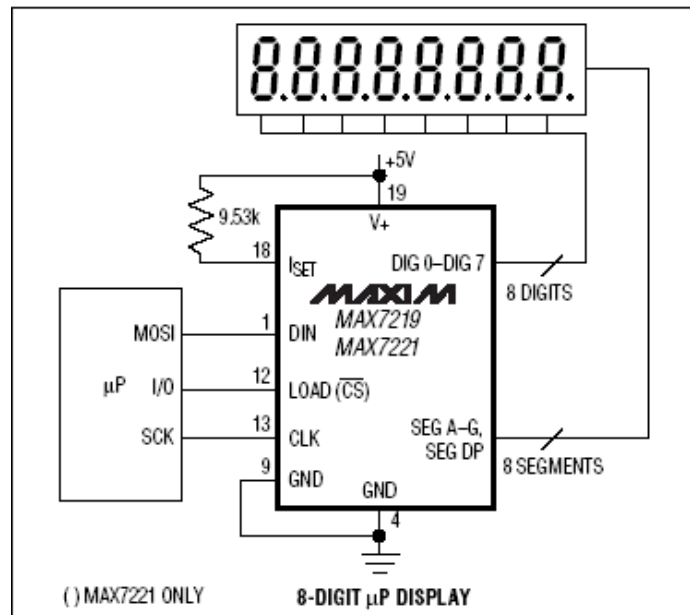


# MAX7219 – LED Display Driver a 8 cifre e interfaccia seriale



## SEGNALI

PIN	NAME	FUNCTION
1	DIN	Serial-Data Input. Data is loaded into the internal 16-bit shift register on CLK's rising edge.
2, 3, 5-8, 10, 11	DIG 0-DIG 7	Eight-Digit Drive Lines that sink current from the display common cathode. The MAX7219 pulls the digit outputs to V+ when turned off. The MAX7221's digit drivers are high-impedance when turned off.
4, 9	GND	Ground (both GND pins must be connected)
12	LOAD (MAX7219)	Load-Data Input. The last 16 bits of serial data are latched on LOAD's rising edge.
	$\overline{CS}$ (MAX7221)	Chip-Select Input. Serial data is loaded into the shift register while $\overline{CS}$ is low. The last 16 bits of serial data are latched on $\overline{CS}$ 's rising edge.
13	CLK	Serial-Clock Input. 10MHz maximum rate. On CLK's rising edge, data is shifted into the internal shift register. On CLK's falling edge, data is clocked out of DOUT. On the MAX7221, the CLK input is active only while $\overline{CS}$ is low.
14-17, 20-23	SEG A-SEG G, DP	Seven Segment Drives and Decimal Point Drive that source current to the display. On the MAX7219, when a segment driver is turned off it is pulled to GND. The MAX7221 segment drivers are high-impedance when turned off.
18	ISET	Connect to V <sub>DD</sub> through a resistor (R <sub>SET</sub> ) to set the peak segment current (Refer to <i>Selecting RSET Resistor</i> section).
19	V+	Positive Supply Voltage. Connect to +5V.
24	DOUT	Serial-Data Output. The data into DIN is valid at DOUT 16.5 clock cycles later. This pin is used to daisy-chain several MAX7219/MAX7221's and is never high-impedance.

## FORMATO DATI

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D6	D4	D3	D2	D1	D0
X	X	X	X	INDIRIZZO				MSB		DATO				LSB	

## MAPPA DEGLI INDIRIZZI DEI REGISTRI

**DIGIT registers**  
(on-chip 8X8 SRAM)

REGISTER	ADDRESS					HEX CODE
	D15–D12	D11	D10	D9	D8	
No-Op	X	0	0	0	0	0xX0
Digit 0	X	0	0	0	1	0xX1
Digit 1	X	0	0	1	0	0xX2
Digit 2	X	0	0	1	1	0xX3
Digit 3	X	0	1	0	0	0xX4
Digit 4	X	0	1	0	1	0xX5
Digit 5	X	0	1	1	0	0xX6
Digit 6	X	0	1	1	1	0xX7
Digit 7	X	1	0	0	0	0xX8
Decode Mode	X	1	0	0	1	0xX9
Intensity	X	1	0	1	0	0xXA
Scan Limit	X	1	0	1	1	0xXB
Shutdown	X	1	1	0	0	0xXC
Display Test	X	1	1	1	1	0xXF

**CONTROL registers**

REGISTER	ADDRESS					HEX CODE
	D15–D12	D11	D10	D9	D8	
No-Op	X	0	0	0	0	0xX0
Digit 0	X	0	0	0	1	0xX1
Digit 1	X	0	0	1	0	0xX2
Digit 2	X	0	0	1	1	0xX3
Digit 3	X	0	1	0	0	0xX4
Digit 4	X	0	1	0	1	0xX5
Digit 5	X	0	1	1	0	0xX6
Digit 6	X	0	1	1	1	0xX7
Digit 7	X	1	0	0	0	0xX8
Decode Mode	X	1	0	0	1	0xX9
Intensity	X	1	0	1	0	0xXA
Scan Limit	X	1	0	1	1	0xXB
Shutdown	X	1	1	0	0	0xXC
Display Test	X	1	1	1	1	0xXF

## SHUTDOWN MODE

Quando il MAX7219 è in modalità *shutdown* l'oscillatore viene fermato, i driver dei segmenti vengono posti a massa e quelli dei display a V+, spegnendo così i display stessi. I dati nei registri rimangono inalterati e il display driver può essere programmato.

La modalità *shutdown* può essere utilizzata per risparmiare potenza o per far lampeggiare i display.

Il tempo di uscita dalla modalità *shutdown* è  $\leq 250\mu\text{s}$ .

### Formato *shutdown register* (address=XC)

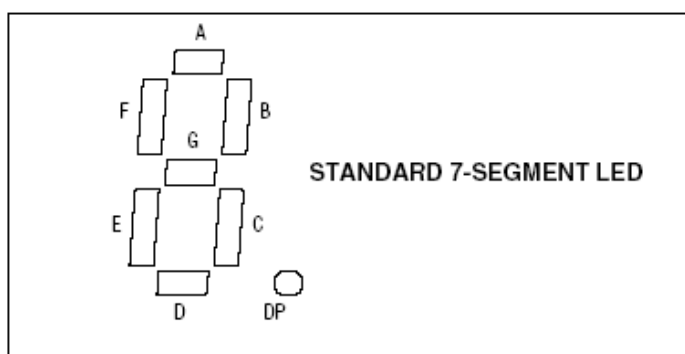
MODE	ADDRESS CODE (HEX)	REGISTER DATA							
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Shutdown Mode	0xXC	X	X	X	X	X	X	X	0
Normal Operation	0xXC	X	X	X	X	X	X	X	1

## DECODE MODE

Il *Decode Mode Register* (address=X9) definisce, per ogni cifra, se viene utilizzato il codice BCD-B oppure nessun codice.

DECODE MODE	REGISTER DATA								HEX CODE
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
No decode for digits 7-0	0	0	0	0	0	0	0	0	0x00
Code B decode for digit 0 No decode for digits 7-1	0	0	0	0	0	0	0	1	0x01
Code B decode for digits 3-0 No decode for digits 7-4	0	0	0	0	1	1	1	1	0x0F
Code B decode for digits 7-0	1	1	1	1	1	1	1	1	0xFF

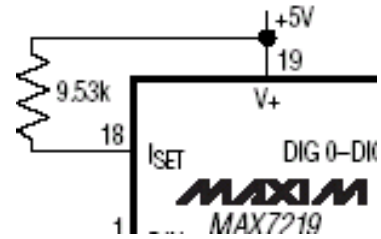
7-SEGMENT CHARACTER	REGISTER DATA					
	D7*	D6-D4	D3	D2	D1	D0
0		X	0	0	0	0
1		X	0	0	0	1
2		X	0	0	1	0
3		X	0	0	1	1
4		X	0	1	0	0
5		X	0	1	0	1
6		X	0	1	1	0
7		X	0	1	1	1
8		X	1	0	0	0
9		X	1	0	0	1
—		X	1	0	1	0
E		X	1	0	1	1
H		X	1	1	0	0
L		X	1	1	0	1
P		X	1	1	1	0
blank		X	1	1	1	1



	REGISTER DATA							
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Corresponding Segment Line	DP	A	B	C	D	E	F	G

## INTENSITY CONTROL

La luminosità dei display può essere controllata con un resistore esterno  $R_{SET}$  connesso tra  $V+$  e  $I_{SET}$ . La corrente di picco nei segmenti è nominalmente  $100I_{SET}$ .  $R_{SET}$  può essere fissa o variabile ma deve comunque essere  $\geq 9,53 \Omega$ .



La luminosità del display può essere controllata anche in modo digitale utilizzando l'*intensity register*. Il controllo viene effettuato mediante l'LSN del registro, il quale agisce su un circuito PWM interno. Il modulatore suddivide la corrente media nei segmenti in 16 passi, da un massimo di 31/32 fino a un minimo di 1/32 della corrente di picco imposta da  $R_{SET}$ .

### Formato *Intensity register* (address=XA)

DUTY CYCLE		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	HEX CODE
MAX7219	MAX7221									
1/32 (min on)	1/16 (min on)	X	X	X	X	0	0	0	0	0xX0
3/32	2/16	X	X	X	X	0	0	0	1	0xX1
5/32	3/16	X	X	X	X	0	0	1	0	0xX2
7/32	4/16	X	X	X	X	0	0	1	1	0xX3
9/32	5/16	X	X	X	X	0	1	0	0	0xX4
11/32	6/16	X	X	X	X	0	1	0	1	0xX5
13/32	7/16	X	X	X	X	0	1	1	0	0xX6
15/32	8/16	X	X	X	X	0	1	1	1	0xX7
17/32	9/16	X	X	X	X	1	0	0	0	0xX8
19/32	10/16	X	X	X	X	1	0	0	1	0xX9
21/32	11/16	X	X	X	X	1	0	1	0	0xXA
23/32	12/16	X	X	X	X	1	0	1	1	0xXB
25/32	13/16	X	X	X	X	1	1	0	0	0xXC
27/32	14/16	X	X	X	X	1	1	0	1	0xXD
29/32	15/16	X	X	X	X	1	1	1	0	0xXE
31/32	15/16 (max on)	X	X	X	X	1	1	1	1	0xFF



## I trasduttori

### Sommario argomenti trattati

I trasduttori.....	1
Introduzione.....	1
Applicazioni.....	2
Classificazione dei trasduttori.....	2
Circuiti di condizionamento .....	3
Parametri caratteristici dei trasduttori.....	3
Caratteristiche statiche.....	4
Caratteristiche dinamiche .....	6
Risposta al gradino .....	6
Si applica una brusca variazione dell'ingresso e si valuta l'uscita. Se il sistema ha un comportamento tipo filtro RC (sistema del primo ordine), la risposta è del tipo di figura: .....	6
Il traduttore ideale.....	7
Trasduttori di temperatura.....	9
Le scale di temperature – richiami.....	9
Le termoresistenze .....	11
CARATTERISTICHE: .....	12
I termistori NTC.....	14
I termistori PTC .....	16
Le termocoppie .....	17
CARATTERISTICHE: .....	20
Trasduttori di temperatura integrati .....	20
CARATTERISTICHE: .....	20
LM335 .....	20
CARATTERISTICHE: .....	21
AD590 .....	21
CARATTERISTICHE: .....	21
Termometri all'infrarosso .....	22

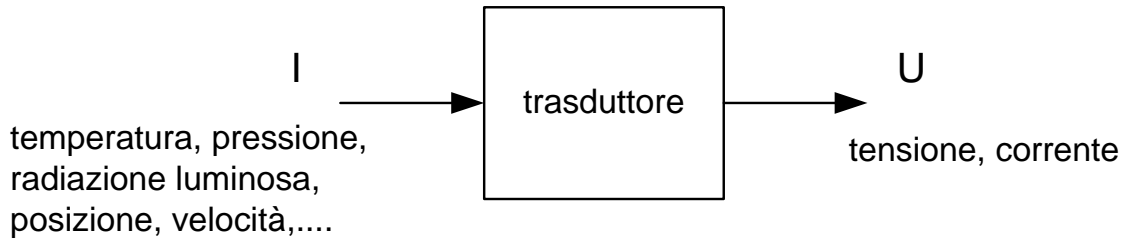
### Introduzione

Con il termine **trasduttore o sensore**<sup>1</sup> si intende un dispositivo che **trasforma un segnale** espresso in una **grandezza fisica** (temperatura, velocità, posizione...) in un segnale espresso in **un'altra grandezza fisica** (per esempio di tipo elettrico).

In questi appunti ci occuperemo di sensori che trasformano una **generica grandezza fisica** in un **segnale elettrico**.

---

<sup>1</sup> Alcuni fanno distinzione fra trasduttore e sensore, ma si tratta delle solite fantasie malate di sprovveduti che non hanno mai messo in pratica niente.



Il legame  $f$  fra grandezza fisica d'ingresso e grandezza fisica di uscita prende il nome di **funzione di trasferimento** (nel gergo FDT) del traduttore, in formule:  $U = f(I)$ .

Tale legame:

- non sempre è completamente noto;
- può variare nel tempo (nel gergo elettronico si dice che il traduttore è **tempo-variante**;
- si desidera di tipo lineare ossia  $U = K * I$

### Applicazioni

I sensori sono una parte molto importante dei sistemi automatici in generale e dei sistemi computerizzati in particolare, infatti grazie ai sensori il sistema automatico può ricevere informazioni sull'ambiente che lo circonda ed intervenire su questo.

Nella figura che segue viene rappresentato un **sistema di acquisizione dati**, ossia un sistema che si limita a misurare una o più grandezze fisiche e a memorizzare e/o visualizzare il valore misurato.



Fig. 1 - Sistema di acquisizione dati

Altro importante caso è il **sistema di controllo automatico**, in cui oltre la misura della grandezza fisica vi è anche un intervento sul mondo reale in modo da ottenere un determinato andamento nel tempo.

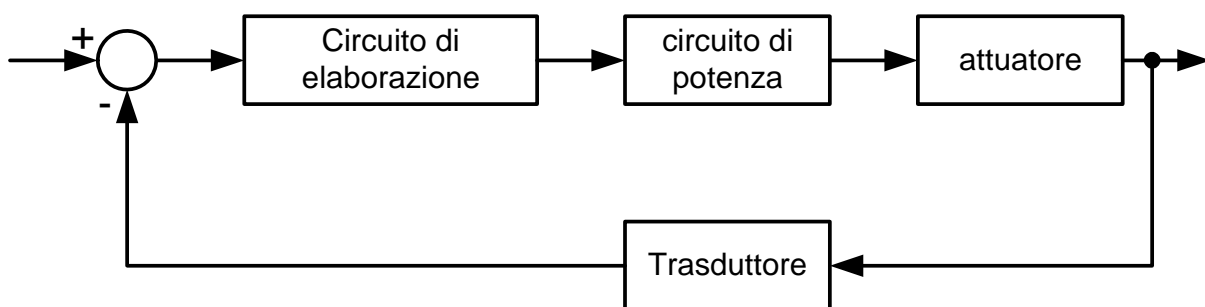


Fig. 2 - Sistema di controllo automatico

### Classificazione dei trasduttori

La classificazione più utile dei trasduttori è quella che li distingue in **primari** e **secondari**.

Nei trasduttori **primari** la grandezza di ingresso viene trasformata direttamente nella grandezza di uscita.

I **trasduttore primari** sono in numero piuttosto ridotto, tra questi si ricordano:

- trasduttori di **temperatura**

- trasduttori **fotoelettrici**
- **estensimetri**
- sensori di **campo magnetico**
- **potenziometri**
- sensori **elettrochimici**

Nei **secondari**, viceversa, la grandezza di uscita si ottiene dalla grandezza di ingresso **in modo indiretto**. Ovvero la grandezza di ingresso viene convertita in una grandezza intermedia e quest'ultima viene convertita nella grandezza di uscita.

Sono trasduttori secondari:

- i sensori di **forza, accelerazione e pressione** (basati sugli estensimetri).
- la maggior parte dei sensori di **posizione** (basati sui sensori fotoelettrici e sui sensori di campo magnetico).
- i sensori di **velocità**, basati sui sensori di posizione.

Altre possibilità di classificazione sono indicate dalla tabella seguente:

<b>Criterio</b>	<b>Tipologia</b>
grandezza fisica rilevata	<ul style="list-style-type: none"><li>• di temperatura, velocità, forza, pressione, luminosità,...</li></ul>
legame ingresso/uscita (FdT)	<ul style="list-style-type: none"><li>• lineare,</li><li>• esponenziale,</li><li>• logaritmico</li></ul>
tipologia di grandezze in gioco	<ul style="list-style-type: none"><li>• analogico,</li><li>• digitale</li></ul>
grandezza elettrica di uscita	<ul style="list-style-type: none"><li>• tensione,</li><li>• corrente,</li><li>• variazione di un parametro elettrico (R, C, L)</li></ul>
tipo di misura	<ul style="list-style-type: none"><li>• assoluto,</li><li>• incrementale</li></ul>

### **Circuiti di condizionamento**

Normalmente a valle del trasduttore si deve inserire un **circuito di condizionamento**, il cui scopo è quello di agire sul segnale elettrico fornito dal trasduttore in modo da conferirgli caratteristiche adeguate alle esigenze dei circuiti successivi (ADC, ...).

Spesso si cerca di ricondursi a segnali standard, facilmente utilizzabili in apparecchiature commerciali, di cui i più diffusi sono i seguenti:

- corrente 0-20mA
- corrente 4-20 mA
- tensione 0-5V
- tensione 0-10V

### **Parametri caratteristici dei trasduttori**

Si possono dividere in caratteristiche statiche e dinamiche.

#### **Caratteristiche statiche:**



Parametri descrittivi della funzione di trasferimento del trasduttore A REGIME, cioè dopo il transitorio iniziale conseguente alla applicazione (gradino) dell'ingresso di riferimento.

### **Caratteristiche dinamiche:**

Insieme di parametri che quantificano le prestazioni del trasduttore rispetto a sollecitazioni variabili più o meno velocemente nel tempo.

- risposta al gradino
- risposta in frequenza

### **Caratteristiche statiche**

**Accuracy** (accuratezza): è la differenza fra il valore ideale (corretto) dell'uscita e il valore reale (falsato da errore) dell'uscita del trasduttore, con riferimento ad uno specifico ingresso.

Viene generalmente data come %FSO (percentuale sull'uscita di fondo scala)

$$\varepsilon_{\%} = \frac{U_{reale} - U_{ideale}}{FSO} \cdot 100$$

**Off-set:** è il valore assunto dalla grandezza d'uscita quando l'ingresso ha valore nullo.

In sintesi  $off\text{-}set = U_0 = f(0)$

Per un trasduttore lineare, la funzione di trasferimento si può scrivere quindi come:

$$U = k \cdot I + U_0$$

**Stabilità:** è l'attitudine del trasduttore a mantenere le proprie caratteristiche invariate nel tempo e al variare delle condizioni ambientali.

**Campo di misura (range):** è il campo dei valori della variabile di ingresso entro il quale sono garantite le prestazioni e l'integrità del trasduttore ( $I_{min} \div I_{max}$ ).

**Ripetibilità:** è l'attitudine del trasduttore a produrre la stessa uscita quando si effettuano ripetute applicazioni successive di uno stesso ingresso.

$$Rip = \frac{U_{MAX} - U_{min}}{FS} \%$$

**Risoluzione:** è la più piccola variazione dell'ingresso che provoca una variazione dell'uscita.

Un **buon trasduttore presenta una BASSA risoluzione** (cioè può apprezzare segnali di piccolo valore riferiti alla portata del dispositivo).

**Sensibilità:** è il rapporto tra la minima variazione apprezzabile del segnale di uscita e la corrispondente variazione dell'ingresso

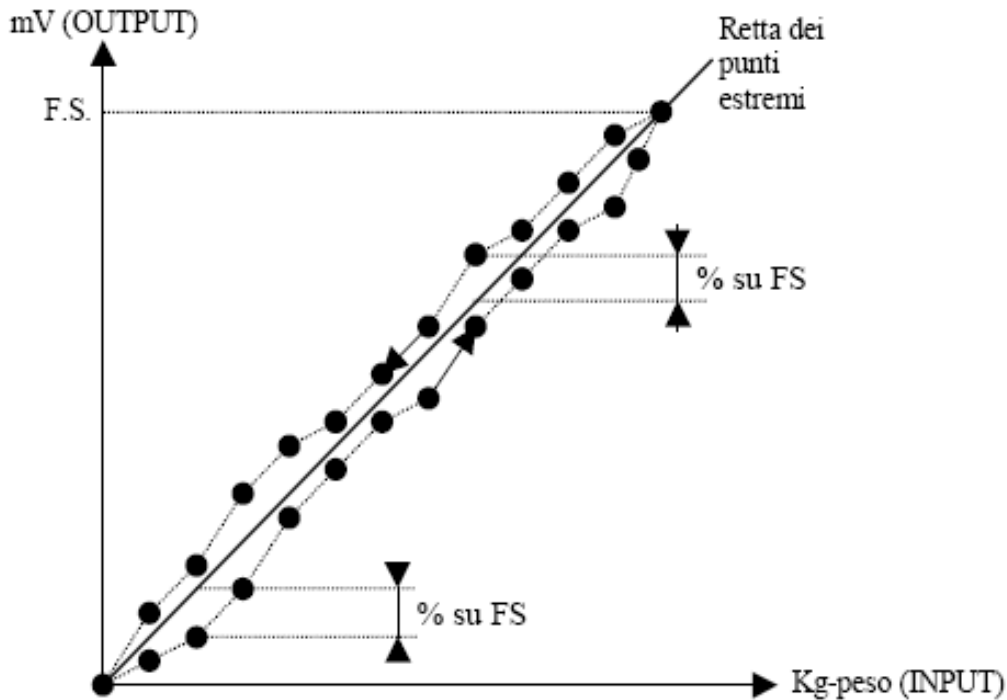
$$Sens = \frac{\Delta U_{min}}{\Delta I}$$

Un buon trasduttore deve avere una grande sensibilità (a piccole variazioni dell'ingresso devono corrispondere grandi variazioni dell'uscita).

Se la caratteristica è lineare la sensibilità è la stessa in tutto il range di funzionamento, altrimenti cambia in funzione del punto di lavoro.

**Linearità:** esprime lo scostamento tra l'andamento teorico (lineare,  $U=k*I$ ) e quello reale della FdT del trasduttore.

La linearità può essere valutata in vari modi, modi che devono essere indicati dal costruttore, è bene prestare molta attenzione a questi per poter fare un corretto confronto tra traduttori di costruttori diversi.

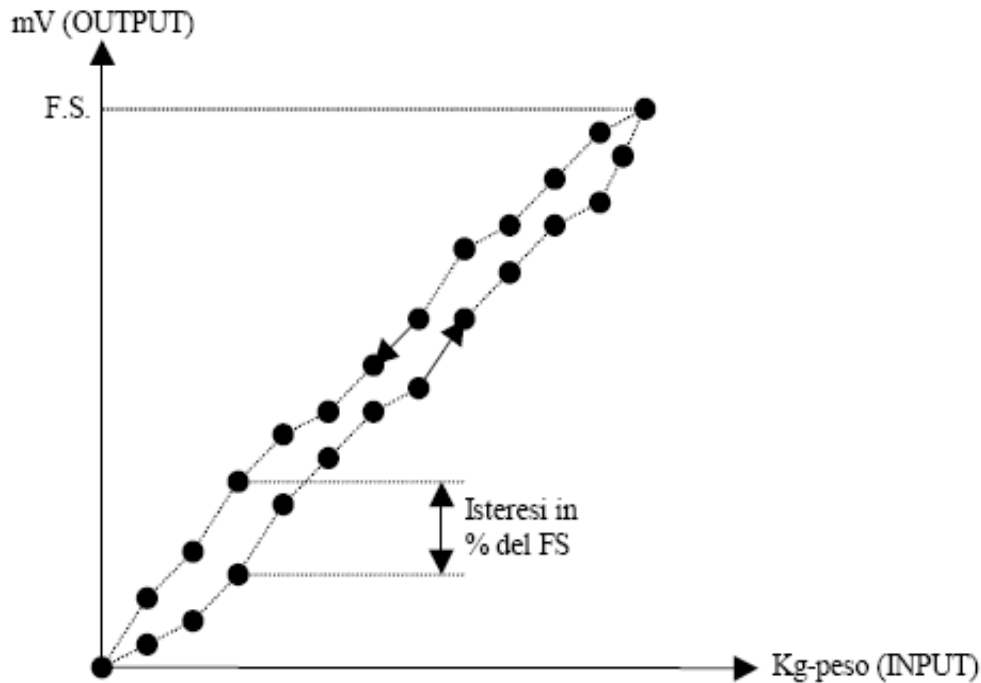


Un modo molto semplice per definire la linearità è la **linearità dei punti estremi (end point linearity)**, costituita dalla massima deviazione (percentuale sul FS) dell'uscita rispetto alla retta passante per i punti estremi (origine e FS).

È valutata nei due casi:

- successione di ingresso crescente
- successione di ingresso decrescente

**Isteresi:** attitudine del trasduttore a produrre la stessa uscita, sia che il valore d'ingresso venga raggiunto da valori inferiori, sia che venga raggiunto da valori superiori.



Per calcolare l'isteresi, si esegue la misura dell'uscita prima per una successione di valori di ingresso crescenti, poi per una successione di valori d'ingresso decrescenti e si calcola la differenza massima tra i valori d'uscita corrispondenti, espressa in percentuale del FS

### **Caratteristiche dinamiche**

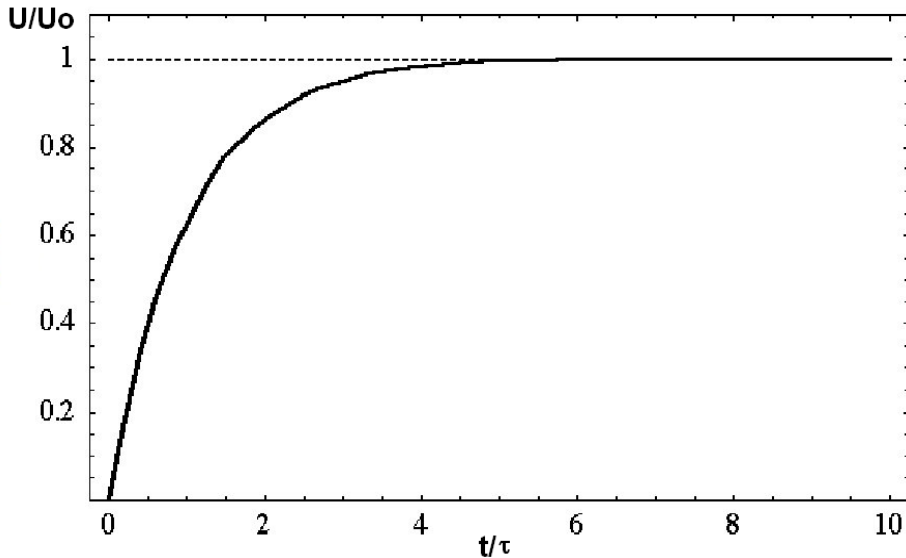
Nel contesto applicativo dei sistemi di controllo automatico, le specifiche statiche sono insufficienti a descrivere le caratteristiche del trasduttore: è necessario integrarne la descrizione con un insieme di parametri che quantifichino le prestazioni rispetto a sollecitazioni variabili più o meno velocemente nel tempo.

In sostanza esistono due modi per descrivere le caratteristiche dinamiche di un trasduttore:

- mediante i parametri della **risposta al gradino**;
- per mezzo della **risposta in frequenza**.

#### **Risposta al gradino**

Si applica una brusca variazione dell'ingresso e si valuta l'uscita. Se il sistema ha un comportamento tipo filtro RC (sistema del primo ordine), la risposta è del tipo di figura:

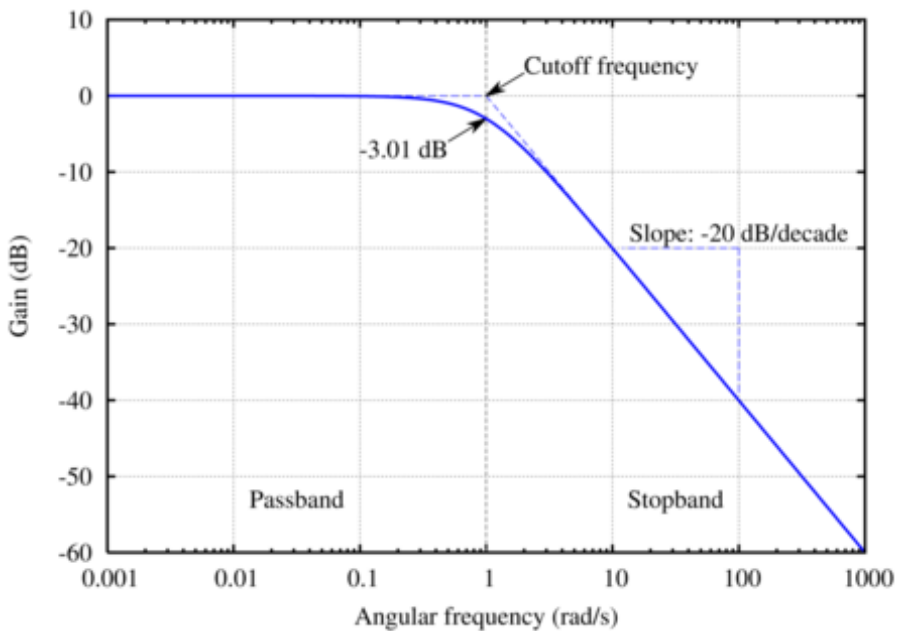


Si possono così individuare le seguenti grandezze:

- **costante di tempo  $\tau$**  = tempo necessario a raggiungere il 63% del valore di regime dell'uscita
- **tempo di salita** = tempo necessario a passare dal 10% al 90% del valore di regime dell'uscita
- **dead time** = tempo che intercorre tra l'applicazione del gradino e la prima manifestazione dell'uscita

### Risposta in frequenza

La risposta in frequenza è costituita dal diagramma di Bode del modulo della FdT in funzione della pulsazione  $\omega$  del segnale d'ingresso. La risposta tipica è quella di un filtro passa basso:



### Il traduttore ideale


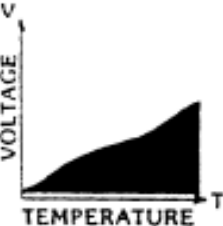



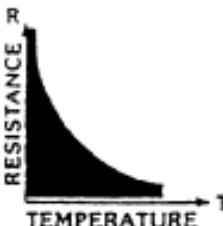

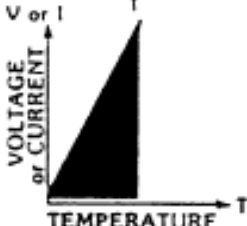
Un buon trasduttore dovrebbe avere:

- caratteristica di trasferimento lineare
- range ampio
- alta sensibilità
- bassa risoluzione
- piccola costante di tempo
- assenza di isteresi

## Trasduttori di temperatura

E' quasi superfluo ricordare qualcuna delle innumerevoli applicazioni pratiche dei trasduttori di temperatura, che spaziano dal controllo delle reazioni chimiche (esotermiche), alla gestione automatica degli impianti di climatizzazione.

Saranno delineate le principali caratteristiche di quattro categorie di trasduttori di temperatura, i cui vantaggi/svantaggi sono brevemente anticipati nella seguente tabella:

	 <b>Thermocouple</b> 	 <b>RTD</b> 	 <b>Thermistor</b> 	 <b>I.C. Sensor</b> 
<b>Advantages</b>	<input type="checkbox"/> Self-powered <input type="checkbox"/> Simple <input type="checkbox"/> Rugged <input type="checkbox"/> Inexpensive <input type="checkbox"/> Wide variety <input type="checkbox"/> Wide temperature range	<input type="checkbox"/> Most stable <input type="checkbox"/> Most accurate <input type="checkbox"/> More linear than thermocouple	<input type="checkbox"/> High output <input type="checkbox"/> Fast <input type="checkbox"/> Two-wire ohms measurement	<input type="checkbox"/> Most linear <input type="checkbox"/> Highest output <input type="checkbox"/> Inexpensive
<b>Disadvantages</b>	<input type="checkbox"/> Non-linear <input type="checkbox"/> Low voltage <input type="checkbox"/> Reference required <input type="checkbox"/> Least stable <input type="checkbox"/> Least sensitive	<input type="checkbox"/> Expensive <input type="checkbox"/> Current source required <input type="checkbox"/> Small $\Delta R$ <input type="checkbox"/> Low absolute resistance <input type="checkbox"/> Self-heating	<input type="checkbox"/> Non-linear <input type="checkbox"/> Limited temperature range <input type="checkbox"/> Fragile <input type="checkbox"/> Current source required <input type="checkbox"/> Self-heating	<input type="checkbox"/> $T < 200^{\circ}C$ <input type="checkbox"/> Power supply required <input type="checkbox"/> Slow <input type="checkbox"/> Self-heating <input type="checkbox"/> Limited configuration

### Le scale di temperatura – richiami

Il processo di standardizzazione delle scale di temperatura è stato lungo e laborioso (1700-1900). Esso ha riguardato la scelta dei punti di calibrazione e la suddivisione delle scale.

Oggi le scale più comuni sono quelle *Celsius*, *Kelvin*, *Fahrenheit* e *Rankine* anche se le più utilizzate sono certamente le prime due.

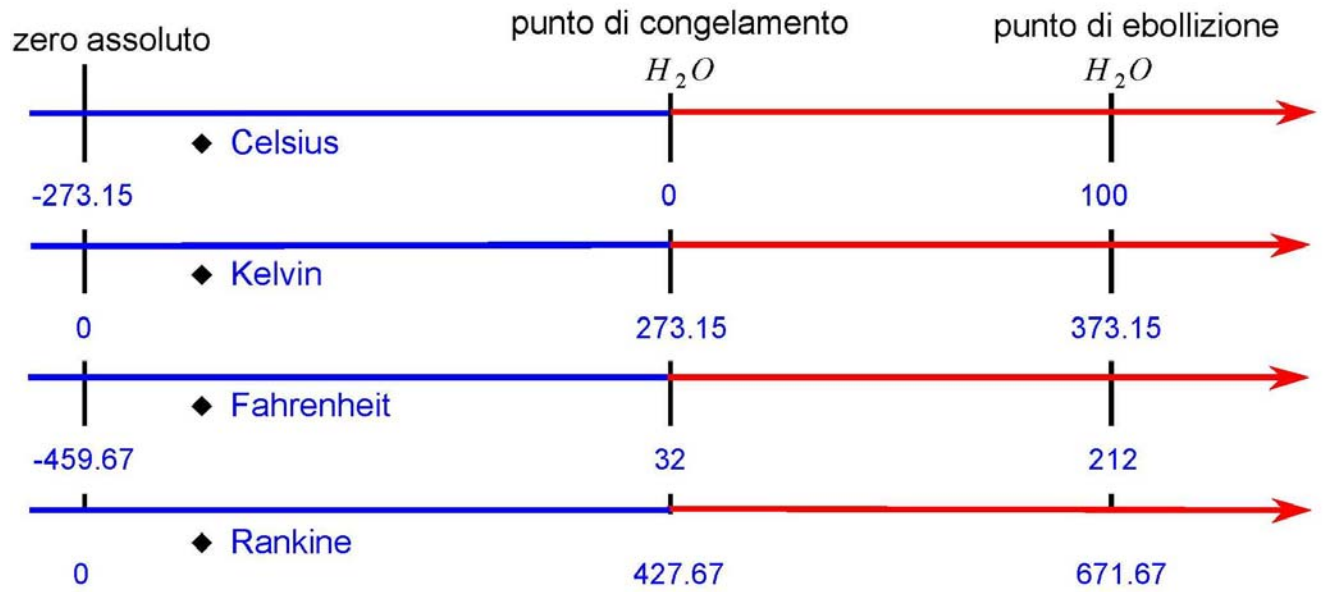
Come si deduce dalla figura che segue, le scale Celsius e Kelvin differiscono solo per il punto preso come riferimento per lo zero, mentre coincidono come incremento, in altre parole un grado Celsius coincide con un grado Kelvin.

Per il passaggio fra le due scale si può usare la seguente semplice relazione:

$$T(K) = T(^{\circ}C) + 273,15 \quad - \text{trasformazione da gradi Celsius a gradi Kelvin}$$

Nel mondo anglosassone è molto utilizzata la scala Fahrenheit, si riporta anche per questa la relazione di trasformazione:

$$T(^{\circ}F) = 9/5 * T(^{\circ}C) + 32 \quad - \text{trasformazione da gradi Celsius a gradi Fahrenheit}$$



### Le termoresistenze

Le **termoresistenze** o **RTD** non sono altro che resistori a filo metallico (normalmente platino) che hanno la caratteristica di **variare la loro resistenza** in modo **proporzionale** alla temperatura.

All'aumentare della temperatura, in un metallo aumenta l'agitazione termica degli elettroni che quindi si muovono con maggiore difficoltà, dall'esterno ciò si trasforma in un maggior ostacolo offerto dal materiale al passaggio della corrente elettrica, ossia in un aumento di resistenza con l'aumentare della temperatura.

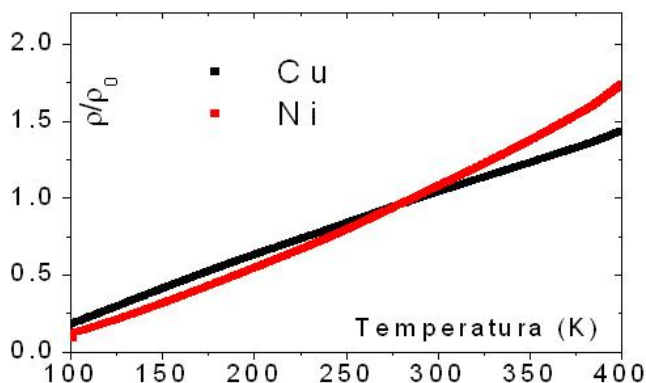


Fig. 3 Andamento della resistività per Rame e Nichel

In prima approssimazione, per piccoli intervalli di temperatura, il legame resistenza-temperatura è quello di tutti i conduttori metallici:

$$R(T) = R_0 (1 + \alpha(T - T_0)) \text{ con}$$

$R_0$  resistenza alla temperatura di riferimento  $T_0$  (normalmente  $0^\circ \text{C}$ );

$\alpha$  coefficiente di temperatura espresso in  $\text{K}^{-1}$ , che assume valori positivi per i metalli.

Normalmente le variazioni di resistenza sono tradotte in variazioni di tensione mediante un'alimentazione del sensore con una corrente rigorosamente costante.

A causa della presenza della presenza di coefficienti di temperatura abbastanza piccoli, le tensioni in uscita hanno modeste variazioni, per cui è necessario provvedere ad amplificazioni abbastanza elevate.

Con questi sensori si riescono ad effettuare misure di temperatura con elevata precisione.

Nella tabella che segue sono riportati i valori, alle varie temperature, della resistenza del sensore di temperatura resistivo PT100, nell'intervallo  $-200^\circ \text{C}$ ,  $+850^\circ \text{C}$ , a passi di  $10^\circ \text{C}$ . Si noti che nell'ultima colonna è riportato il valore del coefficiente di temperatura per l'intervallo di temperature individuato dalla riga in questione.

Esempio: a  $-50^\circ \text{C}$  la R vale  $80.31 \Omega$  ed il coefficiente di temperatura<sup>2</sup>  $0.40 \Omega/\text{K}$ .

<sup>2</sup> In questo caso la resistenza alla generica temperatura è espressa dalla seguente relazione:

$$R(T) = R_0 + \alpha_R(T - T_0) \text{ con } \alpha_R \text{ chiamato ancora coefficiente di temperatura ma espresso in } \Omega/\text{K}$$



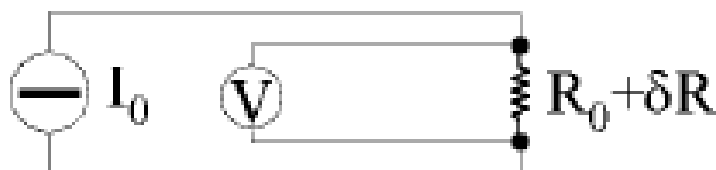
<b>-200</b>	18,49											
<b>-100</b>	60,25	56,19	52,11	48,00	43,87	39,71	35,53	31,32	27,08	22,80	18,49	0,42
<b>0</b>	100,00	96,09	92,16	88,22	84,27	80,31	76,33	72,33	68,33	64,30	60,25	0,40
<b>°C</b>	<b>0</b>	<b>10</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>70</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>Ω/°C</b>
<b>0</b>	100,00	103,90	107,79	111,67	115,54	119,40	123,24	127,07	130,89	134,70	138,50	0,385
<b>100</b>	138,50	142,29	146,06	149,82	153,58	157,31	161,04	164,76	168,46	172,16	175,84	0,373
<b>200</b>	175,84	179,51	183,17	186,82	190,45	194,07	197,69	201,29	204,88	208,45	212,02	0,361
<b>300</b>	212,02	215,57	219,12	222,65	226,17	229,67	233,17	236,65	240,13	243,59	247,04	0,350
<b>400</b>	247,04	250,48	253,90	257,32	260,72	264,11	267,49	270,86	274,22	277,56	280,90	0,338
<b>500</b>	280,90	284,22	287,53	290,83	294,11	297,39	300,65	303,91	307,15	310,38	313,59	0,327
<b>600</b>	313,59	316,80	319,99	323,18	326,35	329,51	332,661	335,79	338,92	342,03	345,13	0,315
<b>700</b>	345,13	348,22	351,30	354,37	357,42	360,47	363,501	366,523	369,53	372,52	375,51	0,304
<b>800</b>	375,51	378,48	381,45	384,40	387,34	390,26	-					0,295

**Tab. 1 - Valori resistivi standard del sensore di temperatura resistivo PT100**

**CARATTERISTICHE:**

- **range abbastanza elevato:** (-200, 800)°C
- **buona precisione e stabilità** a lungo termine
- **sensibilità ridotta** ⇒ forti amplificazioni (è consigliabile il ricorso ad una struttura resistiva a ponte di Wheatstone per aumentare la sensibilità della misura)
- **non linearità** ⇒ circuiti di linearizzazione per escursioni termiche elevate
- scelta di compromesso nel dimensionare la corrente di “alimentazione” del RTD (non troppo grande per evitare di innescare un elevato **autoriscaldamento** per effetto Joule, e nemmeno troppo piccola per ovvie esigenze di misura).

Inoltre particolare attenzione dovrà essere posta nel cablaggio di collegamento sulle “lunghe” distanze, onde evitare di falsare la misura con la resistenza interna dei cavi. In questi casi si può far ricorso alla seguente soluzione, facente uso di quattro fili:



**Fig. 4 Collegamento RTD a quattro fili**



**Fig. 5 - PT100 in contenitore per uso industriale**

## I termistori NTC

Sono dei resistori non lineari che presentano un coefficiente di temperatura **negativo** (**Negative Temperature Coefficient**).

Gli elementi resistivi sono preparati con ossidi di elementi del gruppo del ferro (Cromo, nichel, ferro, cobalto, manganese) a cui sono conferite proprietà da semiconduttore con l'aggiunta di piccole quantità di ioni di titanio (semiconduttore di tipo n) oppure di ioni di litio (semiconduttore di tipo p).

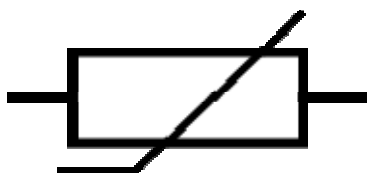


Fig. 6 - Simbolo di una NTC o in generale di un termistore

La legge di variazione della resistenza con la temperatura è di tipo esponenziale:

$$R(T) = R_{25} e^{B \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right)}$$
 con:

$R_{25}$  = resistenza alla temperatura di riferimento di 25 °C

$T_{25}$  = temperatura assoluta equivalente a 25 °C

B = costante dipendente dal tipo di NTC variabile da 2500 K a 5700K.

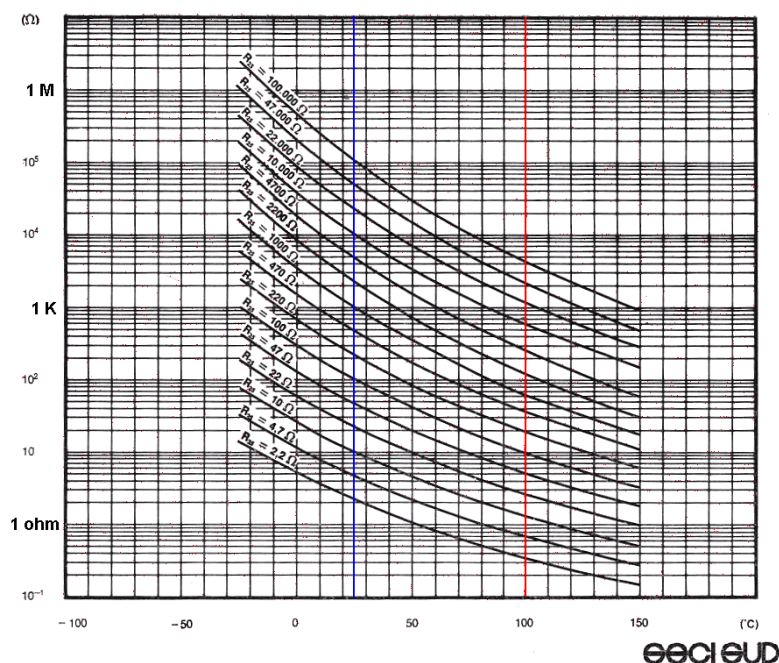


Fig. 7 - Relazione Resistenza-temperatura per alcune NTC

**Svantaggi** di questo tipo di sensore sono:

1. legame **non lineare** tra R e T;
2. **ridotta precisione**;
3. **campo di misura** (range) **contenuto** (normalmente da -20 a +100°C)

A fronte di questo presenta il grosso **vantaggio** di avere grosse variazioni di R al variare di T (ossia **elevata sensibilità**) e quindi consente di ottenere variazioni di tensione elevate ossia piccola amplificazione richiesta.



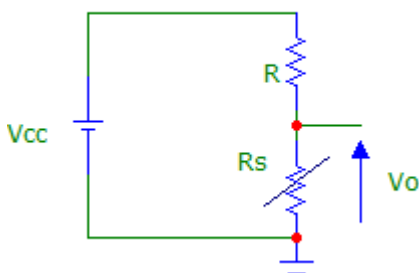
**Fig. 8 - Esempi d NTC**

Nel condizionamento si effettua quasi sempre una linearizzazione della caratteristica V-T, utilizzando circuiti più o meno sofisticati.

Un circuito molto semplice è quello di figura, in cui la resistenza R di linearizzazione viene determinata in modo tale che a parità di variazioni di temperatura intorno ad un valore medio  $T_m$ , si ottengano uguali variazioni di tensione intorno ad un valore  $V_s(T_m)$ .

Imponendo le condizioni di cui sopra si ricava la seguente espressione:

$$R = \frac{R_s(T_m)[R_s(T_1) - R_s(T_2)] - 2R_s(T_1)R_s(T_2)}{R_s(T_1) + R_s(T_2) - 2R_s(T_m)}$$



**Fig. 9- Circuito di linearizzazione di una NTC**

## I termistori PTC

Sono dei resistori non lineari che presentano un coefficiente di temperatura **positivo** (**Positive Temperature Coefficient**).

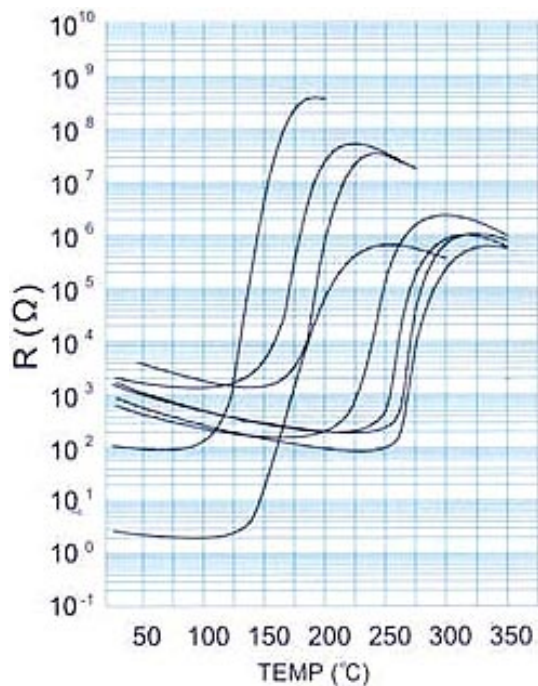
Vengono realizzati con semiconduttori fortemente drogati di tipo n, per cui la dipendenza della resistività della temperatura ha un andamento simile a quello dei metalli, ma con una sensibilità molto più elevata.

La relazione che lega la resistenza alla temperatura è la seguente:

$$R_T = A + C \cdot e^{B \cdot T} \text{ valida per } T_S \leq T \leq T_F$$

Con :

- $R_{25}$ = resistenza alla temperatura di riferimento di 25 °C
- $T_{25}$ =temperatura assoluta equivalente a 25 °C
- $T_S$  (temperatura di Curie o *switching temperature*) temperatura a cui  $R_{T_S}=2 \cdot R_{25}$



**Fig. 10 - Esempio di andamento delle resistenza di una PTC in funzione della temperatura**

**Svantaggi** di questo tipo di sensore sono:

1. legame fortemente **non lineare** tra R e T;
2. **ridotta precisione**;
3. **campo di misura** (range) **contenuto** (normalmente da -20 a +100°C)
4. **sconsigliato l'uso per la misura di temperatura vera e propria**

**Vantaggi** di questo tipo di sensore sono:

1. **Elevata sensibilità**
2. **Ottimo come protezione ripristinabile**

Come componente hanno la stessa forma di una NTC.

## Le termocoppie

Le termocoppie sono trasduttori analogici diretti, impiegati soprattutto per la misura di temperature elevate (range: [-200 ÷ 1800] °C).



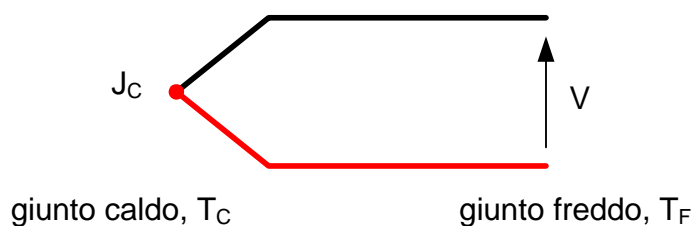
**Fig. 11 - Esempi di termocoppie**

Le termocoppie sono costituite da due lamine di differente materiale conduttore, saldate ad una estremità.

Il funzionamento si basa sull'effetto *Seebeck-Peltier*: ai capi di una giunzione formata da due metalli si genera una differenza di potenziale  $V$  proporzionale alla differenza di temperatura che esiste fra i due estremi (vedi. Figura), in formule:

$$V = \alpha(T_C - T_F)$$

Con  $\alpha$  coefficiente di Seebeck, che si misura in V/K (nella pratica è più comune il  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), coefficiente che però non è costante al variare della temperatura (presenza di comportamento non lineare) ed è caratteristico di ogni coppia di materiali.



**Fig. 12 Struttura semplificata di una termocoppia**

I vari tipi di termocoppia sono individuati con una lettera, nella tabella che segue si riportano le più comuni.

tipo	elemento +	elemento -	range (°C)	sens. ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )
T	rame	costantana	-200 ÷ 370	40,5
E	cromo	costantana	-200 ÷ 900	67,9
J	ferro	costantana	0 ÷ 760	52,6
K	cromo	alumel	-200 ÷ 1250	38,8
R	Pt (13% Rh)	platino	0 ÷ 1450	12,0
S	Pt (10% Rh)	platino	0 ÷ 1450	10,6

La più diffusa è sicuramente la termocoppia di tipo K.

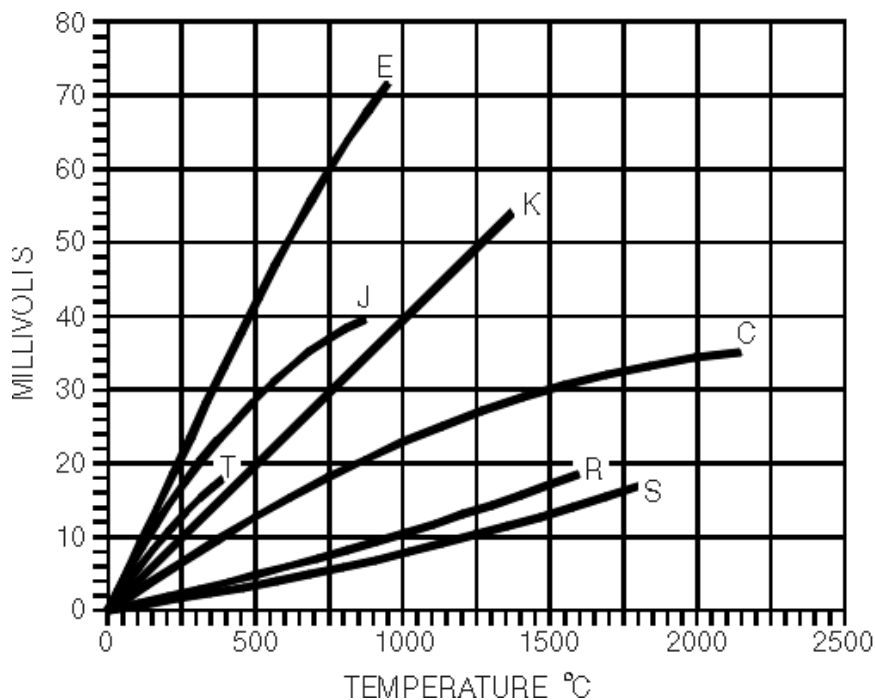


Fig. 13 Andamento del coefficiente di Seebeck in funzione della temperatura

I problemi che si presentano sono due:

1. il trasduttore fornisce una misura della **differenza** di temperatura di temperatura fra giunto caldo e giunto freddo, per sapere con esattezza  $T_C$  devo quindi conoscere con esattezza  $T_F$ ;
2. nel misurare la tensione in uscita alla termocoppia devo collegare un voltmetro con dei fili di rame, introducendo così delle **giunzioni indesiderate** (giunzioni parassite) che mi aggiungono delle tensioni che si sovrappongono a quelle dell'oggetto in misura, con chiara degradazione dell'accuratezza della misura.

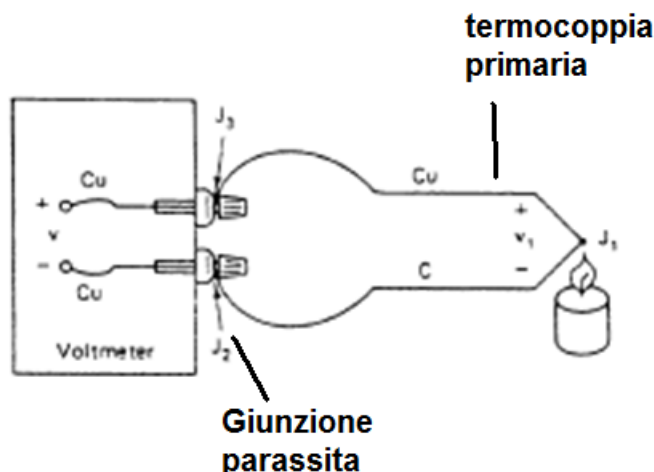
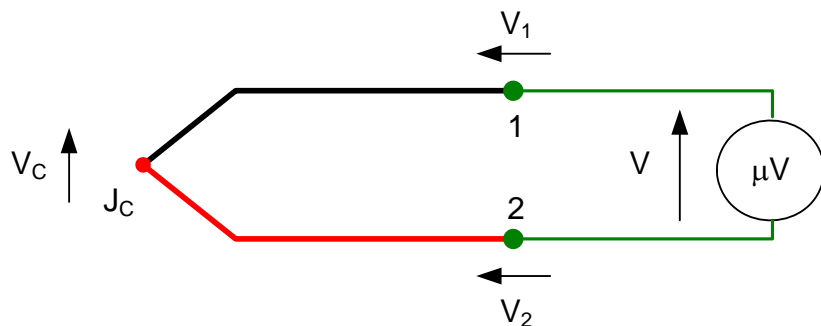


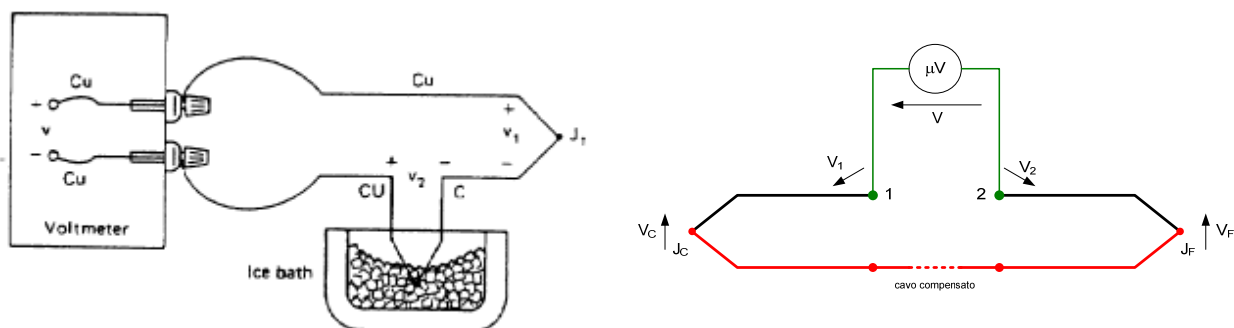
Fig. 14 Presenza di giunzioni parassite nella misura delle tensioni in uscita ad una termocoppia



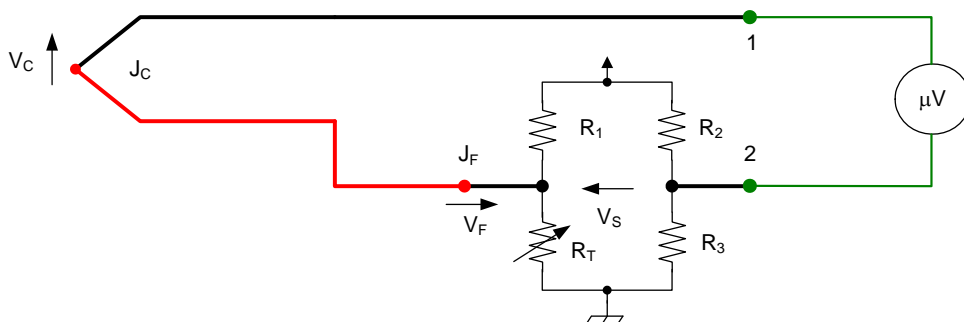
**Fig. 15 Schematizzazione effetto delle giunzioni parassite**

Le soluzioni ai due problemi sono le seguenti:

1. per eliminare gli effetti delle giunzioni parassite, basta mantenere queste giunzioni alla stessa temperatura, e questo viene ottenuto racchiudendo le giunzioni in un apposito contenitore, questo sistema è indicato con il termine **“blocco isotermico”**
2. per misurare la temperatura incognita  $T_C$ , si provvede in vari modi:
  - a. si inserisce in serie una seconda termocoppia con la giunzione posta ad una temperatura di riferimento nota con precisione (per esempio come in figura in un contenitore dove vi è del ghiaccio fondente la cui temperatura è  $0,01^\circ\text{C}$ );
  - b. si usa il blocco isotermo e si misura la temperatura di questi con un termometro a termoresistenza o con appositi circuiti integrati, effettuando la correzione della temperatura o da hardware (con un circuito) o da software (se si acquisisce la grandezza con un microcontrollore).



**Fig. 16 Misura della temperatura con termocoppia di riferimento**



**Fig. 17 Misura della temperatura con termoresistenza e correzione da hardware**



#### CARATTERISTICHE:

- **range elevato:** (-200, 1450)°C
- **buona precisione e stabilità** a lungo termine
- **sensibilità ridotta** ⇒ forti amplificazioni (bisogna ricorrere a specifici circuiti)
- **non linearità** ⇒ circuiti di linearizzazione per escursioni termiche elevate

### Trasduttori di temperatura integrati

Sono costituiti da circuiti integrati che contengono al loro interno un elemento sensibile alla temperatura costituito da una giunzione pn (diodo) e da una serie di circuiti di condizionamento che migliorano le caratteristiche del trasduttore stesso in termini di sensibilità, linearità e tipo di grandezza elettrica in uscita (corrente o tensione).

Prima di illustrare alcuni di questi trasduttori, ricordo che un diodo al silicio polarizzato in diretta, presenta una tensione ai suoi capi che varia di circa -2,5mV/K, ossia cala di 2,5 mV ogni volta che la sua temperatura aumenta di 1 °C (equivalente a 1K).

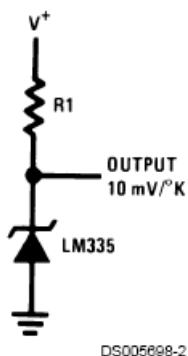
#### CARATTERISTICHE:

- **range limitato:** (-50, 150)°C
- **buona precisione e stabilità** a lungo termine
- **ottima sensibilità**
- **buona linearità**
- **richiedono una tensione di alimentazione** (contrariamente a termocoppie e RTD per esempio)

#### LM335

Si tratta di un trasduttore di temperatura integrato con uscita in tensione.

Dal punto di vista elettronico si può trattare come un diodo zener la cui tensione continua è funzione della temperatura assoluta, in formule  $V_o = K_V * T$  con  $K_V=10\text{mV/K}$



**Fig. 18 Circuito di utilizzo del LM335**

Per funzionare correttamente la corrente attraverso il componente deve essere compresa fra 400µA e 5 mA (tipicamente si sceglie 1 mA).

È opportuno limitare al minimo possibile la corrente per evitare il riscaldamento del componente e introdurre così un errore di misura.

CARATTERISTICHE:

- range fra  $-40^{\circ}\text{C}$  e  $+100^{\circ}\text{C}$
- basso costo
- accuratezza di  $1^{\circ}\text{C}$

**AD590**

Si tratta di un trasduttore di temperatura integrato con uscita in corrente.

Dal punto di vista elettronico si può trattare come un generatore di corrente continua funzione della temperatura assoluta, in formole  $I_o = K_I * T$  con  $K_I=1\mu\text{A/K}$

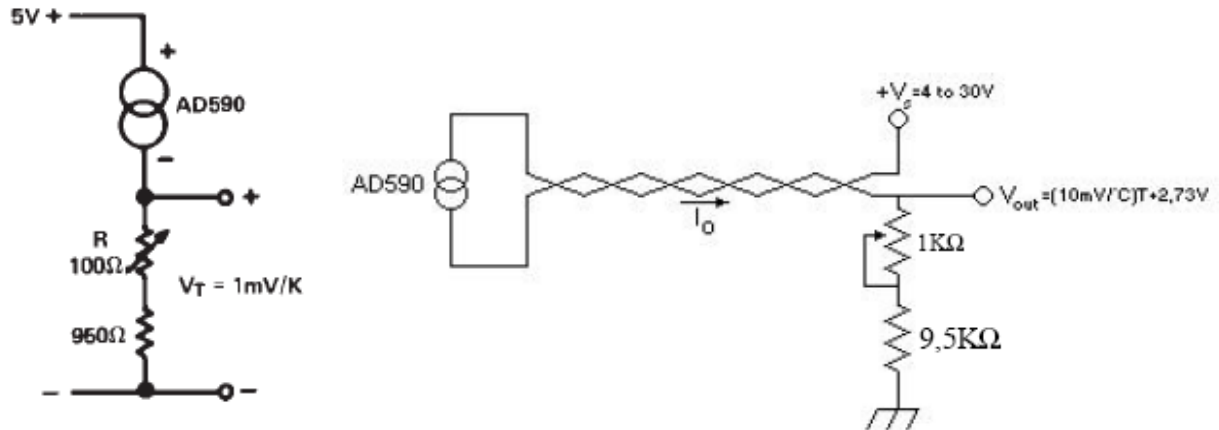


Fig. 19 Circuiti di utilizzo del AD590

CARATTERISTICHE:

**FEATURES**

**Linear Current Output:  $1 \mu\text{A/K}$**

**Wide Range:  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+150^{\circ}\text{C}$**

**Probe Compatible Ceramic Sensor Package**

**Two Terminal Device: Voltage In/Current Out**

**Laser Trimmed to  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$  Calibration Accuracy (AD590M)**

**Excellent Linearity:  $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$  Over Full Range (AD590M)**

**Wide Power Supply Range:  $+4 \text{ V}$  to  $+30 \text{ V}$**

**Sensor Isolation from Case**

**Low Cost**

-

## Termometri all'infrarosso

Per la misura di temperatura senza contatto fisico, cosa utile in particolare per la misura di temperature molto elevate in cui non esiste un trasduttore in grado di resistere integro, si ricorre a termometri all'infrarosso.

Il principio è abbastanza semplice, un corpo posto alla temperatura  $T$  emette un'energia sotto forma di radiazione elettromagnetica infrarossa (non visibile), data dalla legge di Stefan-Boltzmann:

$$U = \varepsilon \sigma T^4 \text{ dove:}$$

$U$  = potenza emessa per unità di superficie del corpo in  $\text{W/m}^2$

$T$  = temperatura assoluta in K

$\sigma$  = costante di Stefan-Boltzmann =  $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}$

$\varepsilon$  = emissività del corpo, numero puro  $\leq 1$ , caratteristico del corpo.

Se riesco a misurare la potenza emessa  $U$ , posso risalire alla temperatura del corpo.

La tecnica di misura è normalmente la seguente: il corpo emette energia termica, questa incide su un sensore di temperatura (normalmente una termocoppia) riscaldandolo, dalla temperatura del sensore si riesce a risalire alla potenza irradiata  $U$  e infine alla temperatura del corpo che interessa.

## Valori di emissività dei materiali comuni

<b>Valori di emissività dei materiali comuni</b>	
<b>Materiale</b>	<b>Emissività*</b>
Alluminio, lucidato	0,05
Alluminio, superficie grezza	0,07
Alluminio, molto ossidato	0,25
Pannello di amianto	0,96
Tessuto con amianto	0,78
Carta amianto	0,94
Tavola di amianto	0,96
Ottone, opaco, placcato	0,22
Ottone, lucidato	0,03
Mattone, comune	0,85
Mattone, smaltato, grezzo	0,85
Mattone, refrattario, grezzo	0,94
Bronzo, poroso, grezzo	0,55
Bronzo, lucidato	0,1
Carbone, purificato	0,8
Ghisa, getto grezzo	0,81
Ghisa, lucidata	0,21
Carbone attivo, polvere	0,96
Cromo, lucidato	0,1
Argilla, cotta	0,91
Calcestruzzo	0,54
Rame, lucidato,	0,01
Rame, commerciale brunito	0,07
Rame, ossidato	0,65
Rame, ossidato nero	0,88
Nastro elettrico, plastica nera	0,95
Smalto**	0,9
Formica	0,93
Terreno gelato	0,93
Vetro	0,92
Vetro, satinato	0,96
Oro, lucidato	0,02
Ghiaccio	0,97
Ferro, laminato a caldo	0,77
Ferro, ossidato	0,74
Ferro, galvanizzato, brunito	0,23
Ferro, laminato, galvanizzato, ossidato	0,28
Ferro, lucido, satinato	0,16
Ferro, battuto, lucidato	0,28
Lacca, bachelite	0,93
Lacca, nera, opaca	0,97
Lacca, nera, lucida	0,87
Lacca, bianca	0,87
Nero fumo	0,96
Piombo, grigio	0,28
Piombo, ossidato	0,63
Piombo, rosso, in polvere	0,93
Piombo, lucido	0,08
Mercurio, puro	0,1
Nichel, su ghisa	0,05
Nichel, lucidato puro	0,05
Vernice, placcata in argento**	0,31
Vernice, olio, media	0,94
Carta, nera, lucida	0,9
Carta, nera, opaca	0,94
Carta, bianca	0,9
Platino, puro, lucidato	0,08
Porcellana, smaltata	0,92

I.T.I.S. Leonardo Da Vinci - Carpi - Indirizzo Elettronica e Telecomunicazioni  
Appunti di TDP - Pasquale Altieri -

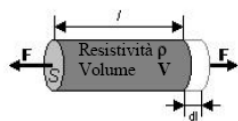
<b>Quarzo</b>	0,93
<b>Gomma</b>	0,93
<b>Gommalacca, nera, opaca</b>	0,91
<b>Gommalacca, nera, lucida</b>	0,82
<b>Neve</b>	0,8
<b>Acciaio, galvanizzato</b>	0,28
<b>Acciaio, molto ossidato</b>	0,88
<b>Acciaio, laminato</b>	0,24
<b>Acciaio, superficie grezza</b>	0,96
<b>Acciaio, rosso ruggine</b>	0,69
<b>Acciaio, lamiera, nichelato</b>	0,11
<b>Acciaio, lamiera, laminato</b>	0,56
<b>Carta catramata</b>	0,92
<b>Stagno, brunito</b>	0,05
<b>Tungsteno</b>	0,05
<b>Acqua</b>	0,98
<b>Zinco, lamiera</b>	0,2
	* Le emissività di quasi tutti i materiali sono misurate a 0 °C ma non variano significativamente alla temperatura ambiente. **Vernice, placcata in argento misurata a 25 °C e Vernice, smalto a 27 °C.

# TRASDUTTORI DI FORZA

Per la misura statica della forza agente su di un corpo si sfruttano la proprietà elastiche dei conduttori metallici

⇒ l'effetto dello **stress** (sollecitazione meccanica, definita come forza per unità di superficie) applicato ad un corpo elastico è lo **strain** (deformazione relativa), e quindi, indirettamente, una alterazione delle proprietà elettriche (resistenza) del corpo stesso.

es: "cilindretto metallico" di lunghezza  $l$ , caratterizzato da resistività  $\rho$ , sottoposto longitudinalmente ad una forza  $F$  applicata ad una sua sezione  $S$



$$\text{STRESS } \sigma = \frac{F}{S}$$

$$\text{Legge di Hook } \varepsilon = K\sigma$$

$$\text{STRAIN } \varepsilon = \frac{dl}{l}$$

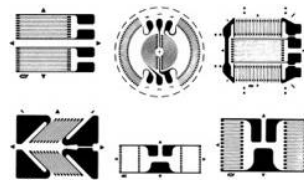
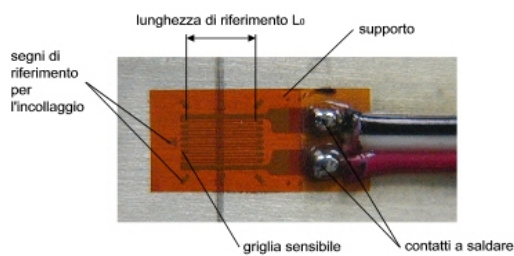
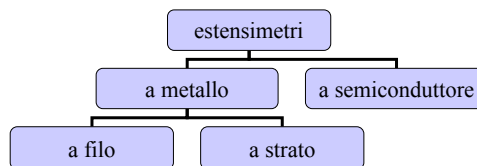
$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l^2}{V} \Rightarrow \frac{dR}{dl} = 2\rho \frac{l}{V} \Rightarrow dR = 2\rho \frac{l}{V} (\varepsilon \cdot l) = 2\rho \frac{l^2}{V} \varepsilon$$

$$\Rightarrow dR = 2\rho \frac{l^2}{V} K\sigma$$

28

# Trasduttori Estensimetrici

Gli estensimetri (**strain-gauge**) variano la loro resistenza  $R$  in funzione della deformazione meccanica a cui sono sottoposti: la geometria a spire ripiegate aumenta la sensibilità del trasduttore



29

# Trasduttori Estensimetrici

FdT degli estensimetri

$$\frac{\Delta R}{R_0} = k_E \frac{\Delta l}{l_0}$$

variazione relativa di resistenza rispetto al valore a riposo  $R_0$

variazione relativa di lunghezza rispetto al valore a riposo  $l_0$

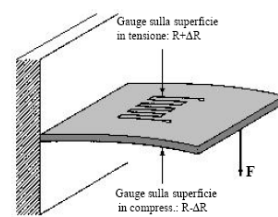
$$K_E = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} \quad \text{Gauge Factor (GF)}$$

30

# Trasduttori Estensimetrici

Condizionamento degli estensimetri

Collegamento	Schema	V
quarto di ponte		$V = V_{CC} \frac{\Delta R}{4R_0}$
mezzo ponte		$V = V_{CC} \frac{\Delta R}{2R_0}$
ponte intero		$V = V_{CC} \frac{\Delta R}{R_0}$

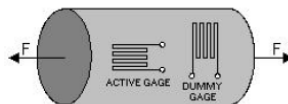


i gauges (normalmente nella configurazione a ponte intero) vengono impiegati anche per realizzare **celle di carico** e **trasduttori di pressione**

31

## Trasduttori Estensimetrici

- problema 1 - variazione (indesiderata) di resistenza dovuta alle variazioni di temperatura  
⇒ se ne bilanciano gli effetti con l'inserimento nel ponte di misura di una “**dummy gage**” non esposta a deformazione ma termicamente accoppiata con la gage di trasduzione (“**active gage**”)



- problema 2 - nelle applicazioni pratiche, la gauge è spesso collocata lontano dal ponte, per cui è necessario fare ricorso ai cavi di collegamento, di resistenza piccola, ma sicuramente confrontabile con  $\Delta R$   
⇒ in sede di cablaggio sarà opportuno prestare attenzione nel mantenere il bilanciamento del ponte

32

## TRASDUTTORI DI POSIZIONE E VELOCITA'

Il problema di misura della posizione di un corpo (massa) soggetto all'azione di una forza è tipico dei SdC delegati alla gestione di processi meccanici (per es.: robots, plotters, testine dei disk-drivers, ecc.).

⇒ in questi casi interessa la trasduzione in grandezza elettrica di una posizione lineare (spostamenti rettilinei), di una posizione angolare (asse in rotazione) e/o delle relative velocità di spostamento

Le principali tipologie di trasduttori di posizione e velocità sono:

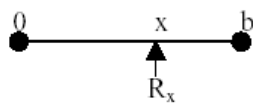
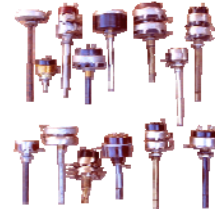
- potenziometri
- encoder
- trasformatori differenziali
- syncro
- resolver
- dinamo tachimetriche
- trasduttori ad effetto Hall

33

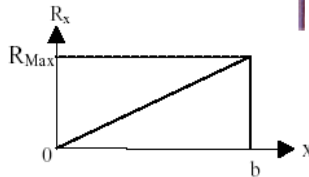


# Potenziometri

E' possibile trasdurre una posizione lungo un filo (o una sbarretta) di materiale conduttore semplicemente rilevando la resistenza del tratto di conduttore compreso fra il riferimento (una delle estremità) e il posizionamento attuale; la legge matematica che descrive questa procedura è lineare e molto semplice:



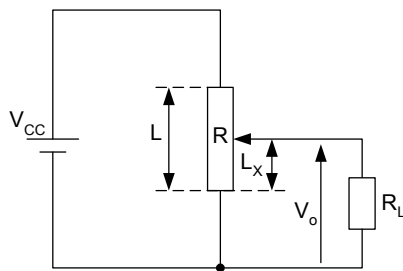
$$R_x = \frac{\rho}{S} x = R_{Max} \frac{x}{b}$$



34

# Potenziometri

## Condizionamento dei trasduttori potenziometrici



$$V_o = \frac{V_{cc}}{\frac{L}{L_x} + \frac{R}{R_L} \left(1 - \frac{L_x}{L}\right)}$$

se  $R_L = \infty \Rightarrow V_o = (V_{cc}/L)L_x$  (FdT lineare)

35

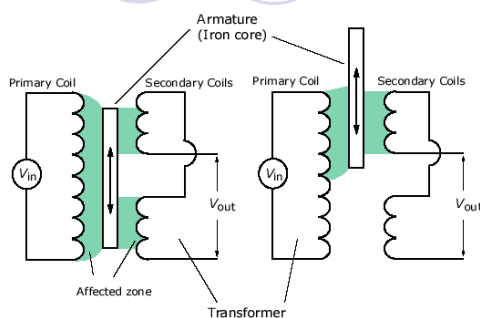
# Potenziometri

## Problemi dei trasduttori potenziometrici

- **inerzia, attriti** (statici, dinamici),
- **auto riscaldamento** originato dall'inevitabile effetto joule dovuto al passaggio di corrente;
- **linearita** dipende sia dalle caratteristiche intrinseche del potenziometro (raffinatezza del procedimento tecnologico di deposizione dello strato resistivo) sia dal contesto circuitale (effetto di carico) a valle del trasduttore stesso;
- **quantizzazione** tipica dei potenziometri "a filo";
- **caratteristiche AC** da imputare ai "componenti parassiti" fra i quali spicca l'induttanza (soprattutto nei potenziometri a filo);

36

# Trasformatori Differenziali LVDT

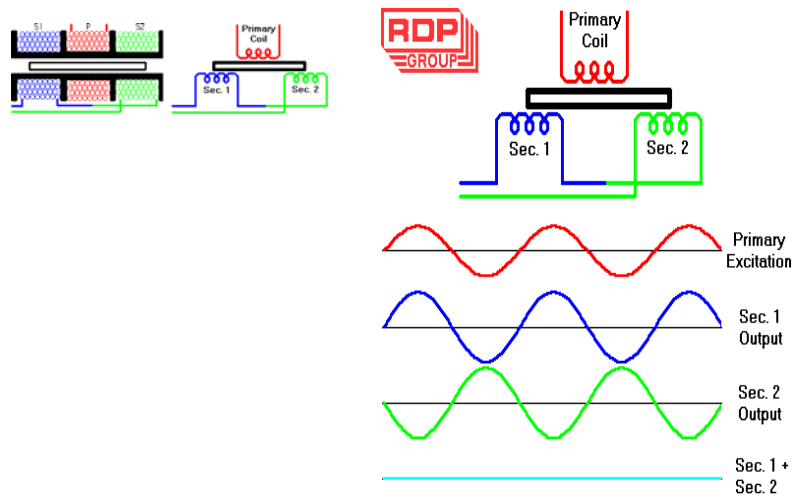


Il **LVDT** (Linear Variable Differential Transformer) è un trasformatore a nucleo mobile che codifica la posizione in ingresso nella ampiezza del segnale alternato di uscita

- se il nucleo ferromagnetico occupa la posizione centrale del trasformatore, i coefficienti di accoppiamento P-S1 e P-S2 risultano identici  
⇒ il flusso concatenato da S1 è identico a quello concatenato da S2  
⇒  $V_{S1} = -V_{S2}$  ⇒ la tensione ai capi della serie dei due secondari è nulla ( $V_{out} = 0V$ ).
- se il nucleo viene spostato rispetto alla posizione di zero, le due tensioni di secondario, sempre in contofase, avranno ampiezze differenti e daranno origine ad una sommatoria diversa da zero avente ampiezza proporzionale allo spostamento  $V_{out} \neq 0V$ .

37

## Trasformatori Differenziali LVDT



38

## Trasformatori Differenziali LVDT

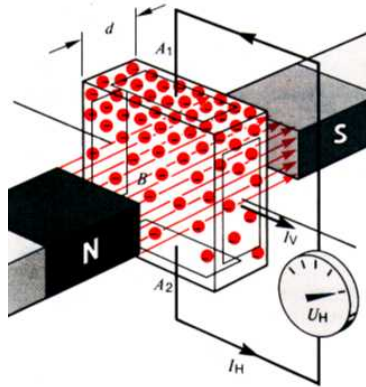
- Sensibilità 50-100 mV/mm con 1 V di alim.
- Risoluzione 2-20  $\mu\text{m}$  (lineare)
- Campo di misura 1-10 cm
- Linearità 0,1-0,5%



## Trasduttori ad effetto Hall

Sono trasduttori a semiconduttore utilizzati per rilevare se un oggetto si trova in una particolare posizione (**sensori di prossimità**)

### Effetto HALL



Forza di Lorentz  $\vec{F} = q \cdot \vec{v} \times \vec{B}$

Tensione Hall  $V_H = R_H \frac{B \cdot I}{s}$

$R_H$  = coeff. di Hall (dipende dal tipo di drogaggio)  
 $B$  = induzione magnetica  
 $I$  = corrente nel semiconduttore  
 $s$  = spessore della barra di semiconduttore

40

## Trasduttori ad effetto Hall

I trasduttori ad effetto Hall rilevano la presenza o la variazione di un campo magnetico:

- il campo magnetico è generato da un magnete solidale con l'oggetto di cui si vuole rilevare la presenza → quando l'oggetto si avvicina al sensore si registra un aumento sensibile di  $V_H$
- il campo magnetico è generato da un circuito solidale col sensore → un oggetto ferroso che si avvicina al sensore provoca un aumento sensibile di  $V_H$

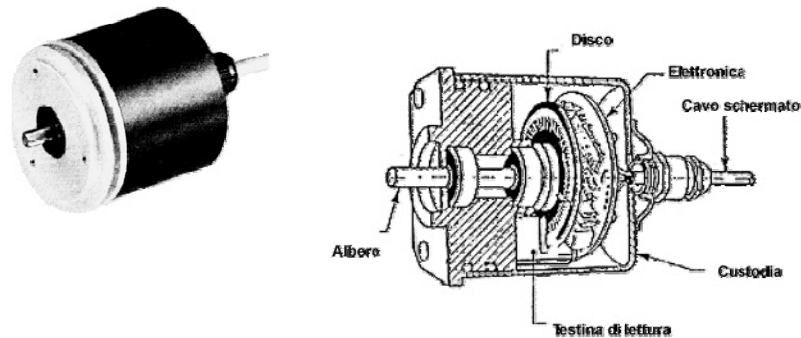
**trasduttori ad effetto Hall integrati** (comprendono circuiti di alimentazione e condizionamento):

- **lineari** –  $V_H$  aumenta in modo proporzionale all'intensità del campo magnetico
- **on/off** – uscita a due livelli (0/5V)

41

## Encoder Ottici

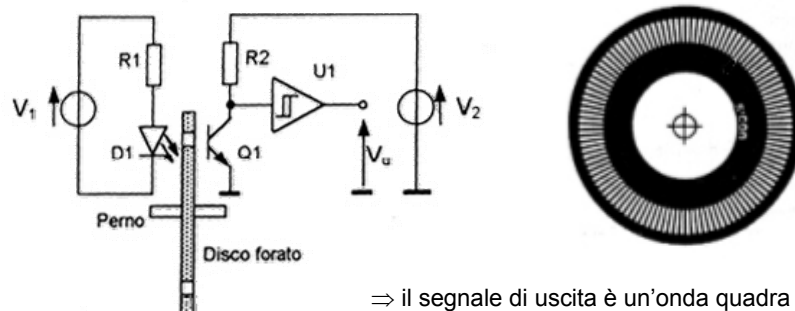
Gli encoder ottici sono dei trasduttori rotativi di posizione e velocità angolare



42

## Encoder Ottici

Il cuore dell'encoder è costituito da un disco calettato all'asse di rotazione su cui sono serigrafate alternativamente delle zone opache/trasparenti, corrispondenti alla codifica binaria 0/1: tale marcatura viene letta da un sensore costituito da un trasmettitore (LED IR) e un ricevitore (FOTOTRANSISTOR IR)



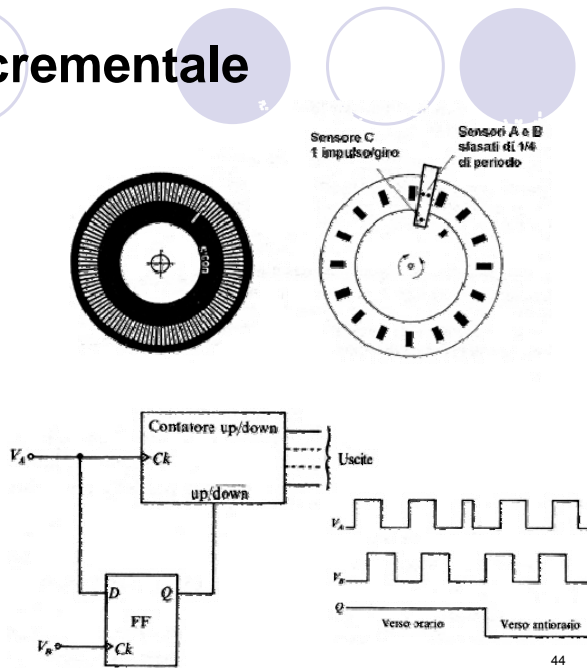
⇒ il segnale di uscita è un'onda quadra avente frequenza direttamente proporzionale alla velocità angolare di rotazione dell'asse.

43

# Encoder Incrementale

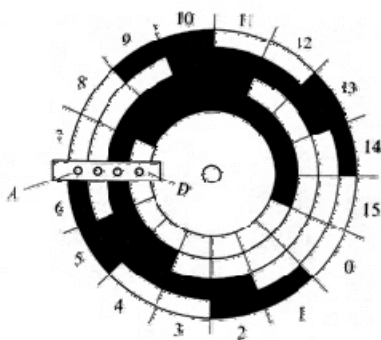
l'encoder incrementale dispone di TRE uscite:

- due uscite forniscono altrettante onde quadre IN QUADRATURA fra loro al fine di poter ricavare il **VERSO DI ROTAZIONE** (cosa impossibile se l'uscita fosse unica);
- la terza uscita fornisce un singolo "impulso rettangolare" in corrispondenza della posizione angolare di **ZERO** (riferimento);



# Encoder Assoluto

sul disco è incisa una codifica binaria (codice Gray) che permette di identificare in modo univoco ciascun settore circolare; molteplici fotorivelatori "radiali" (uno per ciascun "bit" di codifica) forniranno in uscita una "word" (formato parallelo) che corrisponde univocamente alla posizione attuale dell'asse



Disco di un encoder assoluto con dati in codice Gray.

$$sens = \frac{360^\circ}{2^n}$$

## TRASDUTTORI OTTICI

vengono impiegati per rilevare la presenza/assenza di luce o per misurarne l'intensità

possibili applicazioni: fotorilevatori, interruttori crepuscolari, domotica, rilevatore di segnale su fibre ottiche,.....

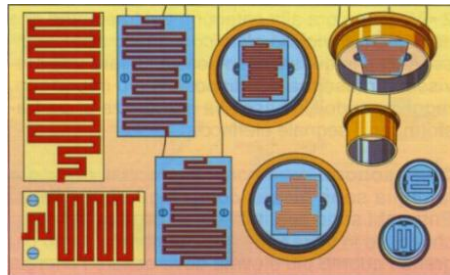
46

## Fotoresistenze

sono elementi a semiconduttore (CdS, PbS) in cui la radiazione incidente produce coppie elettrone/lacuna, facendo diminuire la resistività del materiale

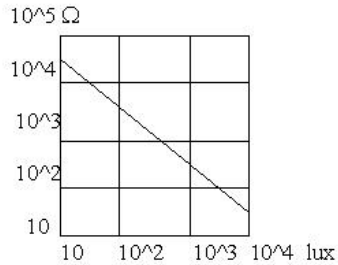
Requisiti:

- ampia superficie di esposizione ( $\nearrow$  sensibilità)
- bassa distanza dagli elettrodi (i portatori devono raggiungerli prima di ricombinarsi)  
 $\Rightarrow$  geometria a pettine



47

# Fotoresistenze



$$\log R(L) = \log R(1) - \alpha \cdot \log L$$

$$\Rightarrow R(L) = R(1) \cdot L^{-\alpha}$$

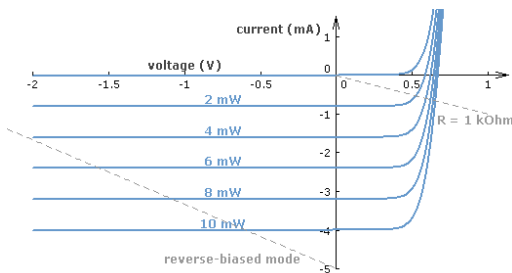
## PRESTAZIONI

- elevata sensibilità
- robuste ed economiche
- elevata potenza dissipabile (0,2W fino a ~ 50°C)
- scarsa velocità

48

# Fotodiodi

sono diodi che lavorano in polarizzazione inversa → la radiazione incidente produce delle coppie elettrone/lacuna nella regione di svuotamento; tali portatori si comportano da portatori minoritari e vengono accelerati ai bordi della giunzione  
 ⇒ l'effetto si somma alla corrente di saturazione inversa



## CARATTERISTICHE

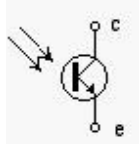
- sensibili
- veloci (fino a 1MHz e oltre)
- usati come rilevatori in sistemi di tx dati su fibra ottica

49



# Fototransistor

sono BJT col circuito di base aperto → la radiazione incide nella giunzione di collettore: le cariche generate si comportano da portatori minoritari e vengono accelerate fino ad attraversare la base e poi la giunzione di emettitore



l'effetto di amplificazione del transistor permette di ottenere sensibilità elevate  
⇒ è possibile comandare direttamente dispositivi logici (in particolare se il comando è costituito da sorgenti concentrate e vicine)



## Gli alimentatori switching

### Sommario argomenti trattati

Gli alimentatori switching.....	1
Introduzione.....	1
Convertitori DC/DC.....	5
Richiami sul comportamento dell'induttore.....	5
Convertitore step-down o buck.....	5
Convertitore step-up o boost.....	9
Convertitore dc/dc inverter (buck-boost).....	12
Relazione tra $V_o$ e $V_i$ .....	12
Studio delle correnti.....	12
Dimensionamento dei componenti.....	13
Tabella di sintesi.....	15
Bibliografia.....	15

### Introduzione

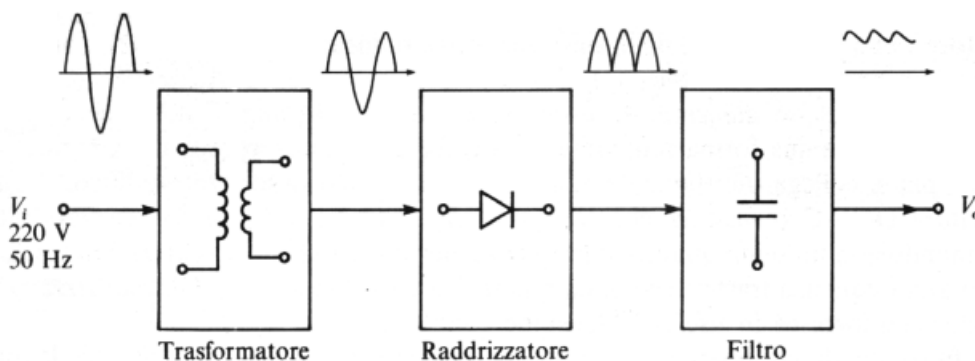
La maggior parte dei dispositivi e dei circuiti elettrici presenti in ogni apparecchiatura elettronica richiede, per funzionare, un'alimentazione in tensione continua.

Le tensioni richieste sono normalmente comprese fra qualche volt e qualche decina di volt, con valori di corrente che possono andare da qualche mA a decine di ampere.

Per questo scopo vengono comunemente impiegati degli alimentatori cioè dispositivi in grado di convertire la tensione alternata di rete in tensione continua.

Gli alimentatori possono essere generalmente di due tipi: **stabilizzati** e **non stabilizzati**.

Lo schema a blocchi di un alimentatore non stabilizzato è illustrato in Fig. 1

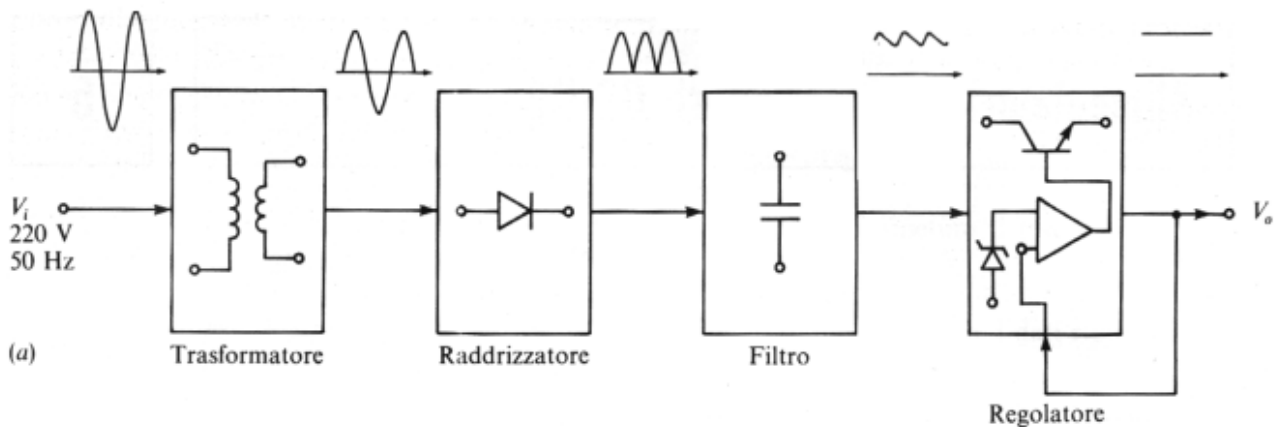


**Fig. 1 - Schema a blocchi alimentatore non stabilizzato**

La tensione alternata di rete  $V_i$ , ridotta in ampiezza dal trasformatore, viene raddrizzata e, dopo un filtraggio, usata per alimentare il carico.

Il residuo di alternata (**ripple**) in uscita è però normalmente **elevato** (direttamente proporzionale alla corrente assorbita dal carico); inoltre la tensione di uscita  **$V_o$  non è stabile** nei confronti delle variazioni della tensione di rete e della corrente assorbita dal carico.

Si deve pertanto ricorrere nella maggior parte dei casi a dispositivi stabilizzanti.



**Fig. 2 - Alimentatore stabilizzato**

Brevemente si richiamano le funzioni dei vari blocchi:

- Il **trasformatore** ha una funzione di sicurezza, in quanto separa i circuiti a valle dalla tensione di rete pericolosa, inoltre adatta il valore della tensione al valore richiesto in uscita;
- il **raddrizzatore** che trasforma la tensione alternata in una tensione a valor medio diverso da zero (una tensione pulsante) e quindi già approssimativamente continua (tale tensione può essere già adatta per utilizzatori elettrici, tipo motori, lampade, etc..).
- il **filtro**, normalmente capacitivo, che ha lo scopo di rendere la tensione di uscita il più possibile costante e perciò vicina alla continua ideale. Allo scopo il filtro elimina il più possibile tutte le componenti armoniche del segnale.
- il **regolatore**, o stabilizzatore, costituito da un sistema in retroazione negativa, che provvede a mantenere costante la tensione di uscita contrastando tutte le possibili cause di variazione.

Per il dimensionamento di massima si possono usare le relazioni approssimate di seguito riportate e valide per un raddrizzatore a ponte:

$C = \frac{I_o}{2f\Delta V_o}$  con  $\Delta V_o$  = valore picco-picco del ripple in uscita al filtro,  $f$  = frequenza,  $I_o$  = corrente continua in uscita,  $C$  = condensatore di filtro (in alternativa si può prendere  $1000\mu F$  per ogni A erogata)

$V_{S(eff)} = \frac{V_{sp}}{\sqrt{2}} = \frac{V_o + 2V_F + \frac{\Delta V_o}{2}}{\sqrt{2}}$  = tensione efficace del secondario del trasformatore (conviene aumentarla di un 10%-20%)

$V_F$  = tensione di conduzione dei diodi (0,8-1 V)

$I_{S(eff)} = 1,8 \cdot I_o$  = corrente efficace a secondario del trasformatore

$P = V_{S(eff)} \cdot I_{S(eff)}$  = potenza apparente trasformatore

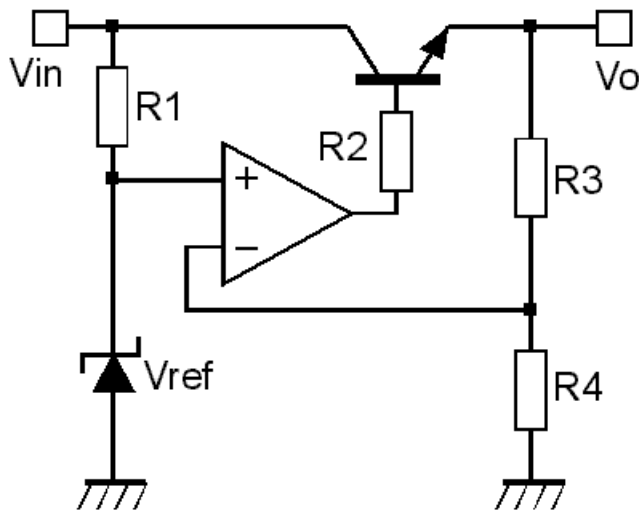
$PIV = V_{SP}$  = tensione inversa ai capi di ciascun diodo

$I_{Dm} = \frac{I_o}{2}$  = corrente media attraverso ciascun diodo

Questa tipologia di alimentatori presenta i seguenti inconvenienti:

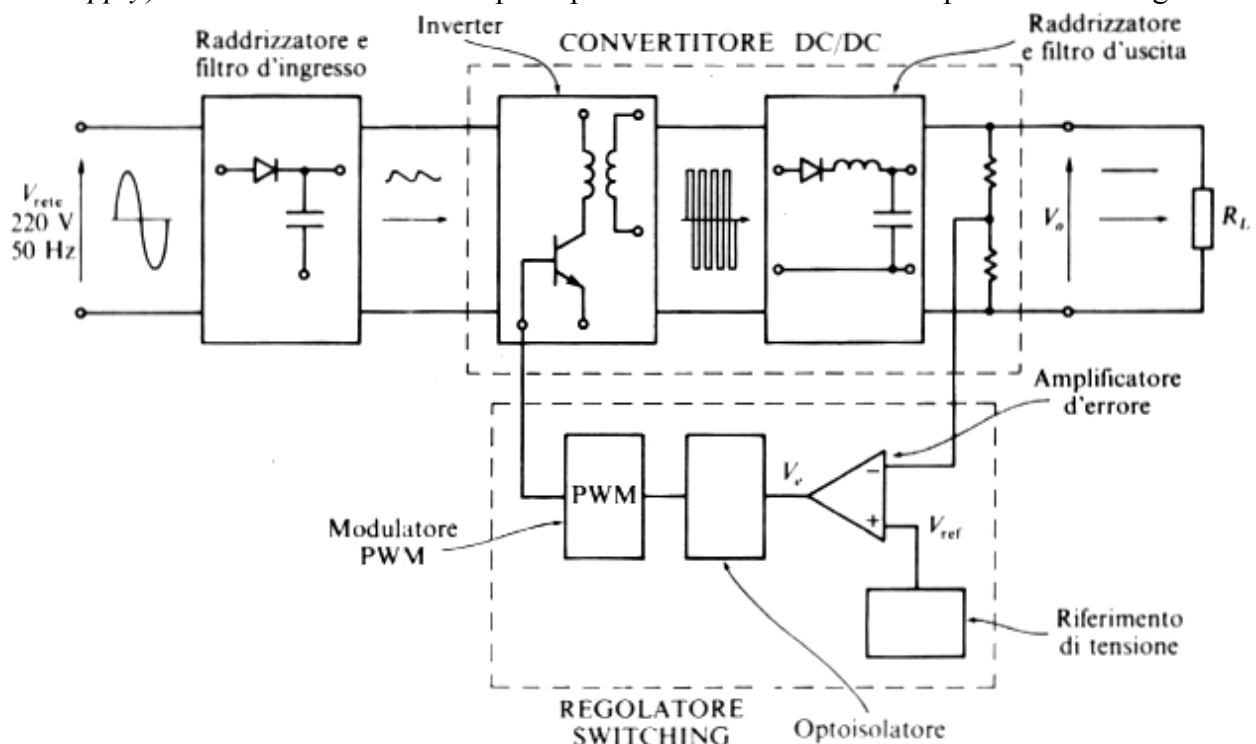
- necessità di **elementi reattivi** (trasformatore, induttore, condensatore) di **valore elevato**, a causa della bassa frequenza di lavoro (50 Hz), con conseguente maggiore ingombro e peso;

- **notevole dissipazione di potenza** nel regolatore, soprattutto per regolatori con uscita variabile, con conseguente necessità di grossi dissipatori, aumento d'ingombro e costo;
  - **rendimento energetico basso** (40%-60%);
- Per questi motivi questo tipo di alimentatori viene utilizzato solo per potenze modeste (minori di 50W circa).



**Fig. 3 - Regolatore serie**

Per migliorare le prestazioni dal punto di vista energetico, si è pensato di far operare il regolatore in regime ON-OFF (classe D o S), così da ridurre notevolmente la potenza dissipata dal transistor. Alimentatori che utilizzano tale tecnica sono detti **alimentatori switching** (SMPS *switching mode power supply*). Uno schema a blocchi di principio di un tale alimentatore si può vedere di seguito:



**Fig. 4 - Schema a blocchi alimentatore switching**

All'ingresso viene posto direttamente un raddrizzatore con filtro capacitivo, mentre l'isolamento della rete mediante trasformatore avviene più a valle, all'interno di un blocco chiamato **inverter** o convertitore DC/AC, che converte la tensione raddrizzata e filtrata in un'onda quadra ad alta frequenza (generalmente da 20 kHz a 200 kHz).

Il trasformatore, di dimensioni ridotte e con nucleo in ferrite, trasferisce l'onda quadra ad un secondo raddrizzatore con filtro, che provvede a fornire al carico la tensione continua di uscita. Il ciclo di utilizzo o duty cycle dell'inverter, da cui dipende il livello della tensione di uscita, è regolato da un apposito circuito di controllo a PWM, cioè a modulazione della larghezza degli impulsi.

Più precisamente un amplificatore di errore confronta una frazione della tensione di uscita con una tensione di riferimento, producendo un segnale di errore  $V_e$ .

Questo segnale a sua volta controlla il modulatore PWM, che, mantenendo costante la frequenza, allarga o restringe il duty cycle dell'onda quadra in modo da stabilizzare la tensione di uscita. Anche in questi alimentatori, come in quelli lineari, viene quindi realizzato un anello di reazione negativa con compiti di stabilizzazione.

Il blocco a valle del raddrizzatore e filtro di ingresso costituisce un convertitore DC/DC.

Nel caso come quello illustrato in figura, il cui convertitore contiene il trasformatore di isolamento, risulta necessario inserire anche nell'anello di reazione un isolamento galvanico, che può essere realizzato mediante trasformatore o mediante optoisolatore.

I convertitori DC/DC a trasformatore interno nella realizzazione pratica possono assumere diverse configurazioni; i tipi fondamentali sono il flyback, il forward, il push pull, il semiponte e il ponte.

## Convertitori DC/DC

Si intendono quei circuiti in grado di convertire un tensione continua d'ingresso in una tensione continua d'uscita, di valore e/o polarità diversa.

Procediamo al loro studio in quanto sono elementi fondamentali di un alimentatore switching.

### Richiami sul comportamento dell'induttore

Un induttore L ha un legame fra tensione e corrente che è espresso dalla seguente relazione:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

oppure più semplicemente se utilizziamo le variazioni finite

$$V = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

### Convertitore step-down o buck

L'interruttore S, realizzato a BJT o a MOS, viene pilotato in commutazione a frequenza fissa e duty cycle variabile (PWM) e fornisce così una tensione a onda quadra ("chopperata") al filtro LC.

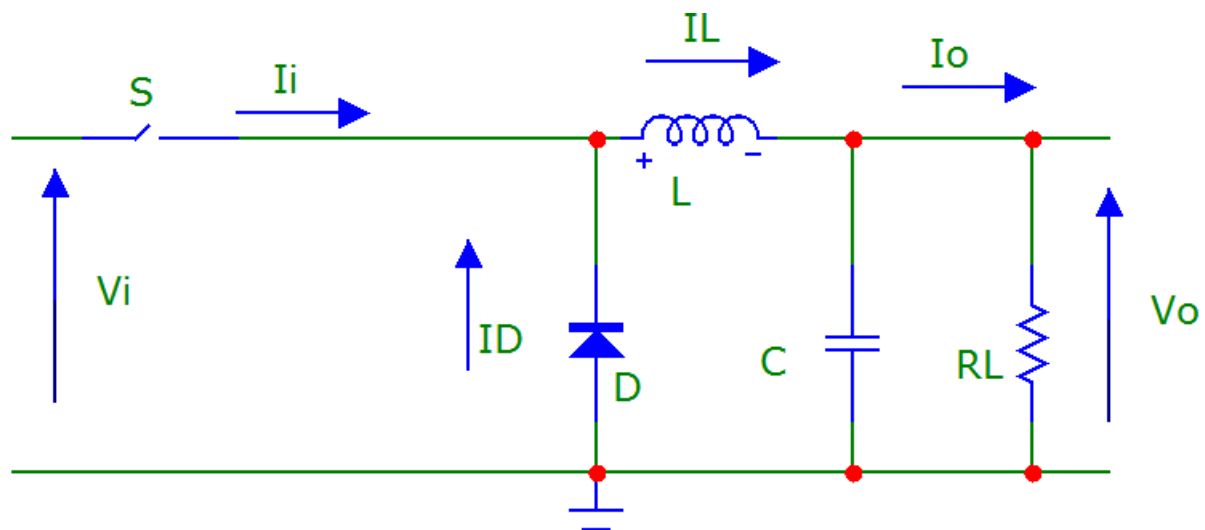


Fig. 5 Schema di principio convertitore step-down o buck

Lo studio del circuito si basa sull'analisi di quanto avviene nei due possibili stati chiuso/aperto (ON/OFF) dell'interruttore, si ipotizzano costanti le tensioni d'ingresso e di uscita.

- stato ON di S

Quando l'interruttore S si trova nello stato ON, il diodo D si trova nello stato OFF. Alla bobina L è applicata una tensione costante pari a  $(V_I - V_O)$ , pertanto nella bobina stessa si verifica una variazione lineare di corrente:

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_I - V_O}{L} t_{ON} \quad (1)$$

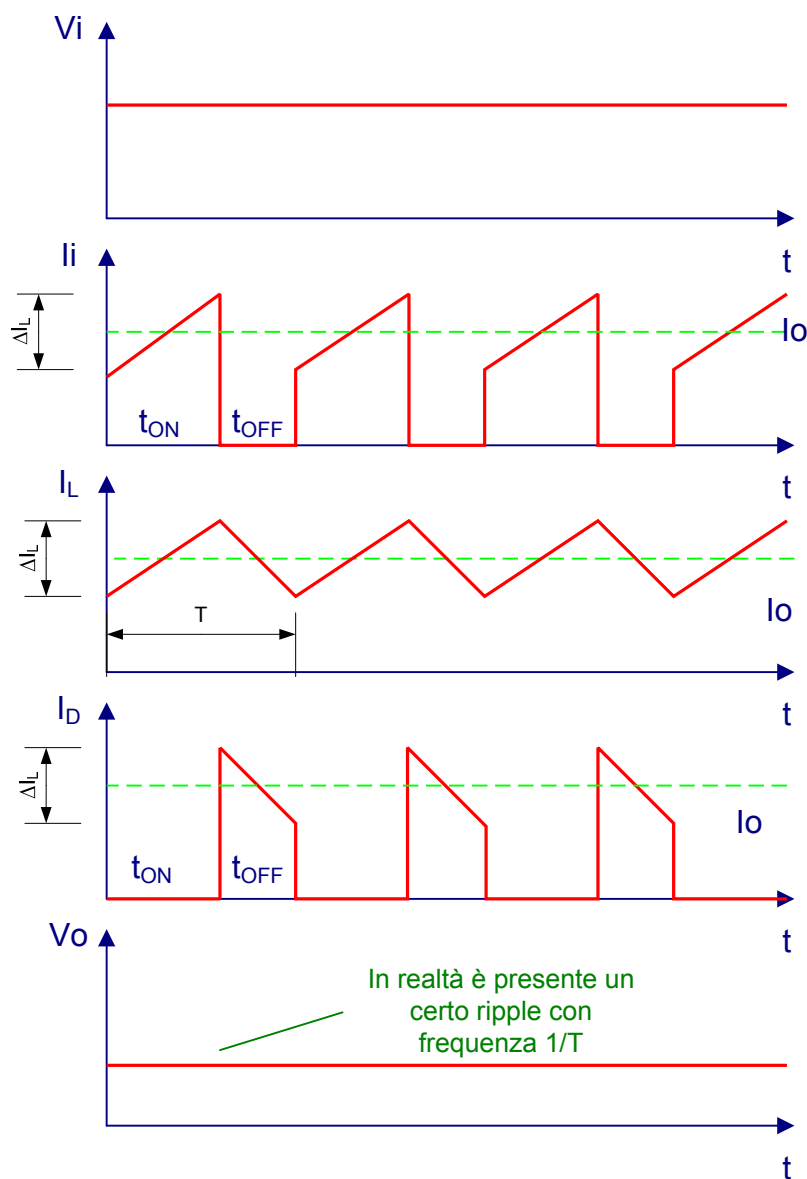
- stato OFF di S

Quando l'interruttore S si trova nello stato OFF, il diodo D si trova nello stato ON.

In questa condizione, la bobina L tende a mantenere in circolo la corrente imponendo una tensione  $V_L$  avente polarità positiva verso l'uscita.

D'altra parte, la tensione ai capi della bobina stessa risulta essere costante e pari a  $V_O$  (il diodo è un corto-circuito), nella bobina si verifica una variazione lineare di corrente:

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{V_o}{L} t_{OFF} \quad (2)$$



**Fig. 6 - Forme d'onda principali nell'ipotesi di Vi e Vo costanti**

- funzionamento a regime

se la corrente di uscita è costante le due variazioni di corrente devono coincidere,

$$\Delta i_{L,ON} = \Delta i_{L,OFF}$$

si ottiene:

$$\frac{V_I - V_o}{L} t_{ON} = \frac{V_o}{L} t_{OFF} \Rightarrow (V_I - V_o)t_{ON} = V_o t_{OFF} \Rightarrow V_o t_{OFF} + V_o t_{ON} = V_I t_{ON} \Rightarrow V_o = V_I \frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}}$$

$$V_o = V_I \cdot \delta \quad \text{con } \delta \text{ duty cycle}$$

Poiché il duty cycle è al più uno la tensione di uscita è **minore o uguale** alla tensione d'ingresso, per questo motivo il convertitore viene chiamato **step-down o buck**.

La corrente media in ingresso si può ricavare dalle corrispondenti forme d'onda con un semplice ragionamento geometrico:

$$I_{im} = I_o \frac{t_{ON}}{T} = I_o \delta$$

Pertanto il rapporto tra  $I_o$  e  $I_{im}$  è l'inverso di quello fra  $V_o$  e  $V_i$ ; il convertitore si comporta quindi come **un trasformatore per la continua** con rapporto di trasformazione pari a  $1/\delta$ .

Ricavando  $t_{ON}$  e  $t_{OFF}$  dalle equazioni precedenti ed essendo  $T = 1/f = t_{ON} + t_{OFF}$ , si ottiene

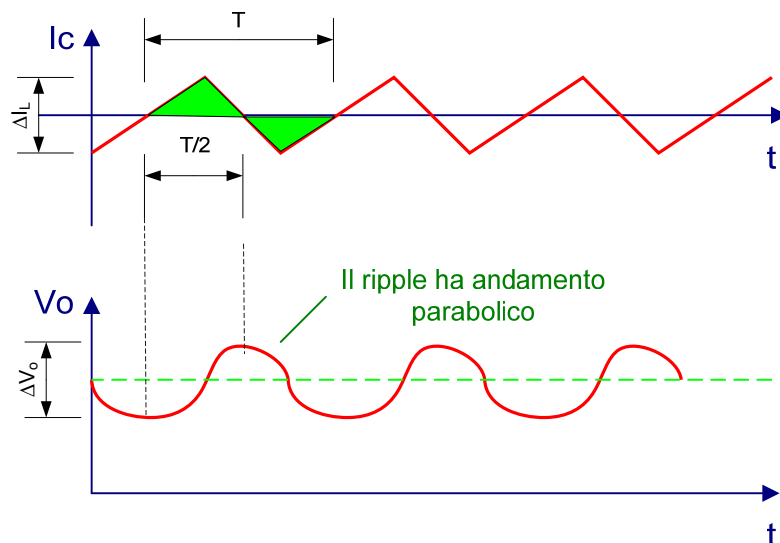
$$t_{ON} = \Delta i_L \frac{L}{V_i - V_o} \text{ e } t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_o}$$

$$T = \frac{1}{f} = t_{ON} + t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_i - V_o} + \Delta i_L \frac{L}{V_o} = \Delta i_L L \left( \frac{1}{V_i - V_o} + \frac{1}{V_o} \right) = \Delta i_L L \frac{V_i - V_o + V_o}{(V_i - V_o)V_o}$$

$$L = \frac{(V_i - V_o)V_o}{f \Delta i_L V_i}$$

dove  $f$  è la frequenza di lavoro. Si nota che la variazione della corrente  $\Delta i_L$  (ripple) è inversamente proporzionale a  $L$ .

Ricaviamo infine il ripple della  $V_o$ , ci rifacciamo alla figura seguente in cui si evidenzia la corrente attraverso il condensatore e la tensione di uscita.



**Fig. 7 Forme d'onda per ricavare il ripple sulla  $V_o$**

La tensione di uscita è la tensione ai capi del condensatore, per cui il ripple è la variazione della tensione ai capi di  $C$ , variazione che indichiamo con  $\Delta V_o$ , dalla definizione di capacità si ha:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

ma  $\Delta Q = \int I_c(t) dt$  ossia è l'area di uno dei triangolini verdi, se accettiamo l'approssimazione che  $V_o$  sia costante (non commettiamo un grande errore, il ripple è sempre abbastanza piccolo), le variazioni di corrente attraverso  $L$  si riversano tutte attraverso  $C$ , ossia la parte alternata della  $I_L$  coincide con la parte alternata della  $I_C$ , allora l'area in questione vale:



$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_L T}{8} \frac{\Delta I_L}{8f}$$
 da cui si ricava il ripple in uscita:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L}{8fC}$$
 questa relazione è utile per definire il valore di C da utilizzare:

$$C = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta V_o}$$

È opportuno segnalare che nella modalità di funzionamento analizzata, si è ritenuto che la corrente attraverso l'induttore non si annulli mai, tale modalità di funzionamento viene detta **continua**.

Esiste una seconda modalità in cui la corrente sull'induttore si annulla, tale modalità di funzionamento è detta **discontinua**, l'analisi del comportamento del convertitore è più complessa e per questo, considerati gli obiettivi di queste note, non sarà affrontata.

Generalmente per convertitori con corrente di uscita di piccola entità il progetto può avvenire considerando la modalità continua, per elevate correnti bisogna rivedere qualcosa.

### Convertitore step-up o boost

La struttura e le forme d'onda significative sono illustrate in figura(2.11). Il nome di convertitore di tipo step-up gli deriva dal fatto che è in grado di fornire al carico una tensione di valor medio superiore (up) a quello della tensione non stabilizzata di ingresso.

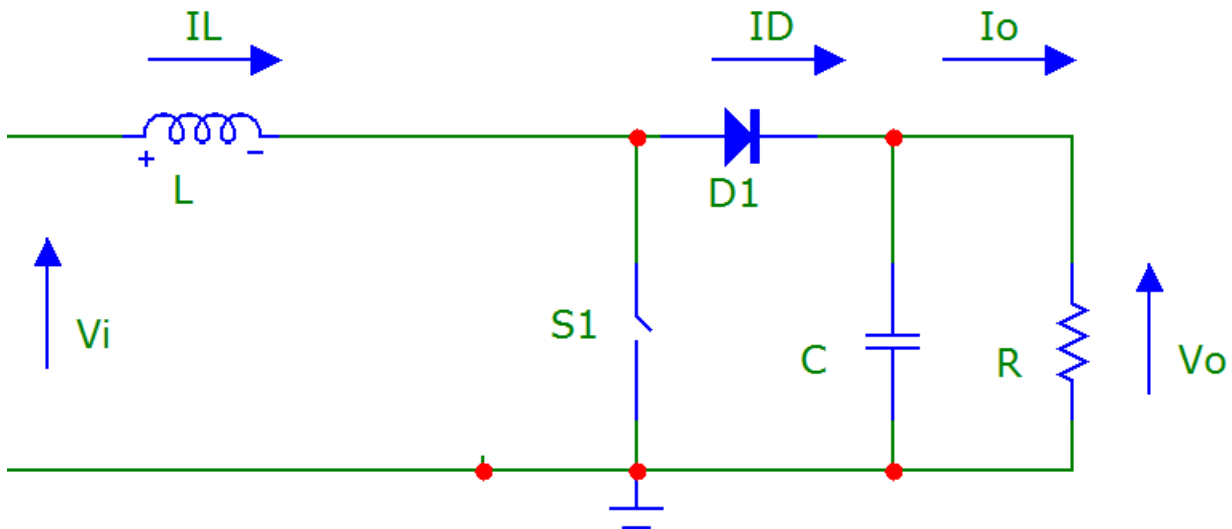


Fig. 8 Schema di principio convertitore step-up o boost

Lo studio del circuito si basa sull'analisi di quanto avviene nei due possibili stati chiuso/aperto (ON/OFF) dell'interruttore, si ipotizzano costanti le tensioni d'ingresso e di uscita.

- stato ON di S

Quando l'interruttore S si trova nello stato ON, il diodo D si trova nello stato OFF. Alla bobina L è applicata una tensione costante pari a ( $V_I$ ), pertanto nella bobina stessa si verifica una variazione lineare di corrente:

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_I}{L} t_{ON} \quad (1)$$

- stato OFF di T

Quando l'interruttore S si trova nello stato OFF, il diodo D si trova nello stato ON.

In questa condizione, la bobina L tende a mantenere in circolo la corrente imponendo una tensione  $V_L$  avente polarità positiva verso l'uscita.

D'altra parte, la tensione ai capi della bobina stessa risulta essere costante e pari a ( $V_O - V_I$ ) (il diodo è un corto-circuito), nella bobina si verifica una variazione lineare di corrente:

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{V_O - V_I}{L} t_{OFF} \quad (2)$$

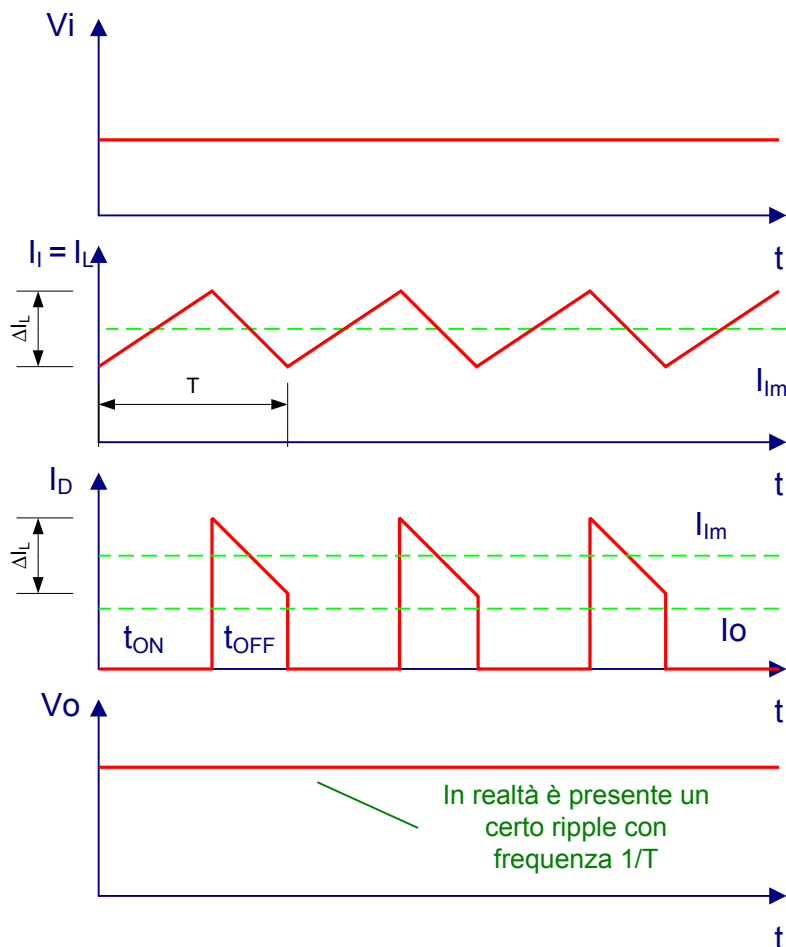


Fig. 9 - Forme d'onda principali nell'ipotesi di Vi e Vo costanti

- funzionamento a regime

se la corrente di uscita è costante le due variazioni di corrente devono coincidere,

$$\Delta i_{L,ON} = \Delta i_{L,OFF}$$

si ottiene:

$$\frac{V_o - V_i}{L} t_{OFF} = \frac{V_i}{L} t_{ON} \Rightarrow (V_o - V_i) t_{OFF} = V_i t_{ON} \Rightarrow V_i t_{OFF} + V_i t_{ON} = V_o t_{OFF} \Rightarrow V_o = V_i \frac{t_{OFF} + t_{ON}}{t_{OFF}}$$

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{t_{OFF}}{t_{OFF} + t_{ON}}} \Rightarrow V_o = V_i \frac{1}{\frac{T - t_{ON}}{T}} \Rightarrow V_o = V_i \frac{1}{1 - \frac{t_{ON}}{T}}$$

$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{1 - \delta} \text{ con } \delta \text{ duty cycle}$$

Poiché il duty cycle è al più uno la tensione di uscita è **maggiore o uguale** alla tensione d'ingresso, per questo motivo il convertitore viene chiamato **step-up o boost**.

La corrente media in ingresso si può ricavare dalle corrispondenti forme d'onda con un semplice ragionamento geometrico:

$$I_o = I_{lm} \frac{t_{OFF}}{T} = I_{lm} \frac{T - t_{ON}}{T} = I_{lm} \left( 1 - \frac{t_{ON}}{T} \right) = I_{lm} (1 - \delta)$$

Pertanto il rapporto tra  $I_o$  e  $I_{im}$  è l'inverso di quello fra  $V_o$  e  $V_i$ ; il convertitore si comporta quindi come **un trasformatore per la continua** con rapporto di trasformazione pari a **(1-δ)**.

Ricavando  $t_{ON}$  e  $t_{OFF}$  dalle equazioni precedenti ed essendo  $T = 1/f = t_{ON} + t_{OFF}$ , si ottiene

$$t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_o - V_i} \text{ e } t_{ON} = \Delta i_L \frac{L}{V_i}$$

$$T = \frac{1}{f} = t_{ON} + t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_o - V_i} + \Delta i_L \frac{L}{V_i} = \Delta i_L L \left( \frac{1}{V_o - V_i} + \frac{1}{V_i} \right) = \Delta i_L L \frac{V_o - V_i + V_i}{(V_o - V_i)V_i}$$

$$L = \frac{(V_o - V_i)V_i}{f \Delta i_L V_o}$$

dove  $f$  è la frequenza di lavoro. Si nota che la variazione della corrente  $\Delta i_L$  (ripple) è inversamente proporzionale a  $L$ .

Ricaviamo infine il ripple della  $V_o$ , ci rifacciamo alla figura seguente in cui si evidenzia la corrente attraverso il condensatore e la tensione di uscita.



**Fig. 10** Forme d'onda per ricavare il ripple sulla  $V_o$

In questo convertitore il condensatore si carica durante  $t_{OFF}$  e si scarica, a corrente  $I_o$  costante, durante  $t_{ON}$ . Pertanto la variazione  $\Delta V_o$ , o ripple, è data dalla relazione  $\Delta V_o = I_o t_{ON} / C$ .

Essendo  $t_{ON} = T - t_{OFF}$  ed esprimendo  $t_{OFF} = V_i T / V_o$ .

Si ricava

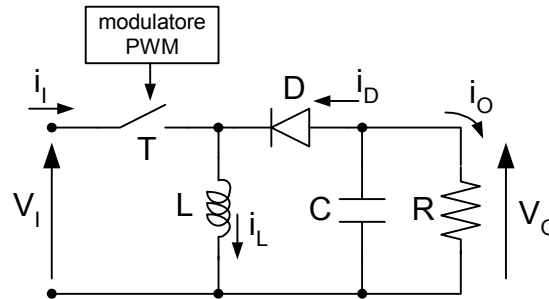
$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C} t_{ON} = \frac{I_o}{C} \frac{V_o - V_i}{f V_o}$$

questa relazione è utile per definire il valore di  $C$  da utilizzare:

$$C = \frac{I_o \cdot (V_o - V_i)}{f \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$

### Convertitore dc/dc inverter (buck-boost)

Questo convertitore permette di ottenere in uscita una tensione  $V_O$  di polarità opposta a quella della tensione d'ingresso  $V_I$ . Il valore di  $V_O$  può essere minore, uguale o maggiore di quello di  $V_I$  a seconda del duty-cycle del segnale PWM.



#### Relazione tra $V_O$ e $V_I$

Lo studio del circuito si basa sull'analisi di quanto avviene nei due possibili stati (ON/OFF) del transistor:

##### - stato ON di T

Quando il transistor T si trova nello stato ON, il diodo D si trova nello stato OFF. Alla bobina L è applicata una tensione costante  $V_I$ , pertanto nella bobina stessa si verifica una variazione di corrente:

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_I}{L} t_{ON} \quad (1)$$

##### - stato OFF di T

Quando il transistor T si trova nello stato OFF, il diodo D si trova nello stato ON. In questa condizione, la bobina L tende a mantenere in circolo la corrente imponendo una tensione  $v_L$  avente polarità positiva verso il basso. D'altra parte, la tensione ai capi della bobina stessa risulta essere costante e pari a  $V_O$ , pertanto la  $V_O$  risulta essere invertita rispetto alla  $V_I$  e nella bobina si verifica una variazione di corrente:

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{V_O}{L} t_{OFF} \quad (2)$$

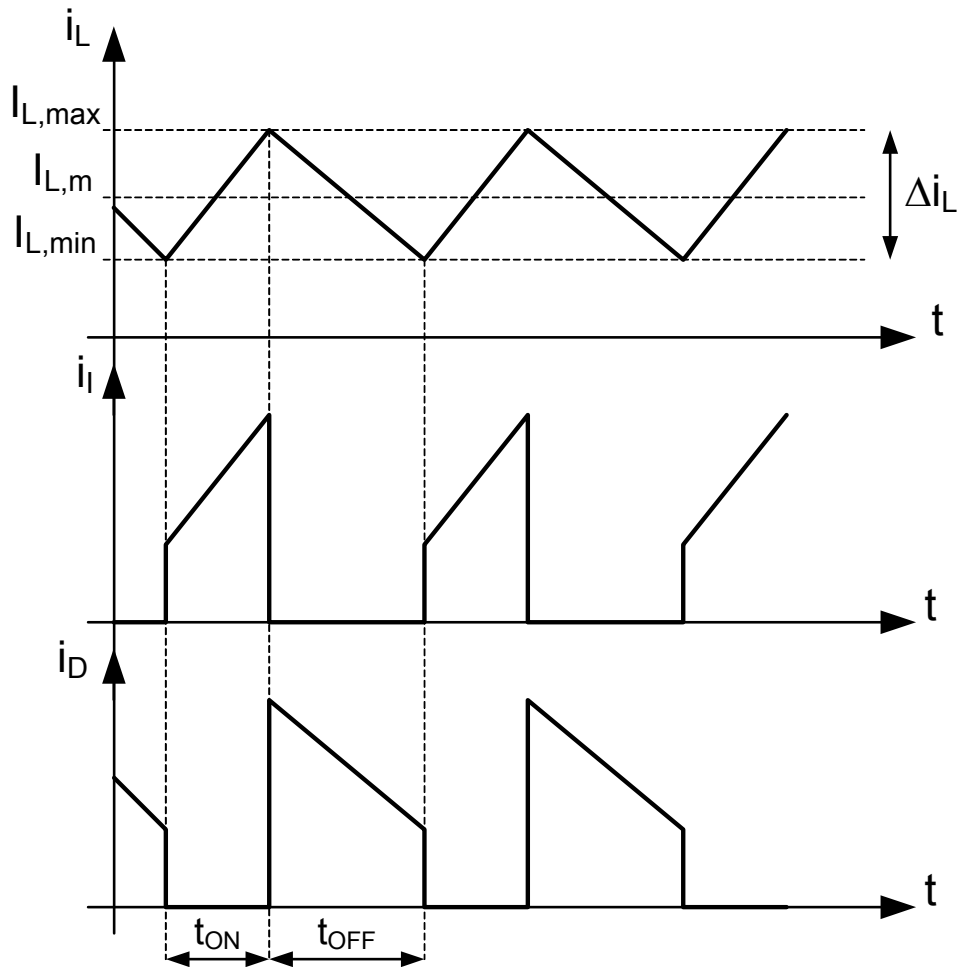
##### - funzionamento a regime

ponendo, al solito,  $\Delta i_{L,ON} = -\Delta i_{L,OFF}$  si ottiene:

$$\frac{V_I}{L} t_{ON} = -\frac{V_O}{L} t_{OFF} \Rightarrow V_O = -V_I \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \Rightarrow V_O = -V_I \frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} \Rightarrow V_O = -V_I \frac{\delta}{1 - \delta}$$

#### Studio delle correnti

Le forme d'onda delle principali correnti del circuito hanno il seguente andamento:



- corrente d'uscita,  $I_o$

$$I_o = I_{D,m} = \frac{\text{area} \cdot \text{sottesa}}{T} = \frac{(I_{L,\max} + I_{L,\min})t_{OFF}}{2T} = I_{L,m} \frac{t_{OFF}}{T} = I_{L,m} \frac{T - t_{ON}}{T} = I_{L,m}(1 - \delta)$$

- corrente media d'ingresso,  $I_{I,m}$

$$I_{I,m} = \frac{\text{area} \cdot \text{sottesa}}{T} = \frac{(I_{L,\max} + I_{L,\min})t_{ON}}{2T} = I_{L,m} \frac{t_{ON}}{T} = I_{L,m} \delta$$

### Dimensionamento dei componenti

- Induttanza, L

Ricavando  $t_{ON}$  e  $t_{OFF}$ , rispettivamente dalla relazione (1) e (2) si ottiene:

$$t_{ON} = \Delta i_L \frac{L}{V_I} \quad \text{e} \quad t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_O}$$

quindi:

$$T = t_{ON} + t_{OFF} = \Delta i_L \frac{L}{V_I} + \Delta i_L \frac{L}{V_O} = \Delta i_L L \left( \frac{1}{V_I} + \frac{1}{V_O} \right) = \Delta i_L L \frac{V_I + V_O}{V_I V_O}$$

da cui, esplicitando L, si ricava infine:

$$L = \frac{V_I V_O}{f \Delta i_L (V_I + V_O)}$$

- Condensatore, C

In questo circuito, il condensatore si carica durante  $t_{OFF}$ , quando la corrente, sospinta dalla bobina L, circola sul condensatore stesso e sul carico richiudendosi sul diodo e si scarica sul carico R durante  $t_{ON}$ , mantenendo così costante la corrente  $I_O$ .

La variazione di tensione ai capi del condensatore durante la fase di scarica è:

$$\Delta v_o = \frac{1}{C} \int I_o dt = \frac{I_o t_{ON}}{C}$$

sostituendo ora  $t_{ON}$  con l'espressione ricavata dalla (1) e successivamente L con l'espressione ricavata al punto precedente si ottiene:

$$\Delta v_o = \frac{I_o}{C} \Delta i_L \frac{L}{V_I} = \frac{I_o}{C} \frac{\Delta i_L}{V_I} \frac{V_I V_O}{f \Delta i_L (V_I + V_O)}$$

semplificando ed esplicitando C si ottiene infine:

$$C = \frac{I_o V_O}{f (V_I + V_O) \Delta v_o}$$

- Diodo, D

▪ Corrente media  $I_{D,m} = I_o$  (vedere l'inizio di questa pagina)

▪ Corrente di picco  $I_{D,max} = I_{L,max} = I_{L,m} + \frac{\Delta i_L}{2}$ , come si può dedurre dalle forme d'onda di pag.1

▪ Tensione inversa massima  $V_{R,MAX} = V_o - V_I$ , come si può dedurre dallo schema.

**Tabella di sintesi**

CONVERTITORE DC/DC	$V_0$	L	C	DIODO
<b>Step-down</b> <i>Buck</i>	$V_0 = \delta \cdot V_I$	$\frac{V_0 \cdot (V_I - V_0)}{f \cdot k \cdot I_0 \cdot V_I}$ $k < 2$	$\frac{V_0 \cdot (V_I - V_0)}{8 \cdot f^2 \cdot L \cdot V_I \cdot \Delta V_0}$	$P.I.V. = V_I$ $I_{Dm} = I_0 \cdot (1 - \delta)$ $I_{Dp} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}$
<b>Step-up</b> <i>Boost</i>	$V_0 = \frac{V_I}{1 - \delta}$	$\frac{(V_0 - V_I) \cdot V_I^2}{f \cdot k \cdot I_0 \cdot V_0^2}$ $1 \leq k \leq 2$	$\frac{I_0 \cdot (V_0 - V_I)}{f \cdot V_0 \cdot \Delta V_0}$	$P.I.V. = V_0$ $I_{Dm} = I_0$ $I_{Dp} = I_0 \cdot \left( \frac{V_0}{V_I} \right) + \left( \frac{V_I \cdot t_{ON}}{2 \cdot L} \right)$
<b>Inverter</b> <i>buck-boost</i>	$V_0 = \frac{V_I \cdot \delta}{1 - \delta}$	$\frac{V_0 \cdot (1 - \delta)^2}{f \cdot k \cdot I_0}$ $k \leq 2$	$\frac{I_0 \cdot \delta}{f \cdot \Delta V_0}$	$P.I.V. = V_I$ $I_{Dm} = I_0$ $I_{Dp} = \frac{I_0 \cdot (2 + k)}{2 \cdot (1 - \delta)}$

**Bibliografia**

“Elettronica, Dispositivi e Sistemi analogici e programmabili.”; Cuniberti, De Lucchi, Galluzzi; Petrini Editore .

Appunti di TDP della prof.ssa Lorena Marassi, a.s. 2008/2009, i.t.i.s. Leonardo da Vinci, Carpi (MO).



## I Tiristori

### Sommario argomenti trattati

I Tiristori .....	1
Introduzione.....	1
Gli SCR.....	2
Descrizione del funzionamento ai morsetti esterni .....	2
Uso dell' SCR come interruttore .....	3
Problema del "Rate of Rise" .....	4
Dati caratteristici SCR.....	4
Vantaggi SCR.....	4
Svantaggi SCR .....	4
Prova integrità di un SCR.....	4
Il TRIAC.....	5
Vantaggi rispetto a SCR .....	7
Svantaggi rispetto a SCR.....	7
Il DIAC .....	7
Funzionamento .....	7
Il GTO.....	8
Controllo della potenza in corrente alternata mediante tiristori.....	9
Controllo di tempo o a zero di tensione.....	9
Funzionamento .....	9
Vantaggi .....	9
Svantaggi.....	9
Controllo di fase o a parzializzazione.....	10
Funzionamento .....	10
Vantaggi .....	10
Svantaggi.....	10
Esempi applicativi.....	10
Il variatore di luminosità o dimmer .....	11
Le luci psichedeliche .....	11
Bibliografia.....	13

### **Introduzione**

Con il termine **tiristori** si intende una famiglia di componenti elettronici appositamente concepiti per funzionare in commutazione.

Il nome **tiristore** deriva dal termine americano **Thyristor** utilizzato per identificare tale famiglia di componenti.

A sua volta **Thyristor** deriva dalla combinazione dei termini **Thyatron** e **Transistor**, dove il thyatron indica la versione a valvole, ancora utilizzata in applicazioni con elevate tensioni e velocità di risposta.

Il termine Thyatron deriva dalla combinazione della parola greca Thyra che vuol dire "porta", e il termine Electron che indica gli elettroni, in italiano il suo significato sarebbe quindi "porta di elettroni" con chiara analogia con una porta di una stanza che può essere aperta o chiusa e quindi consentire o meno il passaggio delle persone.

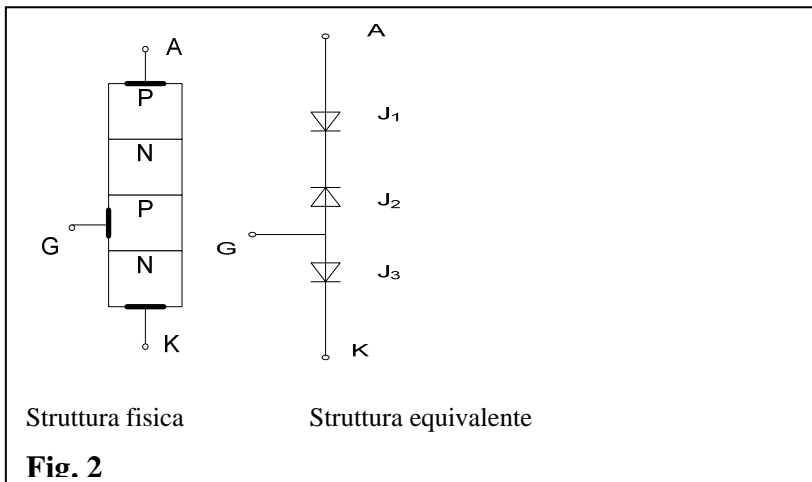
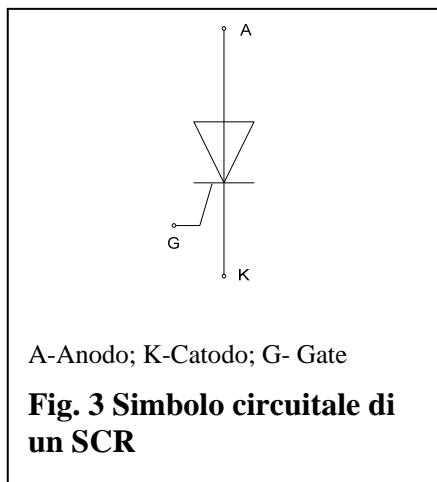


**Fig. 1** Un gigantesco thyratron ad idrogeno di produzione GE affiancato ad un più modesto thyratron 2D21 utilizzato come pilota di relais nei juke-box (fonte Wikipedia)

### **Gli SCR**

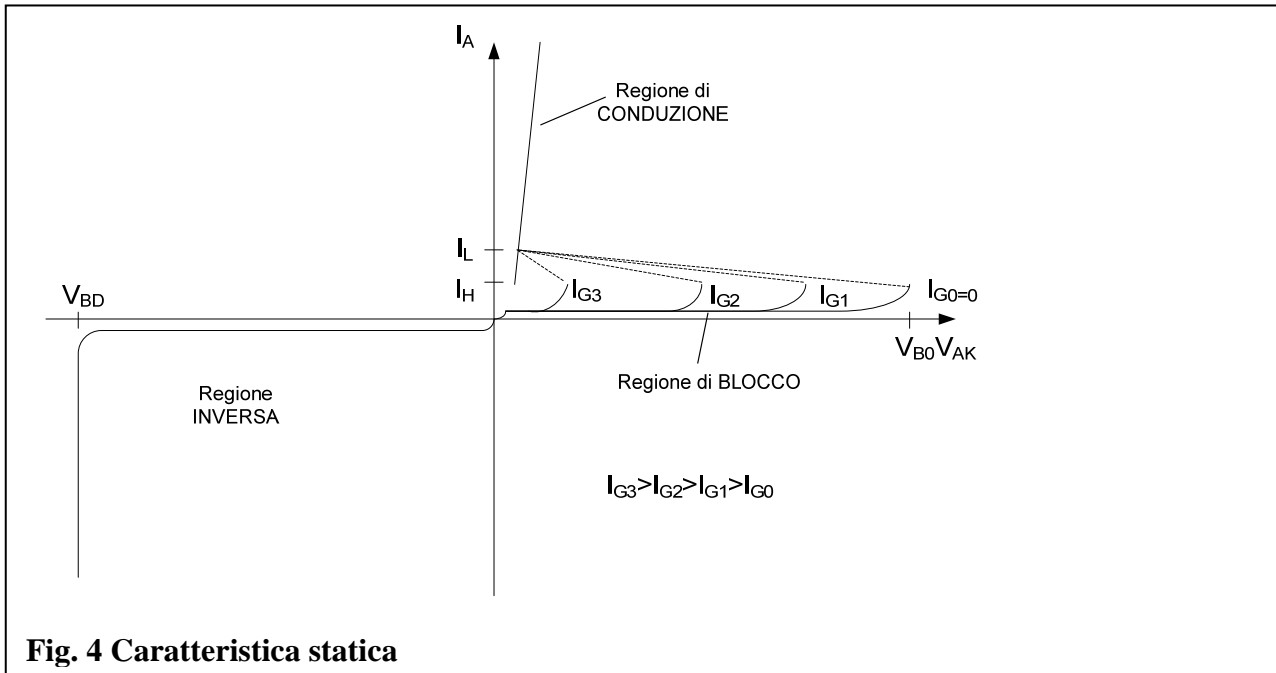
Il primo dispositivo della famiglia fu inventato dalla General Electric nel 1958 e prese il nome di SCR (Silicon Controlled Rectifier).

Il dispositivo è un sostanza un diodo la cui entrata in conduzione è comandata da un terzo elettrodo detto gate (porta). La sua struttura fisica idealizzata è quella di quattro strati di semiconduttore con drogaggio alternato p – n (vedi figure), dal punto di vista elettrico equivalente a tre diodi a giunzione posti in serie, con il diodo centrale invertito rispetto agli altri.



### Descrizione del funzionamento ai morsetti esterni

Se polarizziamo il dispositivo con il circuito di figura e procediamo a ricavare quella che si chiama caratteristica statica, si osserva quanto segue:



**Fig. 4 Caratteristica statica**

- Per  $V_{AK} < 0$  (negativa) non si ha passaggio di corrente (se si esclude la presenza di una piccola corrente di perdita) qualunque cosa si faccia sul gate, il dispositivo è polarizzato inversamente (SCR OFF). Se si esagera e si applica una tensione inversa troppo elevata, attraverso il dispositivo circola una corrente che aumenta molto rapidamente, corrente che se non viene limitata conduce alla distruzione del dispositivo (break-down). La tensione inversa a cui inizia a manifestarsi il fenomeno del break-down è detta tensione di break-down  $V_{BD}$ . Fin qui non vi è nulla di particolare, è il classico funzionamento di un diodo polarizzato in inversa, perfettamente coincidente con la presenza di due diodi in serie polarizzati in inversa.
- Per  $V_{AK} > 0$  (positiva) il comportamento viene a dipendere dalla corrente di gate:
  - Se  $I_G=0$  (corrente di gate nulla), non vi è passaggio di corrente se si esclude la presenza di una piccola corrente di perdita), il dispositivo è in interdizione o in blocco (SCR OFF). Se però si supera un valore di tensione detto di Break Over, il dispositivo entra improvvisamente in conduzione, abbassando notevolmente la sua resistenza e aumentando la corrente circolante, in pratica il suo comportamento è descritto dalla classica caratteristica esponenziale di un normale diodo a giunzione. In questo caso il dispositivo è in conduzione (SCR ON). Il valore minimo della corrente  $I_A$  dopo la quale si può rimuovere l'impulso di accensione è detta  **$I_L$  corrente di aggancio o di latching**.
  - Applicando correnti di gate via via crescenti, si osserva un comportamento analogo al precedente, con la differenza che il passaggio in conduzione avviene per tensioni (dette tensioni di firing) via via più basse. Per valori sufficientemente elevati di  $I_G$ , il dispositivo si comporta praticamente come un diodo.
- Una volta entrato in conduzione il gate non conta più nulla (nel gergo elettronico si dice che il gate ha perso il controllo), per spegnere il dispositivo bisogna far scendere la corrente  $I_A$  sotto un valore minimo  **$I_H$  detto corrente di Holding** o corrente di mantenimento.

### Uso dell'SCR come interruttore

In pratica il dispositivo viene acceso polarizzando direttamente la giunzione Gate-Katodo ed inviando una opportuna corrente di gate.

Per lo spegnimento bisogna portare la corrente anodica  $I_A$  sotto  $I_H$ .

È chiaro che se utilizziamo il dispositivo in corrente alternata, lo spegnimento è automatico ad ogni passaggio per lo zero della tensione di rete. In corrente continua bisognerà provvedere con opportuni circuiti ad annullare la  $I_A$ .

### Problema del "Rate of Rise"

Se la tensione  $V_{AK}$  varia troppo rapidamente è possibile l'innescò del dispositivo senza applicare i necessari valori di corrente di gate e tensione anodica, in pratica l'SCR si accende da solo e non a seguito dell'applicazione di un segnale di comando sul gate.

È una grossa fregatura e bisogna starci attenti in quanto queste brusche variazioni sono causate da disturbi sulle linee di alimentazione.

I costruttori forniscono il valore massimo della **velocità di variazione** della tensione  $V_{AK}$ , indicata solitamente con " $(dV/dt)_{max}$ " e misurata in V/s.

### Dati caratteristici SCR

- $V_{AK}$  in conduzione di circa 1-2V
- $I_G$  di circa 10-100 mA
- $V_{GK}$  in conduzione di circa 2-4V
- $(dV/dt)_{max} = 100-500$  MV/s

### Vantaggi SCR

- Possono trattare potenze molto elevate dell'ordine del MW.
- $I_A$  elevate dell'ordine dei 5 kA.
- $V_{AK}$  elevate dell'ordine dei 10 kV.
- Svolgono anche una rettificazione del segnale.
- Sono ottimi interruttori in corrente alternata.

### Svantaggi SCR

- Non si possono spegnere in modo semplice.
- Sono lenti, hanno tempi di commutazione che variano da 1  $\mu$ s a 100  $\mu$ s
- Presentano il problema del "Rate of Rise".

### Prova integrità di un SCR

Per provare se un SCR è ancora buono, si può utilizzare la funzione prova diodi di un tester, verificando l'efficacia della giunzione GK e l'assenza di corti tra Anodo e Katodo

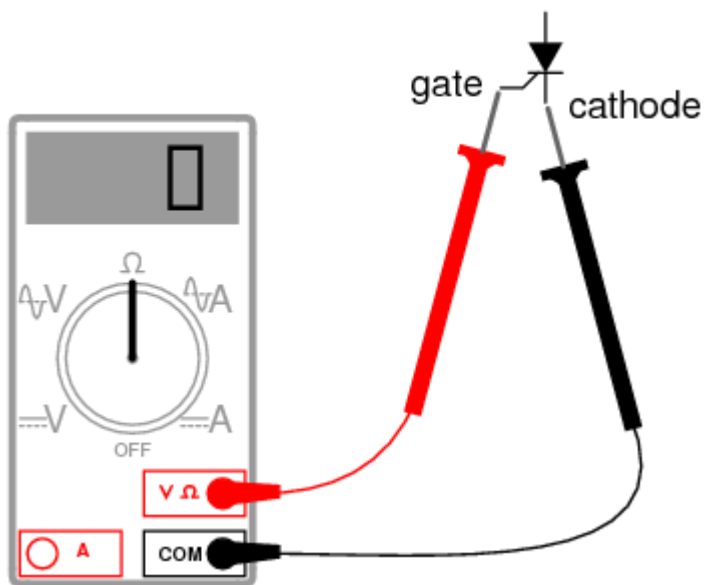


Fig. 5 Modo rudimentale per testare il funzionamento di un SCR

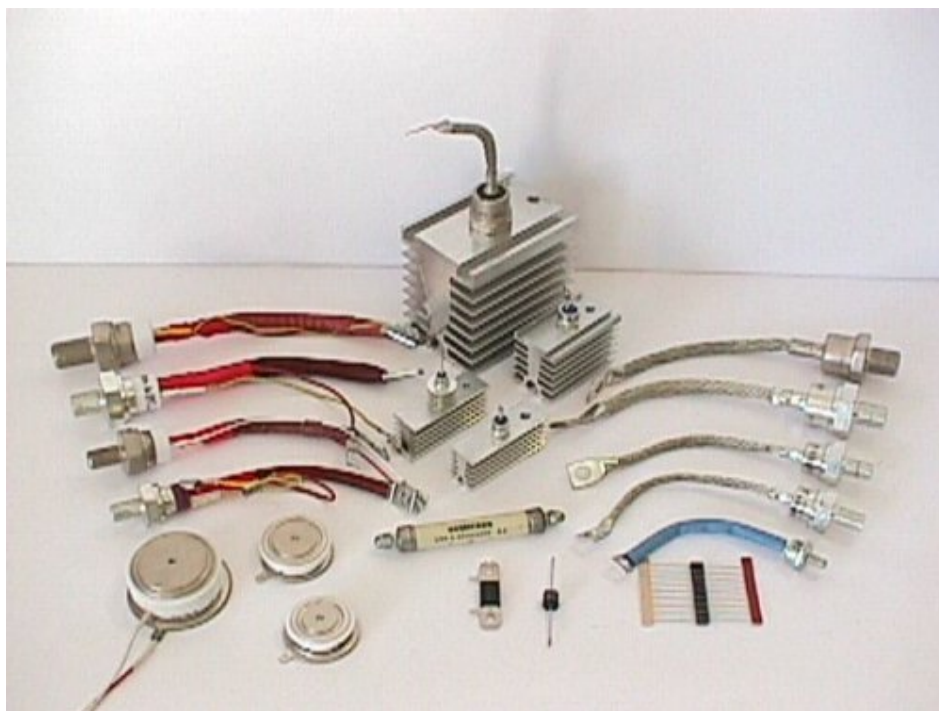
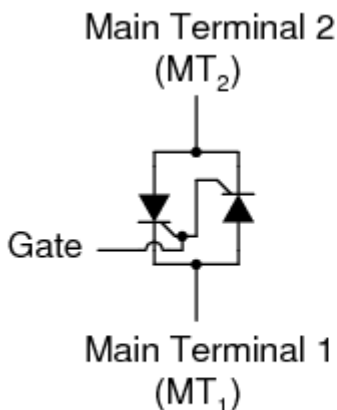


Fig. 6 Esempi di contenitori di tiristori di varie potenze (fonte [www.elettrindustria.it](http://www.elettrindustria.it) Reggio Emilia).

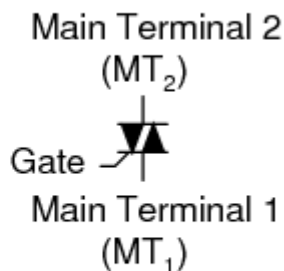
## II TRIAC

L'SCR è un interruttore che conduce in un solo verso, questo può essere un vantaggio ma anche uno svantaggio quando si vuole esclusivamente la funzione di interruttore e non interessa la funzione di raddrizzatore.

Per realizzare un interruttore bidirezionale è possibile collegare due SCR in antiparallelo, soluzione che i costruttori di dispositivi hanno realizzato in un unico dispositivo che viene chiamato **TRIAC da Triode A.C.**

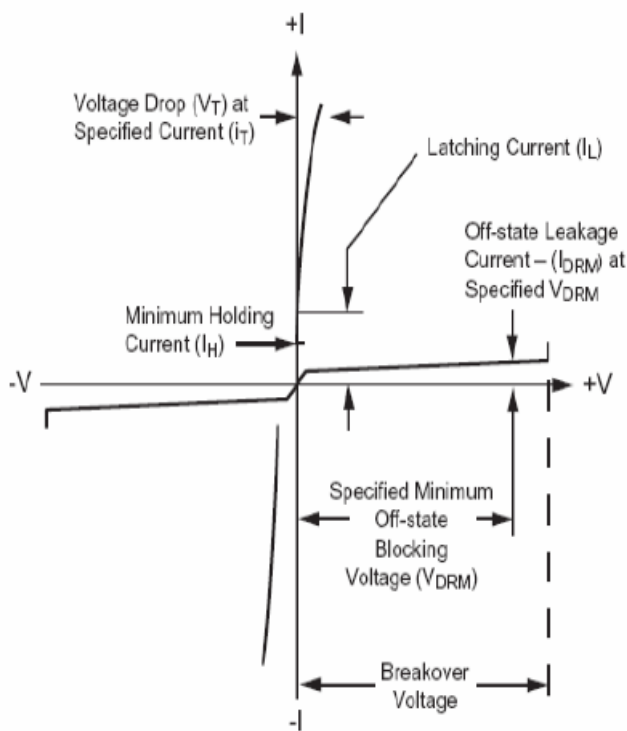


*TRIAC equivalent circuit*



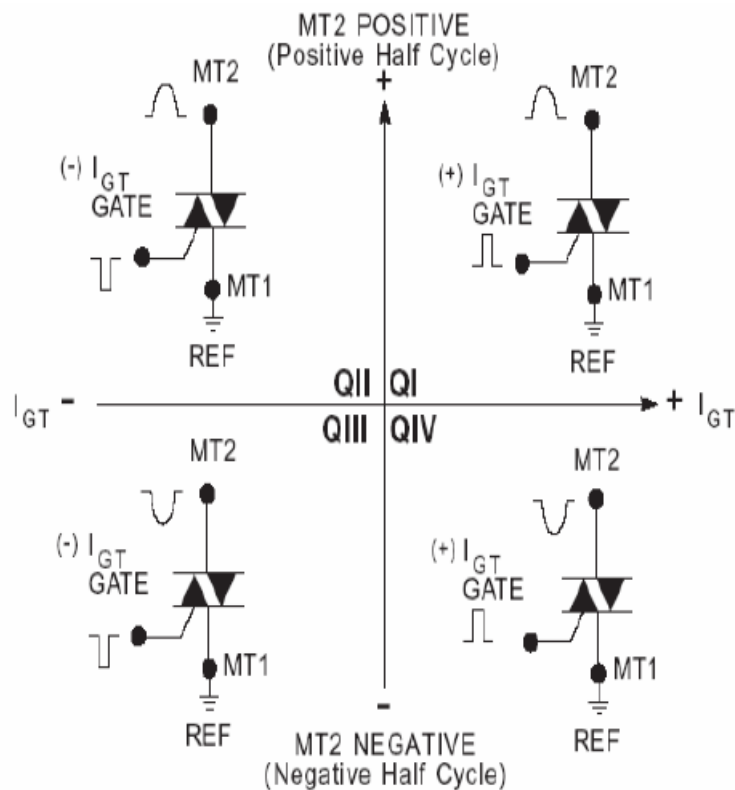
*TRIAC schematic symbol*

In pratica il dispositivo a seguito dell'applicazione di una opportuna corrente di gate può condurre sia se la  $V_{T2T1}$  è positiva che negativa.



**Fig. 7** Caratteristica statica TRIAC (è rappresentata per semplicità solo la curva per  $I_G = 0$ )

**N.B.** le polarità di  $I_G$  e  $V_{GT1}$  possono avere tutte le combinazioni possibili e produrre ugualmente la conduzione (innescò) del dispositivo, cambiano però i valori minimi necessari per garantire l'innescò sicuro. Ad ogni combinazione di polarità corrisponde un quadrante individuato con un numero romano (vedi figura), generalmente i più usati sono il primo e il terzo.



**Fig. 8 Modalità di innesco di un TRIAC – sono evidenziate le possibili polarità delle tensioni e correnti d’innesco.**

Vantaggi rispetto a SCR

- È bidirezionale
- Presenta un solo elettrodo di controllo

Svantaggi rispetto a SCR

- Sopporta tensioni (max 1-1,5kV) e correnti (max. 100A) più piccole
- Risente maggiormente del problema del “Rate of Rise” ( $dV/dt$ )<sub>max</sub> = 10 MV/s

## II DIAC

Il **DIAC** (dall'inglese: **D**iode for **A**lternating **C**urrent: *diodo per corrente alternata*) in pratica non è che un TRIAC privato del terminale di gate ed è utilizzato solitamente per *innescare* il gate di un TRIAC o di un SCR.

Funzionamento

- Finché la tensione fra i due anodi non raggiunge la tensione di break-over (dell'ordine di 20-40V), la corrente attraverso il dispositivo è nulla (DIAC OFF).
- Superata la tensione di break-over il dispositivo entra in forte conduzione e la tensione ai suoi capi scende notevolmente (DIAC ON), generalmente si attesta alla metà della tensione di break-over (circa 10-20V).

In commercio sono disponibili un paio di modelli di produzione ST e Philips.

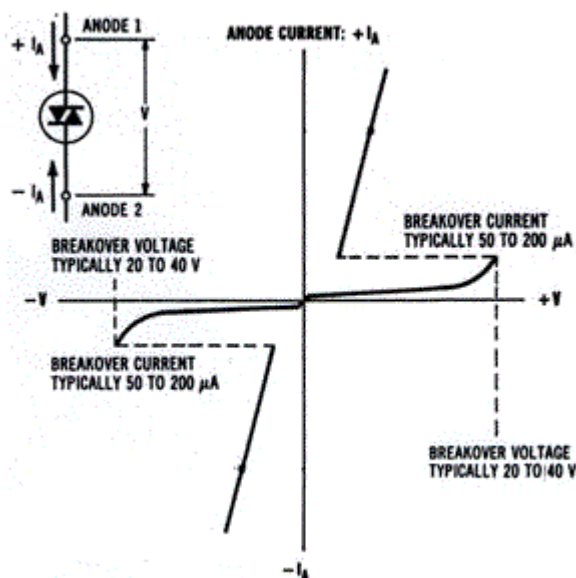


Fig. 9 Caratteristica statica e simbolo di un DIAC

## // GTO

Il GTO è una evoluzione del SCR che offre in più la possibilità di comandare sia l'accensione che lo spegnimento attraverso l'elettrodo di gate, infatti è sufficiente invertire la corrente di gate, invertendo le polarità del  $V_{GK}$ .



Fig. 10 Simbolo GTO

Altra particolarità da tenere presente è che i valori di corrente di gate necessari per spegnere il dispositivo sono molto più elevati di quelli necessari per accenderlo.



## Controllo della potenza in corrente alternata mediante tiristori

Per controllare la potenza trasferita al carico i metodi sono due: il controllo di tempo e il controllo di fase.

### Controllo di tempo o a zero di tensione

#### Funzionamento

Per ottenere una variazione della potenza sul carico, si interviene variando il numero di periodi in cui vi è passaggio di corrente sul carico, con una periodicità pari ad un dato tempo multiplo intero del periodo della tensione alternata controllata.

In altre parole, il sistema prende in esame 100 periodi della tensione di rete e agendo su opportuni interruttori elettronici costituiti da tiristori ne fa arrivare un numero variabile da 1 a 100 in base al livello di potenza desiderato sul carico.

L'accensione dei tiristori avviene in corrispondenza di un passaggio per lo zero della tensione di rete, perciò con correnti bassissime e conseguente bassa produzione di disturbi.

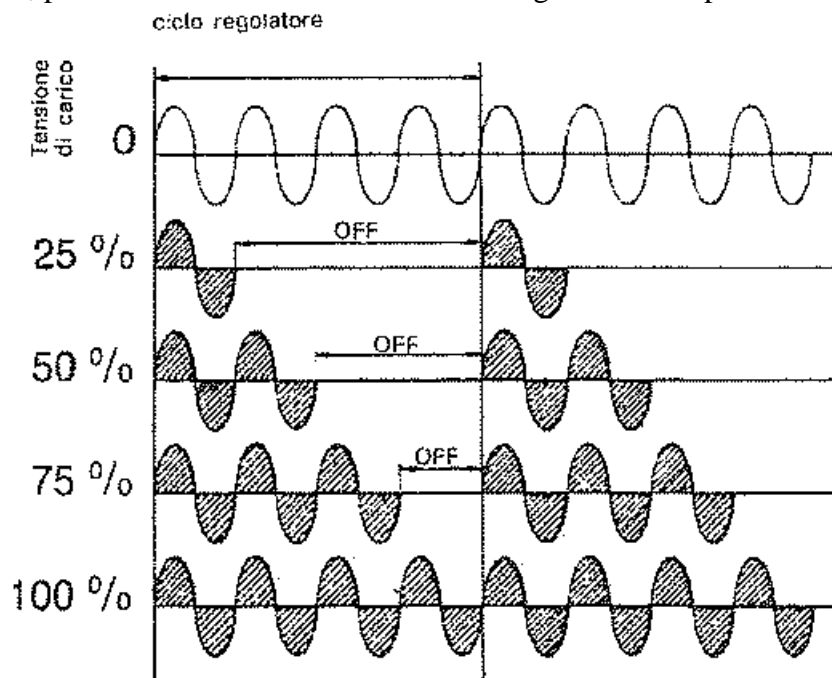


Fig. 11 - Forme d'onda sul carico in un controllo di tempo

#### Vantaggi

- Assenza di disturbi.

#### Svantaggi

- Controllo discontinuo.
- Complesso circuito di comando.
- Non adatto per tutti i carichi (va bene dove si può andare piano, es. controllo di temperatura di forni, etc.)

## Controllo di fase o a parzializzazione

### Funzionamento

Per ottenere una variazione della potenza sul carico, si interviene su ogni periodo variando la frazione di tempo per cui vi è passaggio di corrente sul carico.

In pratica sul carico arrivano delle "fette" di semionda più o meno grosse e conseguentemente si varia la potenza trasferita.

Per "affettare" le semionde si ricorre ai tiristori, ma si osserva che l'accensione dei dispositivi può avvenire anche in corrispondenza al picco della semionda di alimentazione con conseguente improvviso e forte passaggio di corrente e inevitabile produzione di una grande quantità di disturbi.

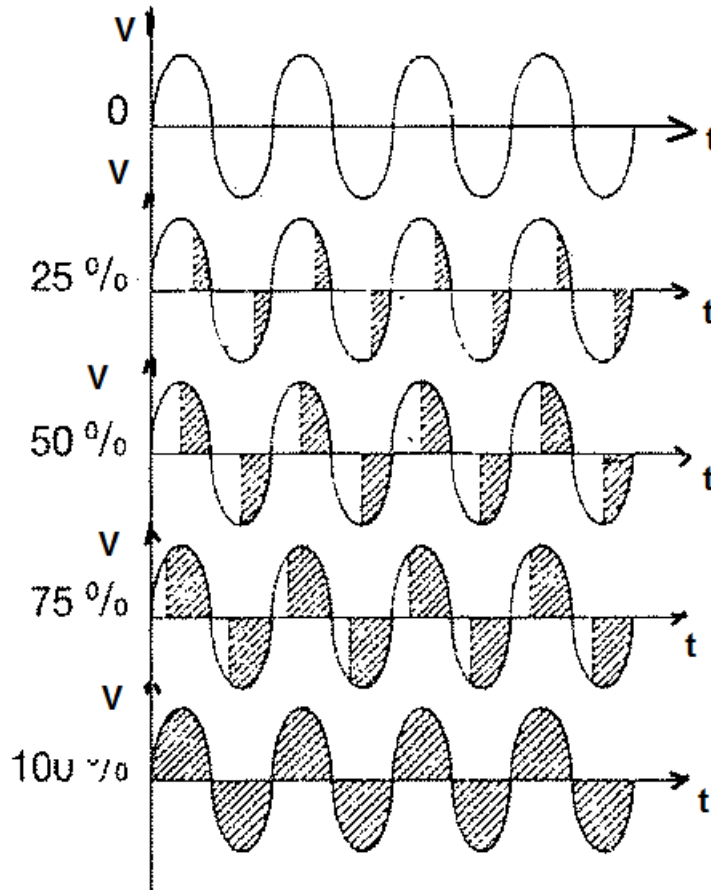


Fig. 12- forme d'onda sul carico in un controllo di fase

### Vantaggi

- Circuiti di comando semplici.
- Controllo a variazione continua.
- Adatto per tutti i carichi.

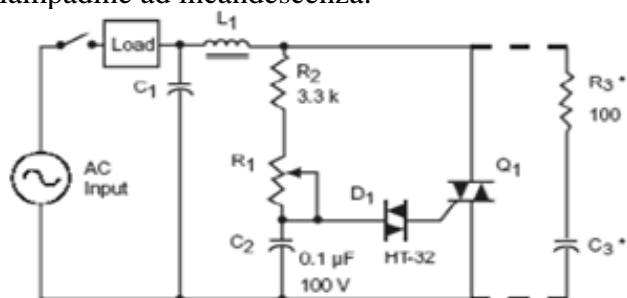
### Svantaggi

- Forte produzione di disturbi anche a radiofrequenza.

### Esempi applicativi

### Il variatore di luminosità o dimmer

Una classica applicazione del controllo di fase a tiristori è il controllo di luminosità (o dimmer) per lampadine ad incandescenza.



Note: L<sub>1</sub> and C<sub>1</sub> form an RFI filter that may be eliminated \* dv/dt snubber network when required

AC Input Voltage	AC Load Current	R <sub>1</sub>	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>	L <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>
120 V ac 60 Hz	12 A	250 k	0.1 μF 200 V	100 μH	Q2016LH6
240 V ac 50/60 Hz	3 A	500 k	0.1 μF 400 V	200 μH	Q4004L4

Fig. 13 - dimmer a triac

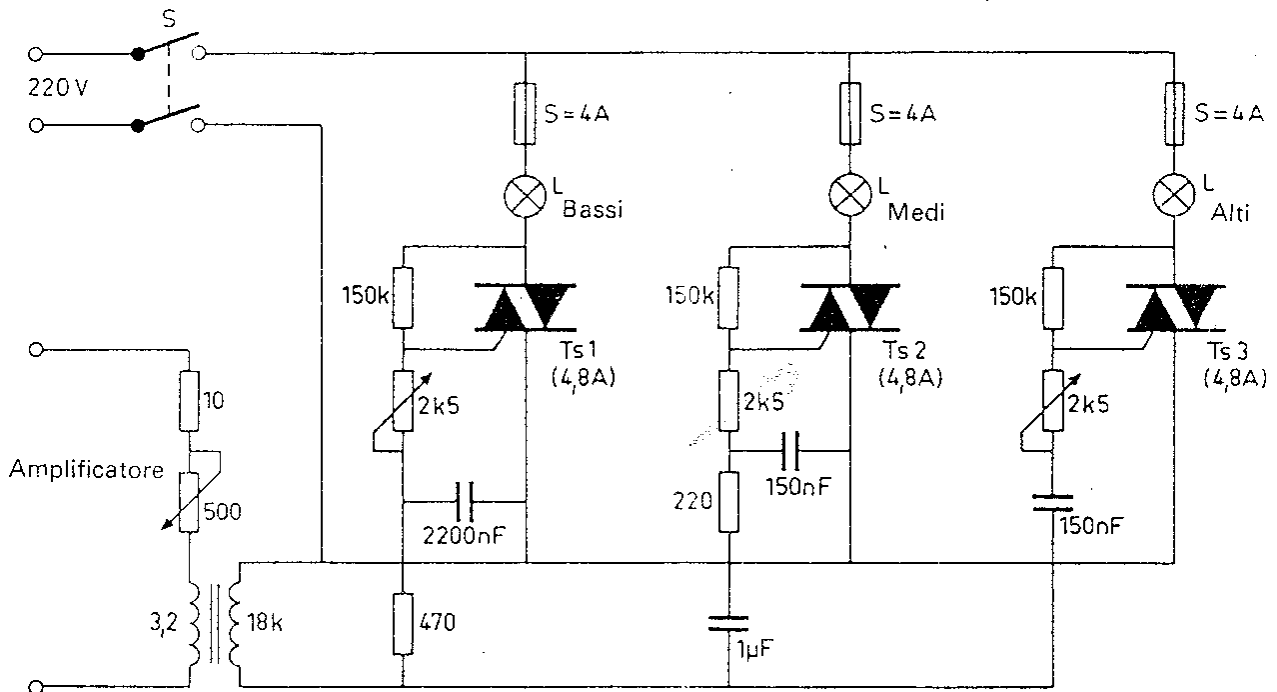
- R<sub>3</sub> e C<sub>3</sub> servono per limitare la velocità di variazione della tensione ai capi del triac ed evitare il problema del rate of rise.
- L<sub>1</sub> e C<sub>1</sub> costituiscono un filtro passa basso per ridurre i disturbi condotti lungo i cavi di collegamento.
- R<sub>2</sub>+R<sub>1</sub> e C<sub>2</sub> costituiscono un circuito RC con il compito di ritardare in misura variabile l'istante d'innesco del triac e quindi attuare la parzializzazione della forma d'onda.
- D<sub>1</sub> è il DIAC necessario all'innesco del triac.

### Le luci psichedeliche

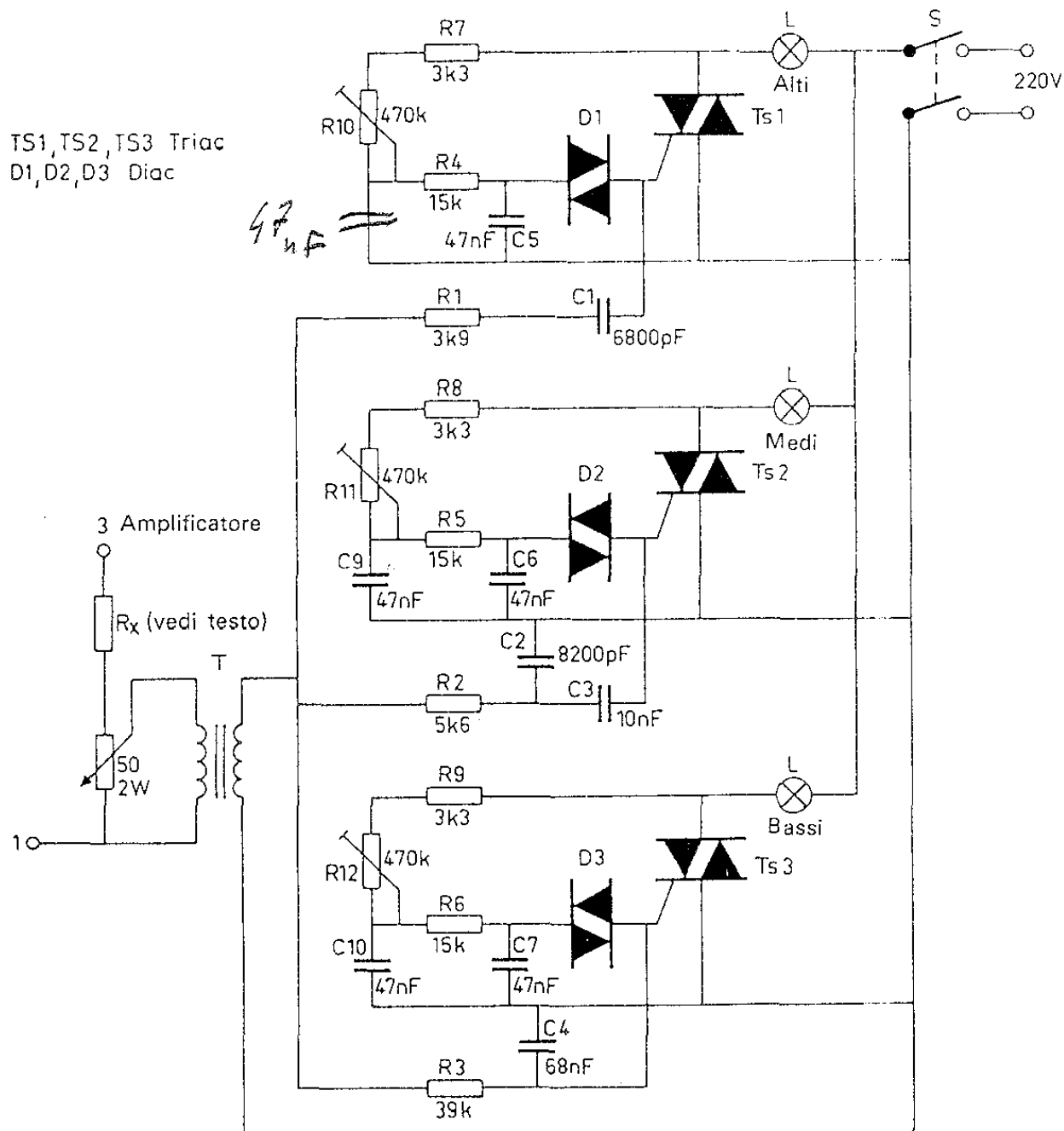
Le luci psichedeliche sono un effetto luminoso utilizzato nelle discoteche e consistente nell'accensione di lampade colorate al ritmo e livello del segnale musicale.

I colori consigliati per le lampade sono: rosso per i bassi, verde per i medi, giallo per gli acuti.

Le versioni proposte operano con parte del circuito collegato alla tensione di rete e quindi vi è un pericolo di folgorazione che non va assolutamente trascurato, richiedono inoltre un amplificatore di potenza di almeno 1W, non essendo presente alcuna amplificazione.



**Fig. 14 Luci psichedeliche con TRIAC – Versione da 1000W**



**Fig. 15 Luci psichedeliche con TRIAC versione da 500W**

**Bibliografia**

“Elettronica, Dispositivi e Sistemi analogici e programmabili.”; Cuniberti, De Lucchi, Galluzzi; Petrini Editore .

Appunti di TDP della prof.ssa Maria Chiara Clerici, a.s. 2009/2010, I.t.i.s. Leonardo da Vinci, Carpi (MO).