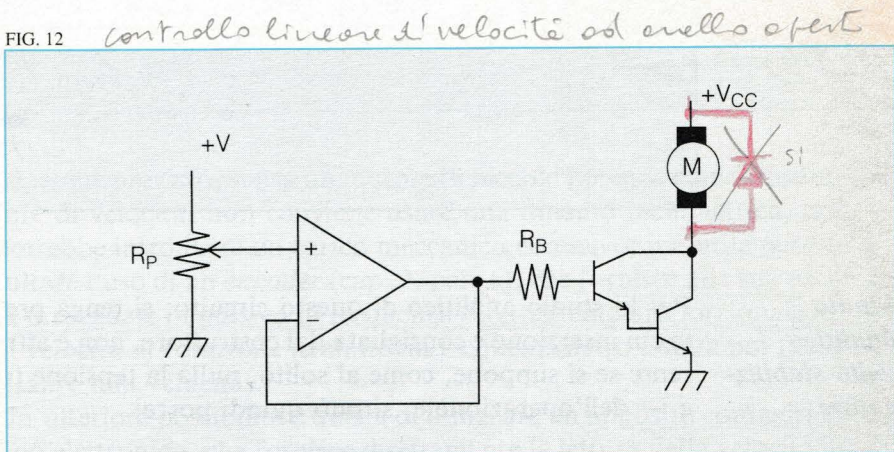
Il circuito di fig. 9 tramite un segnale H o L, posto agli ingressi C e D, permette di ottenere i due versi di rotazione.

Per un'analisi di questi circuiti si consultino le tabelle della verità ripor-

tate nei data sheets sotto i circuiti, e la tabella della verità dell'integrato a pag. 6 degli stessi.

### Controllo lineare di velocità

Per variare in modo continuo la velocità di un motore in dc, si può considerare il circuito di fig. 12, che ricalca fedelmente quello del vol. 2°, cap. 9, fig. 40: variando la tensione in ingresso all'operazionale, si varia linearmente la tensione di alimentazione del motore e, quindi, la sua velocità. Naturalmente, per potenze limitate, il Darlington può essere sostituito da un singolo BJT o MOS.



#### L'integrato L165

In commercio esistono appositi **operazionali di potenza**, che ben si adattano al pilotaggio dei motori in dc. Si ricorda, in particolare, l'integrato **L165 della SGS-Thomson** (pag. 10 data sheets), che contiene un operazionale capace di erogare fino a 3 A, internamente protetto, sia termicamente che contro i cortocircuiti.

#### Stabilizzazione della velocità

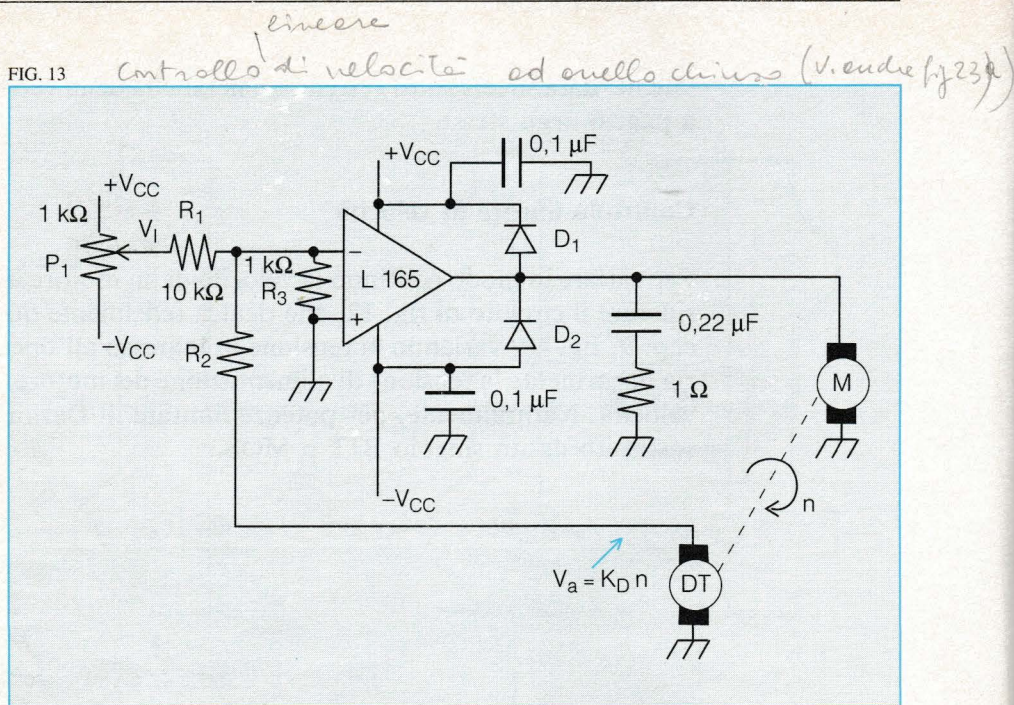
La fig. 13 riporta un circuito in cui **risulta presente un anello di reazione negativa**, che permette di **stabilizzare la velocità del motore** anche al variare delle condizioni di carico.

L'anello di reazione viene ottenuto tramite una **dinamo tachimetrica** (o altro trasduttore di velocità), che converte la velocità di rotazione del motore in una tensione ad essa direttamente proporzionale.

Qualora, ad esempio, la velocità del motore tenda ad aumentare, tende a crescere anche la tensione in uscita alla dinamo; quindi, poiché l'ingresso attivo dell'operazionale è quello invertente, la tensione alla sua uscita diminuisce, compensando la variazione di velocità.

Il valore di velocità è regolabile in modo continuo tramite il potenziometro  $P_1$ .

FIG. 13



**Studio  
analitico  
dello stabiliz-  
zatore**

Per lo studio analitico di questo circuito, si tenga presente che la  $R_3$ , la cui inserzione è consigliata dal costruttore, non è attraversata da corrente se si suppone, come al solito, nulla la tensione tra gli ingressi + e - dell'operazionale; si può quindi porre:

$$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_a}{R_2} = 0$$

ovvero:

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_a}{R_2} = -\frac{K_D n}{R_2}$$

e quindi:

$$n = -V_i \frac{R_2}{K_D R_1} \quad (18)$$

La (18) esprime il legame tra la tensione in ingresso  $V_i$  e la velocità  $n$  del motore. In particolare, si vede che, poiché la  $V_i$  può variare da  $+V_{CC}$  a  $-V_{CC}$ , è possibile ottenere una regolazione continua di velocità con anche la possibilità di variare il verso di rotazione.

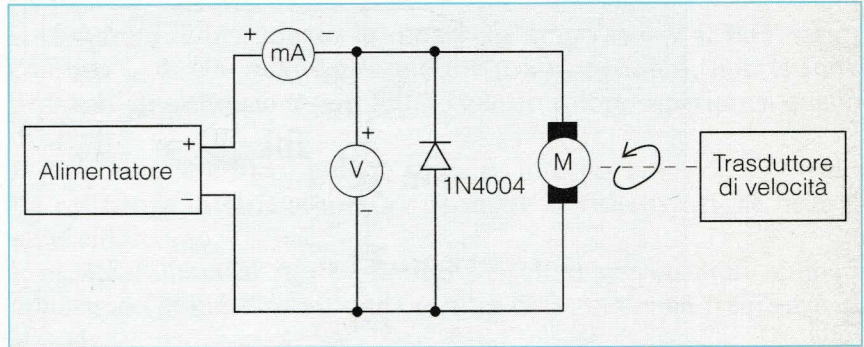
Il valore di  $R_2$  va fissato in relazione al limite massimo di velocità desiderato.

➡ Il gruppo RC in parallelo al motore compensa la componente induttiva di quest'ultimo.

**LABORATORIO**

Volendo procedere ad analisi di tipo sperimentale, coerenti con quanto sin qui esposto, si può iniziare dal semplice circuito di fig. 14.

FIG. 14



Se, come previsto, si usa un motore di piccola potenza come trasduttore di velocità, non conviene usare una dinamo tachimetrica, che potrebbe introdurre un carico meccanico eccessivo; più utile può risultare l'uso di un encoder (cap. 2, par. 6), che fornisce alla sua uscita un segnale impulsivo di frequenza direttamente proporzionale alla velocità di rotazione (tramite un frequenzimetro risulta poi facile risalire alla velocità).

Un'ulteriore possibilità è quella di utilizzare un apposito contagiri di tipo elettronico, che fornisce direttamente la lettura della velocità in giri al minuto (si ponga sull'asse di rotazione un segno di riconoscimento, con, ad esempio, un pezzetto di nastro adesivo, per facilitare la lettura di tipo ottico del numero dei giri da parte dello strumento). Non disponendo di nessuno di questi strumenti si può ricorrere al semplice circuito di fig. 15 (i valori numerici sono indicativi e dipendono dai DLI e FTR scelti).

Sull'asse di rotazione deve essere posto un disco di plastica o cartone opaco, con uno o più fori (equamente distanziati): durante la rotazione, gli impulsi luminosi forniti da DLI, che è un diodo emittente a infrarossi, colpendo il fototransistor FTR, vengono convertiti in impulsi elettrici. Misurando la frequenza del treno di impulsi, tramite un frequenzimetro digitale, si può risalire alla velocità del motore  $n$  in giri al minuto:

$$n = \frac{f}{N} \frac{60}{\text{sec}}$$

$$n = \frac{60 f}{N}$$

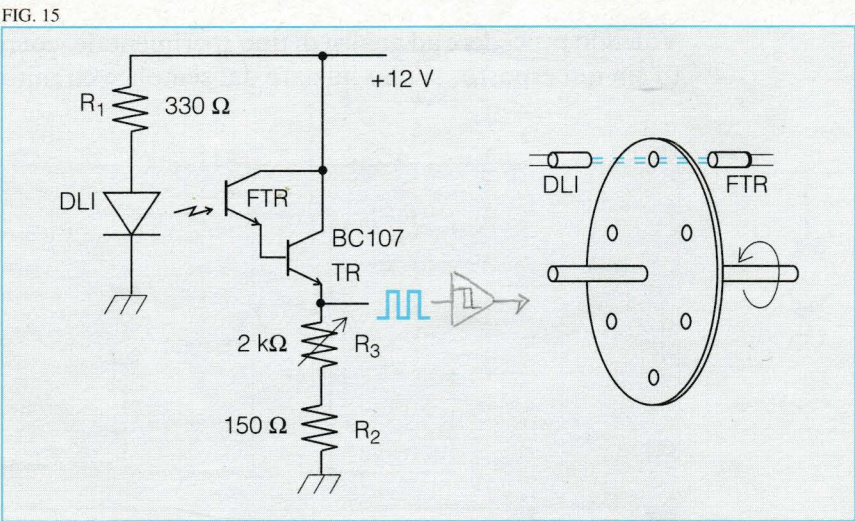
dove:

$n$  = numero di giri al minuto

$f$  = frequenza in Hz

$N$  = numero fori sul disco

$$\rightarrow \text{se } N = 60 \quad n = f \quad \frac{60}{60 \text{ sec}}$$



Il trimmer  $R_3$  permette di regolare l'ampiezza degli impulsi e, quindi, la sensibilità del circuito.

Poiché il treno di impulsi in uscita dal circuito è abbastanza "sporco", qualora il frequenzimetro non riesca a fornire una lettura corretta, si consiglia di interporre, tra questo circuito e il frequenzimetro, un trigger di Schmitt, per "pulire" il segnale.

- La tabella 2 riporta i risultati ottenuti con un motorino di piccola potenza, senza applicare nessun carico meccanico. (Si può facilmente verificare che, con un carico, la velocità diminuisce e la corrente aumenta).

Tabella 2

$V_a$ in V	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$I_a$ in mA	102	118	120	127	133	136	140	145	150
n in giri/min.	308	385	460	539	615	693	830	915	1002

- Tramite un ponte di misura RLC, è possibile valutare i valori di  $R_a$  e di  $L_a$ : si tenga presente che la misura di  $R_a$ , a causa dei contatti striscianti, risulta influenzata dalla posizione dell'asse di rotazione; conviene quindi effettuare più misure e mediarle (valori trovati:  $L_a = 5$  mH,  $R_a = 10$  Ω).

Il rapporto tra la  $V_a$  e la  $R_a$  indica la corrente allo spunto: per un controllo sperimentale, si consiglia di bloccare momentaneamente l'asse di rotazione, usando valori di  $V_a$  abbastanza bassi per evitare

il sovraccarico del motore: con  $V_a = 4\text{ V}$ , si è trovata una  $I_{a\text{MAX}} = 405\text{ mA}$ , abbastanza simile al valore ricavabile dal valore di  $R_a$  misurato:  $I_{a\text{MAX}} = V_a/R_a = 4/10 = 400\text{ mA}$ ).

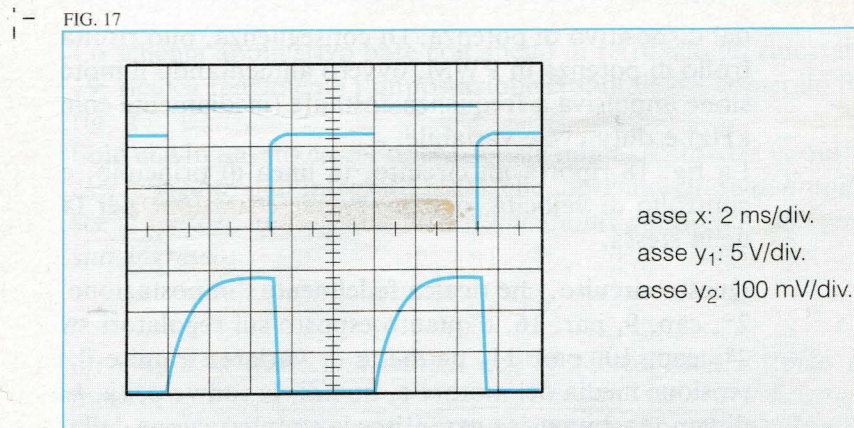
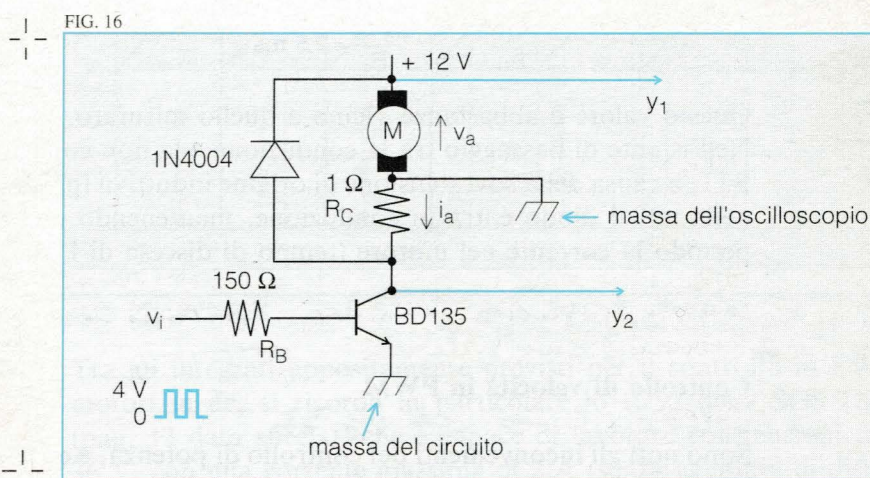
• Per controllare il funzionamento in ON-OFF del motore, si può ricorrere al circuito di fig. 16.

Il circuito è dimensionato in modo che con  $V_i = 4\text{ V}$  il BJT saturi con una  $I_C$  di  $600\text{ mA}$ : con il motore usato, pertanto, non ci sono problemi di saturazione, risultando questo valore superiore a quello di spunto.

Il diodo non è critico, purché sopporti almeno  $1\text{ A}$ .

La resistenza in serie al motore permette la visualizzazione della  $i_a$  all'oscilloscopio.

L'oscillogramma di fig. 17 riporta i risultati sperimentali ottenuti applicando in ingresso un'onda quadra di  $0 \div 4\text{ V}$ , alla frequenza di  $100\text{ Hz}$ .



Grazie all'inerzia meccanica, il motore, sebbene alimentato in modo intermittente, mantiene una velocità praticamente costante: quando il BJT conduce la  $v_a$ , vale circa 12 V, quando non conduce vale circa 9 V; infatti, quando il motore non è alimentato, girando per inerzia, si comporta da dinamo (si noti l'ondulazione residua).

La corrente durante l'intervallo di alimentazione del motore cresce esponenzialmente, partendo da zero fino a raggiungere il valore a regime con una costante di tempo  $L_a/R_a$ . Il valore a regime teorico risulta:

$$I_a = \frac{V_a - E}{R_a + R_c} = \frac{12 - 9}{11} \approx 270 \text{ mA}$$

Questo valore risulta abbastanza simile a quello misurato all'oscilloscopio.

Poiché in pratica la piena carica viene raggiunta in un tempo pari a circa  $5\tau_c$ , l'esponenziale è prevedibile che duri un tempo pari a:

$$\frac{5 L_a}{R_a} = 2,5 \text{ ms}$$

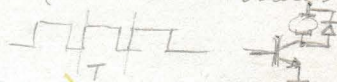
Questo valore è abbastanza vicino a quello misurato.

Nell'istante di passaggio tra la conduzione e la non conduzione del BJT, a causa della sovratensione di origine induttiva (picco negativo nella  $v_a$ ), il diodo entra in conduzione, mantenendo per un breve periodo la corrente nel motore (tempo di discesa di  $i_a$  non nullo).

per var la velocità  
CONTROLLO DI VELOCITÀ IN ON OFF (controllo ad anello aperto)  
si predetermina il duty cycle -  
si varia il duty cycle

### Controllo di velocità in PWM

ad anello aperto → vedi pag 32

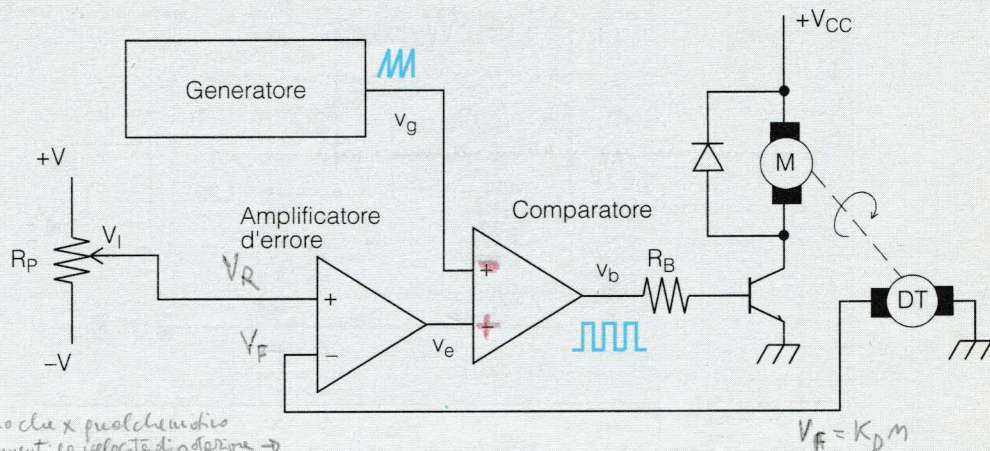


Sono noti gli inconvenienti del controllo di potenza, e quindi di velocità, di tipo lineare, dovuti sostanzialmente all'elevata potenza dissipata dal dispositivo di potenza. Di conseguenza, può risultare utile un controllo di potenza in PWM, ovvero alimentando il motore con una tensione impulsiva a frequenza costante (mediamente compresa tra 2 e 30 kHz) e duty cycle variabile.

La fig. 18 riporta un circuito, in linea di principio, che permette un controllo di velocità, con anello di retroazione per la stabilizzazione della stessa.

Questo circuito, che ricalca fedelmente l'impostazione esposta nel vol. 2°, cap. 9, par. 16, e quanto esposto sui regolatori switching nel vol. 2°, cap. 10, par. 11, permette di variare, tramite il valore di  $V_i$ , la tensione media del motore e, quindi, la sua velocità. La presenza della dinamo tachimetrica garantisce la stabilizzazione della velocità, prefissata tramite il valore di  $V_i$ .

FIG. 18



supponiamo che  $x$  quel che misuri  
il motore aumenti la velocità di rotazione  $\rightarrow$   
 $\rightarrow$  la dinamo tachimetrica lo traduce  
in un aumento di tensione  
pertanto  $V_e$  diminuisce

diminuisce il duty cycle di  $V_b$   
quindi il tempo di conduzione  
del transistor  
quindi diminuisce  
ulteriormente la  
velocità di rotazione

diminuisce il duty cycle di  $V_b$

e quindi il tempo di conduzione del trans.

cio' tende a far diminuire la velocità di rotazione e quindi l'anello opera in un'azione correttiva che  
tende a stabilizzare la velocità di rotazione - agendo sul duty cycle del segnale che pilota il motore

### Integrati dedicati

Tra gli integrati appositamente previsti per il controllo in PWM dei motori in dc, si ricorda in particolare lo **L292** della SGS-Thomson (pag. 13 data sheets), che è capace di lavorare con tensioni tra 18 e 36 V, con una corrente massima di 2 A (senza aggiunta di dispositivi di potenza esterni).

### Circuito base per L292

Lo schema applicativo base con anello di retroazione, riportato in fig. 19, ricalca fedelmente l'impostazione circuitale del controllo lineare di fig. 13.

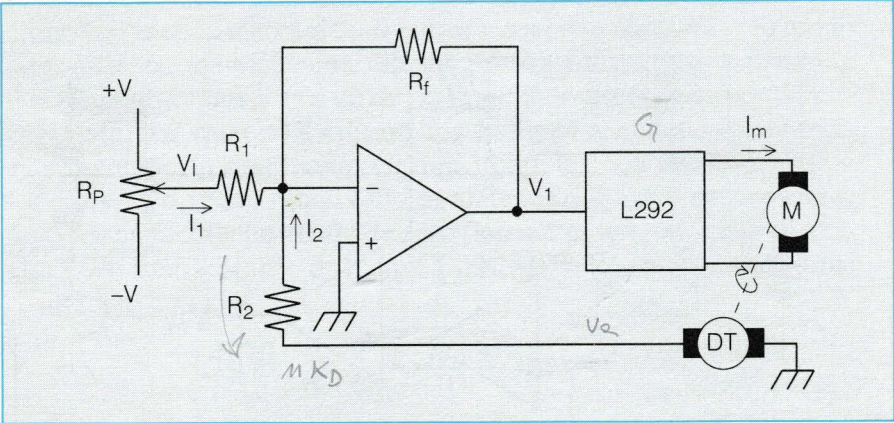
Solo che in questo caso l'operazionale non è di potenza e, quindi, deve essere seguito dall'integrato **L292**, che, operando in switchmode, fornisce al motore una corrente direttamente proporzionale alla tensione al suo ingresso:

$$I_m = G V_1 \quad (19)$$

dove  $G$  è la transconduttanza dell'IC, il cui valore tipico è di 220 mA/V.

Supponendo che il motore funzioni senza carico, si può ritenere  $I_m = 0$  e, quindi, anche  $V_1 = 0$ . In queste condizioni, essendo l'ingresso -

FIG. 19



dell'OP-AMP una massa virtuale, non esiste differenza di potenziale su  $R_f$ : questa resistenza non è attraversata da corrente. Ponendo pertanto  $I_1 + I_2 = 0$ , si ricava:

**Velocità  
a vuoto**

$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad I_2 = \frac{m K_D}{R_2}$

$$n = -V_1 \frac{R_2}{K_D R_1} \tag{20}$$

Questa relazione, analoga alla (18), fornisce la *velocità del motore a vuoto*. Applicando un carico meccanico, che riduce la velocità del motore, la corrente in  $R_2$  subisce una variazione, che, supposto  $V_1$  costante, non potendosi ripercuotere su  $R_1$  determina una corrente in  $R_f$ . La conseguente variazione di  $V_1$  determina la compensazione nella velocità.

Analiticamente risulta:

$$\Delta I_2 = \Delta I_f$$

$R_2 I_2 = m K_D$

e quindi:

$$\Delta V_1 = -R_f \Delta I_2 = -\frac{R_f \Delta n K_D}{R_2} \tag{21}$$

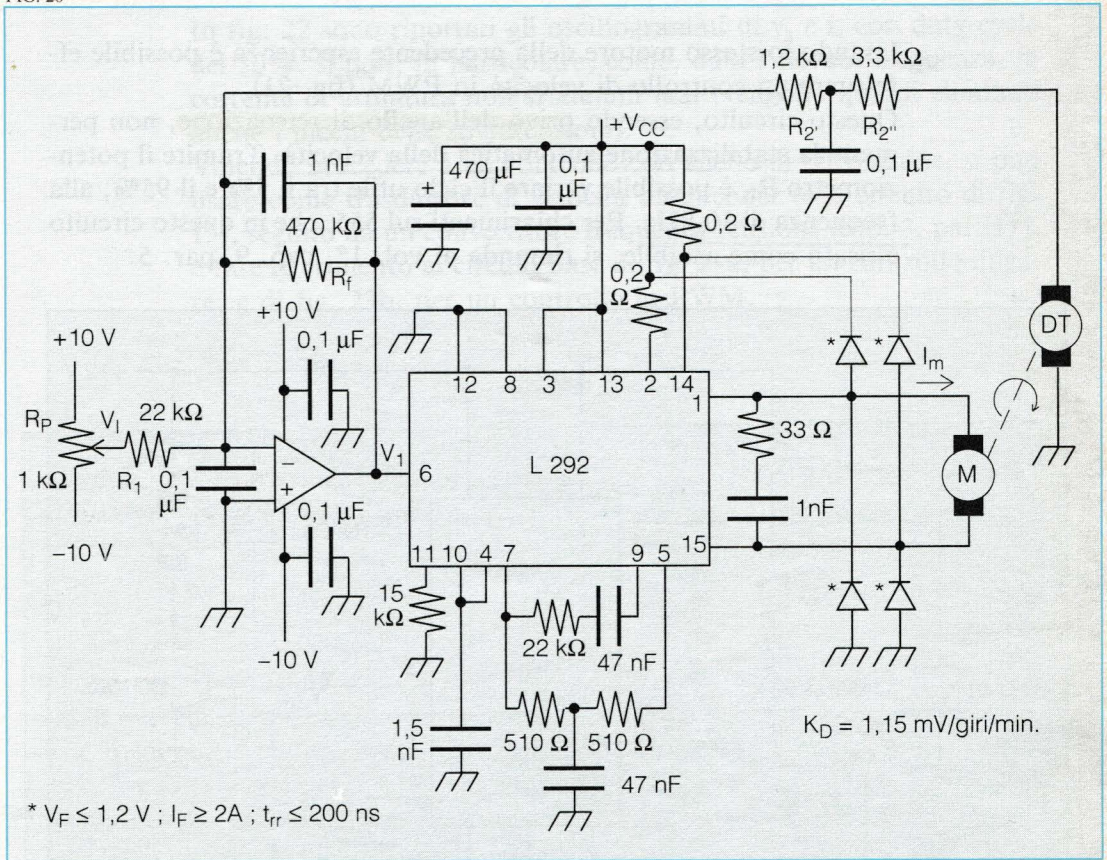
ossia: una variazione della velocità  $n$  comporta una variazione di segno opposto della  $V_1$  e, pertanto, di  $I_m$ , che compensa la variazione stessa. Dalla (21) si vede che per avere piccole variazioni di velocità, ovvero una buona stabilizzazione della stessa, è utile che  $R_f$  sia grande rispetto a  $R_2$ . Ricordando la (19), è anche possibile esprimere il legame tra la variazione di velocità e la variazione di corrente nel motore:

$$\Delta n = -\frac{R_2 \Delta I_m}{R_f K_D G} \tag{22}$$

**Circuito  
applicativo  
con L292**

La fig. 20 riporta un circuito applicativo che ricalca l'impostazione appena esposta. In particolare, si osservi che la resistenza al pin 11 e la capacità al pin

FIG. 20



10 determinano la frequenza di oscillazione interna all'IC, secondo la relazione:

$$f = \frac{1}{2RC} \quad (23)$$

Le resistenze da  $0,2 \Omega$  sono attraversate, alternativamente, in relazione al verso di rotazione del motore, dalla corrente  $I_m$ ; devono, quindi, essere adeguatamente dimensionate.

La resistenza  $R_2$  del precedente circuito è stata sostituita da due resistenze in serie, con interposto un condensatore derivato verso massa, per filtrare l'ondulazione residua della dinamo tachimetrica.

Questo integrato, in unione agli IC L290 (convertitore tachimetrico) e L291 (convertitore digitale/analogico), permette di realizzare, in unione a un encoder, un sistema di controllo del movimento del motore gestito da un microprocessore (vedere data sheets).

Un altro IC appositamente previsto per la regolazione di velocità in PWM è lo UAA4003 della SGS-Thomson, che, tramite un dispositivo di potenza esterno, permette di controllare motori dell'ordine del kW.

LABORATORIO

Usando lo stesso motore della precedente esperienza è possibile effettuare un controllo di velocità in PWM (fig. 21). Questo circuito, essendo privo dell'anello di retroazione, non permette la stabilizzazione automatica della velocità. Tramite il potenziometro  $P_1$ , è possibile variare il ciclo utile tra il 5% e il 95%, alla frequenza di 10 kHz. Per chiarimenti sul 555, che in questo circuito è usato come astabile, si rimanda al vol. 1°, cap. 9, par. 5.

FIG. 21

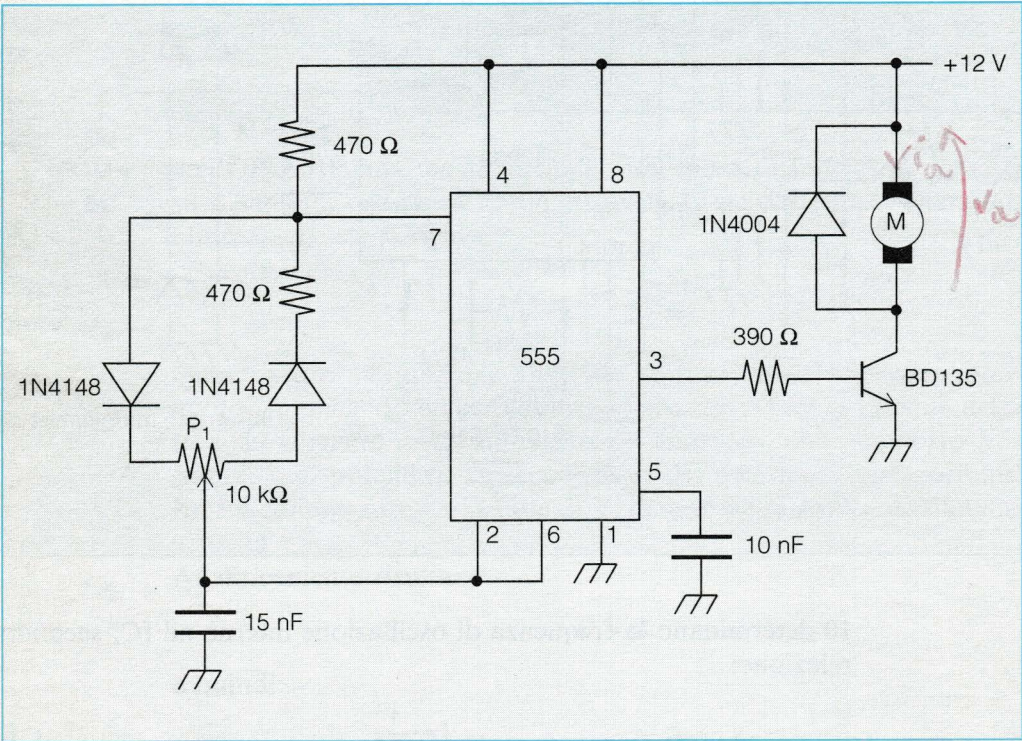
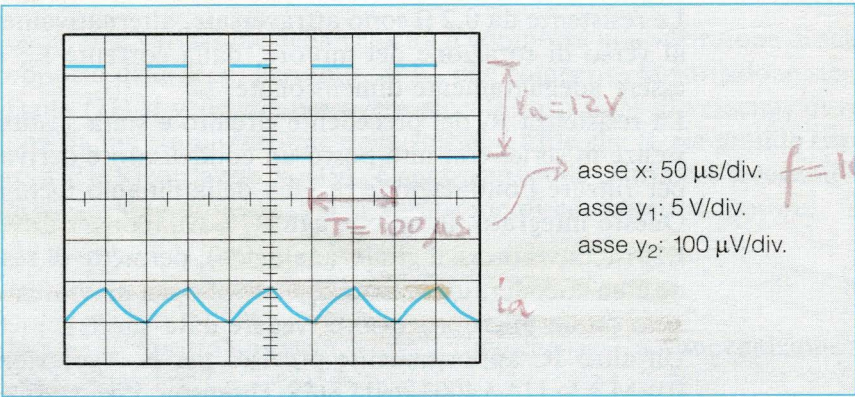


FIG. 22



In fig. 22 sono riportati gli oscillogrammi di  $v_a$  e  $i_a$  con duty cycle del 50%: si noti, in particolare, come, data l'elevata frequenza, la corrente di armatura non si annulli mai (vengono quindi eliminati anche i picchi delle sovratensioni).

Volendo procedere a un controllo con anello di retroazione, si può usare come trasduttore di velocità un encoder (o il circuito di fig. 15), seguito da un convertitore frequenza-tensione (cap. 3, par. 11), e fare riferimento ai circuiti base di fig. 23a, per un controllo lineare, e di fig. 23b, per un controllo in PWM.

FIG. 23

