

Panoramica sui sensori

Giacomo Torzo

ICTIMA - CNR

e

Gruppo Nazionale Struttura della Materia
Dipartimento di Fisica - Università di Padova



Indice

TRASDUTTORI E SENSORI.....	1
Considerazioni generali.....	2
SENSORI DI TEMPERATURA.....	3
Termometri a resistenza.....	3
Termometri a resistenza metallica.....	3
Thermistor NTC e PTC. Carboresistor.....	7
Termometro a diodo.....	9
La termocoppia.....	11
SENSORI ACUSTICI.....	15
Microfono a carbone.....	15
Microfono magnetodinamico.....	16
Microfono piezoelettrico.....	16
Microfono a capacità.....	18
Microfono a elettrete.....	19
SENSORI DI FORZA E DI PRESSIONE.....	20
Strain gauge.....	20
Manometro a ponte resistivo.....	22
Manometro meccanico.....	24
VACUOMETRI.....	24
Termocroce.....	25
Pirani25	
Penning.....	25
Vacuometro a ionizzazione.....	26
SENSORI DI LUCE.....	27
Sensori di luce termici.....	28
Bolometri.....	28
La termopila.....	29
Il sensore piroelettrico.....	29
Sensori di luce a semiconduttore.....	31
Le fotoresistenze.....	32
Celle fotovoltaiche , fotodiodi.....	32
Fototransistor.....	35
Fotomoltiplicatori.....	36
RIVELATORI DI RADIAZIONI IONIZZANTI.....	36
Camera a ionizzazione, contatore proporzionale e tubo di Geiger.....	37
Rivelatori a semiconduttore.....	42
Scintillatori.....	42
SENSORI DI CAMPO MAGNETICO.....	42
Sensori ad effetto Hall.....	43
SENSORI DI POSIZIONE.....	44
Capacitivi.....	45
Induttivi.....	46
Resistivi.....	47
Ottici 48	
Bibliografia.....	50

TRASDUTTORI E SENSORI

Si è visto che un blocco essenziale nello schema generale di un sistema di interfacciamento tra il Personal computer e il mondo esterno è costituito dai trasduttori, cui è affidato il duplice compito di “sentire” e di “variare” valori di grandezze fisiche.

Un *trasduttore* può essere un dispositivo capace di generare un segnale *elettrico* correlato con una grandezza fisica (o più in generale con una modificazione qualsivoglia dell’ambiente circostante). Un dispositivo con queste caratteristiche viene spesso definito *sensore*. Ma si dice anche *trasduttore* un dispositivo capace dell’operazione inversa, cioè di produrre un effetto fisico (o più in generale di modificare in qualche modo l’ambiente circostante) quando gli venga fornito un segnale elettrico. In questo caso esso viene detto anche *attuatore*.

Alcuni trasduttori sono *reversibili*, cioè possono agire sia come sensori che come attuatori. Si pensi al caso dell’altoparlante magnetodinamico che può essere usato (anche se ovviamente con peggiore rendimento) come microfono magnetodinamico, o al motore in corrente continua che può funzionare come dinamo, o al diodo LED che può funzionare come fotodiodo, o al cristallo piezoelettrico che può con la stessa efficacia tradurre segnali elettrici in deformazioni (piezo-transducer) o deformazioni in segnali elettrici (piezo-sensor).

In queste note fermeremo l’attenzione solo sui trasduttori che agiscono come *sensori*.

Dopo alcune considerazioni introduttive di carattere generale, proporremo una panoramica, non esauriente, ma tuttavia sufficientemente generale per dare un’idea della vastissima gamma di sensori attualmente disponibili in commercio. Saranno messi in evidenza i meccanismi diversi impiegati da diversi sensori per rilevare la medesima grandezza, oltre che la possibilità di utilizzare lo stesso principio fisico per rilevare diverse grandezze.

Ad esempio i trasduttori di temperatura possono essere usati in svariati modi: possono funzionare come termometri, ma anche come misuratori di livello, di flusso, di conducibilità termica ...

I trasduttori di forza possono venire usati come misuratori di pressione, come microfoni, come accelerometri ...

I trasduttori ottici, a seconda della lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica, possono rivelare o trasmettere luce visibile, misurare flusso o energia di fotoni, ad esempio raggi X o γ , o essere usati a loro volta come termometri ...

Data la vastità dell'argomento, l'analisi dei singoli sensori è qui necessariamente di tipo introduttivo: per l'approfondimento si suggeriscono alcuni testi nella bibliografia riportata alla fine.

Considerazioni generali.

Per ogni sensore è importante conoscere alcune caratteristiche che ne condizionano l'uso. Quelle comuni alla maggior parte dei sensori sono:

- sensibilità (rapporto tra la variazione della grandezza elettrica in uscita e la variazione della grandezza fisica che l'ha prodotta)
- risoluzione (la minima variazione della grandezza in ingresso che può essere rilevata dal sensore)
- intervallo utile (o portata: l'intervallo di valori della grandezza rilevata entro il quale è possibile compiere una misura con l'accuratezza indicata)
- non-linearità (scostamento della funzione di trasferimento reale da un andamento lineare)
- caratteristiche dinamiche (tempo di risposta, di salita, di assestamento, smorzamento, banda passante...)
- rapporto segnale/rumore
- impedenza di uscita
- isteresi
- deriva (termica, temporale)
- dipendenza da grandezze fisiche diverse da quella per cui il sensore è utilizzato.

Per alcuni sensori vanno considerati altri parametri specifici.

Per quanto riguarda il *segnale prodotto*, in generale si può distinguere tra sensori che producono un segnale in *tensione* o un segnale in *corrente*, ma per alcuni sensori l'utilizzatore può scegliere se usarli come generatori di tensione o di corrente, a seconda delle caratteristiche che si vogliono ottenere (un esempio è il caso del fotodiodo).

In generale quando si interfaccia un sensore ad un computer si preferisce lavorare con segnali in tensione, dotando un sensore che genera segnali in

corrente di un opportuno convertitore corrente/tensione, ma questa non è sempre la scelta migliore (ad esempio se si vuole evitare la caduta di tensione su lunghi cavi).

Si può poi distinguere tra sensori “attivi” e sensori “passivi”, intendendo che i primi generano un segnale senza essere alimentati (*unbiased*) e sostanzialmente prelevano energia dal sistema sotto osservazione, mentre i secondi richiedono un opportuno circuito di condizionamento ed una sorgente di energia (alimentatore di corrente o di tensione) per poter funzionare.

SENSORI DI TEMPERATURA

I sensori di temperatura più usati si possono dividere, dal punto di vista dell'elettronica di interfacciamento, in tre grandi categorie: sensori *resistivi*, sensori a *diodo* e *termocoppie*. Vediamone le caratteristiche essenziali, vantaggi e svantaggi.

Termometri a resistenza

Si tratta di sensori *passivi* che quindi devono essere polarizzati (in corrente continua o alternata). In questo secondo caso si prestano ad essere usati con elettronica di rivelazione molto accurata: lock-in¹.

I sensori resistivi (detti anche RTD *resistive temperature detector*) possono essere a resistenza metallica, a semiconduttore e a carbone.

Termometri a resistenza metallica

Quelli a resistenza metallica sono costruiti di solito in nichel, rame o platino. Quelli di *platino* sono i più affidabili, perché un filo di platino può essere prodotto con un estremo grado di purezza, e si possono quindi ottenere sensori con caratteristiche di elevata riproducibilità, ma anche più costosi.

La resistività di un metallo segue, in prima approssimazione e per temperature² non troppo basse, la legge lineare $\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha T)$, dove ρ_0 è la resistività residua a $T \approx 0$ K, proporzionale alla quantità di impurezze e imperfezioni del reticolo cristallino, e $\alpha = (\partial \rho / \partial T) / \rho_0$ è il coefficiente di temperatura: per platino, rame e alluminio $\alpha \approx 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, per il nichel, ferro e argento $\alpha \approx 6 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

¹ Tecnica descritta nelle lezioni di L. Bruschi

² La temperatura assoluta T, espressa in gradi Kelvin (K), è legata alla temperatura t, espressa in gradi centigradi o Celsius, (°C) dalla relazione: $t(^{\circ}\text{C}) = T(\text{K}) - 273.16$

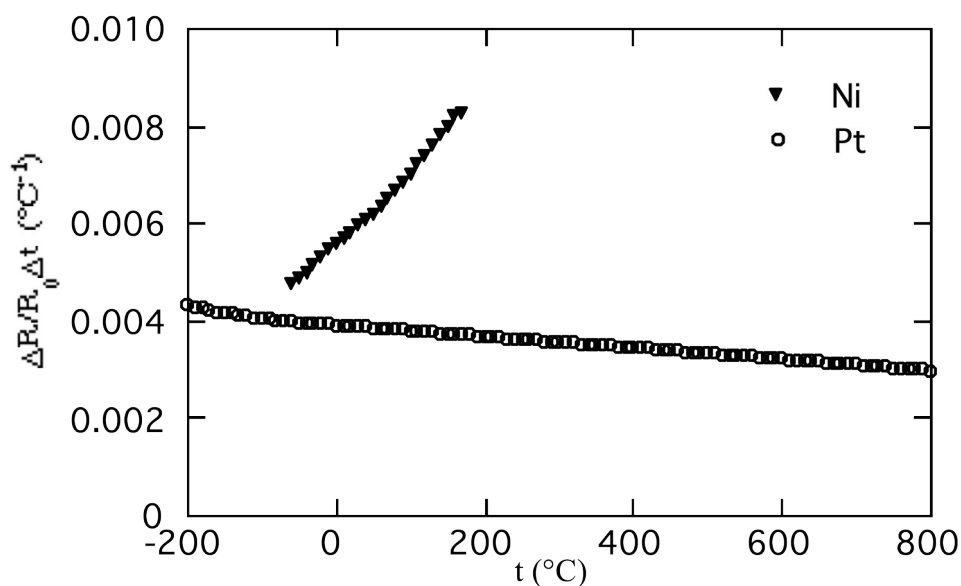


Figura 1: Sensibilità di termoresistenze a platino e nickel

Per il *platino* esiste una curva di calibrazione standard che approssima meglio di quella lineare il comportamento dei sensori commerciali³, nell'intervallo di temperature $-200 < t (^{\circ}\text{C}) < +850$. Si tratta della funzione di Callendar-van Dusen:

$$R(t) = R(0) [1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100^{\circ})]$$

ove le costanti A, B valgono rispettivamente $A = \alpha(1 + \delta \cdot 10^{-2})$, $B = -\alpha\delta \cdot 10^{-4}$ e la costante C è nulla per $t > 0^{\circ}\text{C}$ mentre vale $C = -\alpha\beta \cdot 10^{-8}$ per $t < 0^{\circ}\text{C}$ e $\alpha = 3.85 \cdot 10^{-3}$. I valori delle costanti δ e β vanno ottenuti dalla curva di calibrazione dei *singoli* sensori: il valore di δ (≈ 1.5) ad una temperatura alta (ad es. temperatura di fusione dello zinco) e quello di β (≈ 0.1) ad una temperatura inferiore allo 0°C .

Punti fissi:

Ebolliz. Ossigeno	-183.00°C	Fus. Piombo	327.50°C
Ebolliz. Azoto	-195.65°C	Fus. Zinco	419.50°C
Sublimaz. CO ₂	-78.40°C	Ebolliz. Zolfo	444.70°C
Fus. Mercurio	-38.87°C	Fus. Alluminio	660.00°C
Fus. H ₂ O	0.00°C	Fus. Argento	960.80°C
Ebolliz. H ₂ O	100.00°C	Fus. Oro	1063.00°C
Ebolliz. Naphtalene	218.00°C	Fus. Rame	1083.00°C
Fus. Stagno	231.90°C	Fus. Palladio	1550.00°C

³ Ditte: Tersid, Rosemount Eng., Minco Products, Jumo, Heraeus ElectroNite, Heraeus Sensors, Leico Industries (Corradi), Murata, T.D.I.

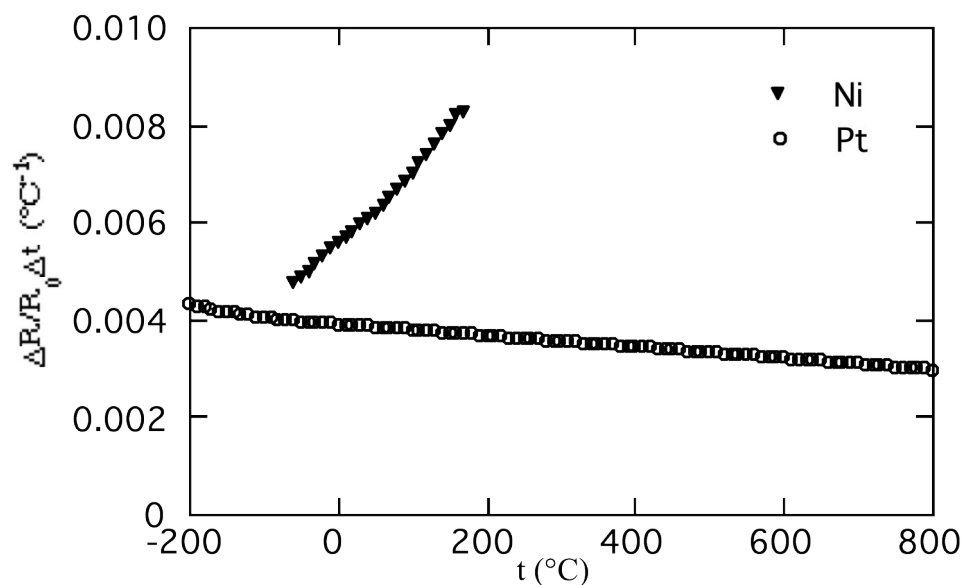


Figura 1: Sensibilità di termoresistenze a platino e nickel

Per il *platino* esiste una curva di calibrazione standard che approssima meglio di quella lineare il comportamento dei sensori commerciali³, nell'intervallo di temperature $-200 < t \text{ (}^\circ\text{C)} < +850$. Si tratta della funzione di Callendar-van Dusen:

$$R(t) = R(0) [1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100^\circ)]$$

ove le costanti A, B valgono rispettivamente $A = \alpha(1 + \delta \cdot 10^{-2})$, $B = -\alpha\delta \cdot 10^{-4}$ e la costante C è nulla per $t > 0^\circ\text{C}$ mentre vale $C = -\alpha\beta \cdot 10^{-8}$ per $t < 0^\circ\text{C}$ e $\alpha = 3.85 \cdot 10^{-3}$. I valori delle costanti δ e β vanno ottenuti dalla curva di calibrazione dei *singoli* sensori: il valore di δ (≈ 1.5) ad una temperatura alta (ad es. temperatura di fusione dello zinco) e quello di β (≈ 0.1) ad una temperatura inferiore allo 0°C .

Punti fissi:

Ebolliz. Ossigeno	-183.00°C	Fus. Piombo	327.50°C
Ebolliz. Azoto	-195.65°C	Fus. Zinco	419.50°C
Sublimaz. CO ₂	-78.40°C	Ebolliz. Zolfo	444.70°C
Fus. Mercurio	-38.87°C	Fus. Alluminio	660.00°C
Fus. H ₂ O	0.00°C	Fus. Argento	960.80°C
Ebolliz. H ₂ O	100.00°C	Fus. Oro	1063.00°C
Ebolliz. Naphthalene	218.00°C	Fus. Rame	1083.00°C
Fus. Stagno	231.90°C	Fus. Palladio	1550.00°C
Fus. Cadmio	321.10°C	Fus. Platino	1772.00°C

Metallo	grado di purezza (%)	Resistività (mΩ cm)	T Fusione (°C)
Ferro	99.9	9.71	1535
Nickel	99.98	6.84	1455
Molibdeno	99.9	5.2	2610
Alluminio	99.99	2.65	660
Rame	99.98	1.67	1083
Oro	99.999	2.35	1063
Argento	99.99	1.59	961
Tungsteno	99.99	5.65	341
Renio	99.99	19.3	3180
Platino	99.999	10.6	1772

La sensibilità per tutti i termometri a resistenza metallica, definita come $\sigma = \partial V_X / \partial T$, è ovviamente proporzionale alla tensione V_p di polarizzazione: se $I_p = V_p / R_X$ è la corrente di polarizzazione del termometro si ha infatti $\sigma = \partial V_X / \partial T = I_p \partial R_X / \partial T = I_p R_X \alpha = V_p \alpha$.

Si noti che anche la potenza W_p erogata al termometro dipende da V_p : $W_p = (V_p)^2 / R_X = (I_p)^2 R_X$, e che con il rapporto tra potenza erogata e potenza dissipata cresce l'errore sistematico dovuto all'autoriscaldamento per effetto Joule.

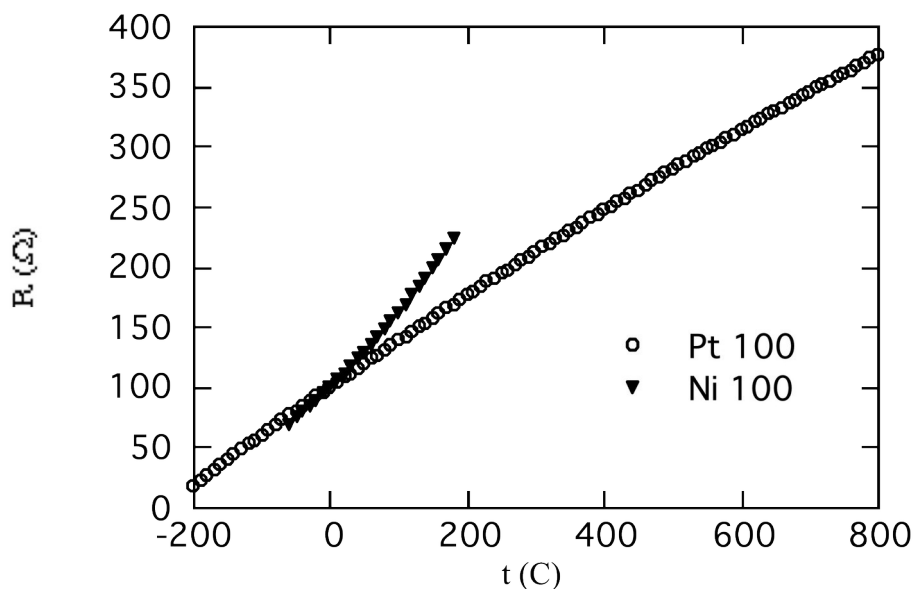


Figura 2: Curva caratteristica per platino e nickel [$R(0^{\circ}\text{C})=100 \Omega$]

L'errore dovuto all'autoriscaldamento può essere grossolanamente stimato se si conosce l'accoppiamento termico del sensore con l'ambiente (ovvero con l'oggetto di cui si sta misurando la temperatura): a tale scopo viene spesso fornito il coefficiente S (di *self-heating*) misurato in flusso d'aria con velocità di 1 m/s; valori tipici di tali coefficiente per piccoli termometri a platino vanno da 0.05 a 0.4 K/mW.

I sensori *metallici* possono essere costruiti con piccola massa (per consentire una risposta pronta) ed hanno una discreta linearità su un ampio intervallo di temperatura. Tra quelli a platino sono disponibili anche modelli pre-calibrati che offrono una buona intercambiabilità.

Svantaggi: i sensori di piccole dimensioni (ad es. in involucri ceramici cilindri di diametro ≈ 3 mm, lunghezza ≈ 10 mm) hanno *bassa resistenza*, tipicamente $100\ \Omega$ a temperatura ambiente, che scende a valori molto bassi in applicazioni criogeniche. Di conseguenza la *resistenza dei cavi di collegamento* al sistema di misura (che devono avere piccolissima sezione e sufficiente lunghezza per permettere un buon disaccoppiamento termico) può produrre un errore apprezzabile: questo richiede che il termometro venga utilizzato in una *configurazione a 3 o a 4 terminali*.⁴

Intervallo utile: per gli elementi di platino si va da 10 K a 800 K, per il nichel da $-60\ ^\circ\text{C}$ a $+300\ ^\circ\text{C}$ e per il rame da $-70\ ^\circ\text{C}$ a $+150\ ^\circ\text{C}$.

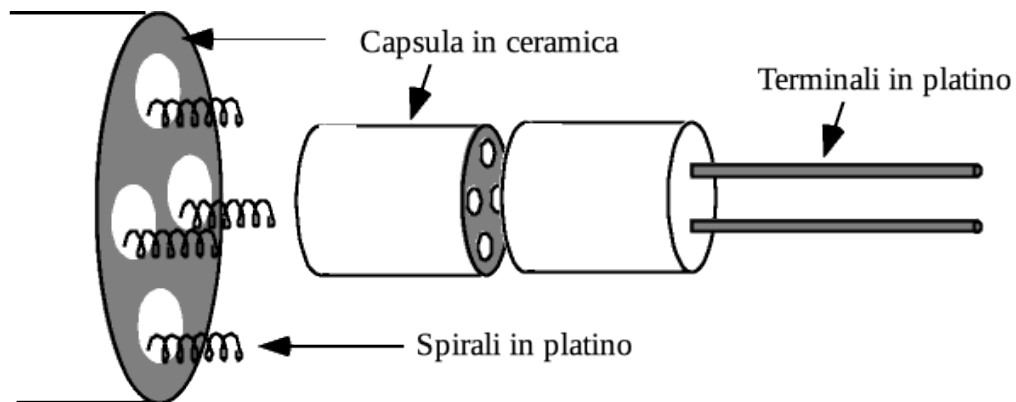


Figura 3: Struttura di un termometro a filo di platino

⁴ Una accurata descrizione delle tecniche di misura per sensori resistivi è riportata nelle lezioni di L. Bruschi

Thermistor NTC e PTC. Carboresistor

Gli RTD a *semiconduttore* e a *carbone* sono termometri fortemente non lineari e con sensibilità molto maggiore di quella degli RDT metallici. Sono preferibili quando la linearità della risposta del sistema di misura diventa inessenziale, o se si vuole utilizzare un elevato valore ohmico per poter trascurare la resistenza dei cavi, o disporre di un maggior rapporto segnale/rumore.

I *termistori* NTC e i sensori a *germanio* hanno una resistenza che dipende circa esponenzialmente dalla temperatura assoluta per effetto della creazione termica di coppie di cariche (elettroni e lacune) che è dominata dal fattore di Boltzmann.

L'equazione caratteristica di un termistore è spesso scritta dal costruttore come:

$$R(T) = R(T_0) e^{\beta(1/T - 1/T_0)},$$

ove $R(T_0)$ è la temperatura di riferimento (spesso $T_0=300$ K), e la costante β (espressa in unità di gradi Kelvin) è detta *temperatura caratteristica*, che quantifica la sensibilità del termistore ad ogni temperatura.

Una interpolazione abbastanza precisa e molto usata, per ricavare una funzione di trasferimento da una calibrazione a tre punti di un termistore, è l'equazione Steinhart-Hart:

$$T(K) = [a + b \ln R + c(\ln R)^3].$$

I termistori esibiscono quindi una notevole *non-linearità*, con una sensibilità che varia inversamente con il quadrato della temperatura assoluta T ($\alpha = \partial R / R \partial T = -\beta/T^2$). Inoltre sono soggetti a deriva temporale (invecchiamento) che tipicamente è dell'ordine di $+10^{-3}$ /anno.

A fronte di questi svantaggi i termistori offrono la possibilità di scegliere il valore ohmico a temperatura ambiente in un intervallo vastissimo, senza che questo imponga un sensibile aumento delle dimensioni del sensore. La resistività infatti dipende, per una determinata temperatura, dalla densità di portatori di carica, che può essere modificata introducendo nel reticolo cristallino del semiconduttore puro una opportuna quantità di atomi di tipo diverso (drogaggio). Inoltre i termistori possono avere *piccole dimensioni* (ad es. 1mm·1mm·1mm) e quindi piccola capacità termica che consente una *risposta molto rapida* ad impulsi termici.

Esistono anche sensori a semiconduttore (PTC Thermistor) che hanno un *coefficiente termico positivo* in un limitato intervallo di temperature, ove esibiscono una discreta sensibilità (dell'ordine di 10^{-2} K^{-1}). Questi sono ottenuti ad esempio drogando con donori (n-doping) un cristallo di silicio così da mantenere approssimativamente costante la densità di portatori di carica in un certo intervallo di temperatura ("zona estrinseca") ove la conducibilità è dominata dalla variazione della mobilità dei portatori. Un esempio di PTC a silicio sono i modelli KTY della Philips e della Siemens⁵ (intervallo utile tipico tra -50°C e $+150^\circ\text{C}$), per i quali vale bene una interpolazione polinomiale in $t-t_0$:

$$R(t)=R_0[1+\alpha(t-t_0)+\beta(t-t_0)^2]$$

Termistori PTC con sensibilità anche più elevata di quelli di silicio si possono ottenere con materiali ceramici ferroelettrici (titanato di bario e titanato di stronzio): questi tipi di termistori sono spesso impiegati come limitatori di corrente ed hanno quindi una forte derivata $\partial R/\partial T$ per temperature appena superiori a quella ambiente.

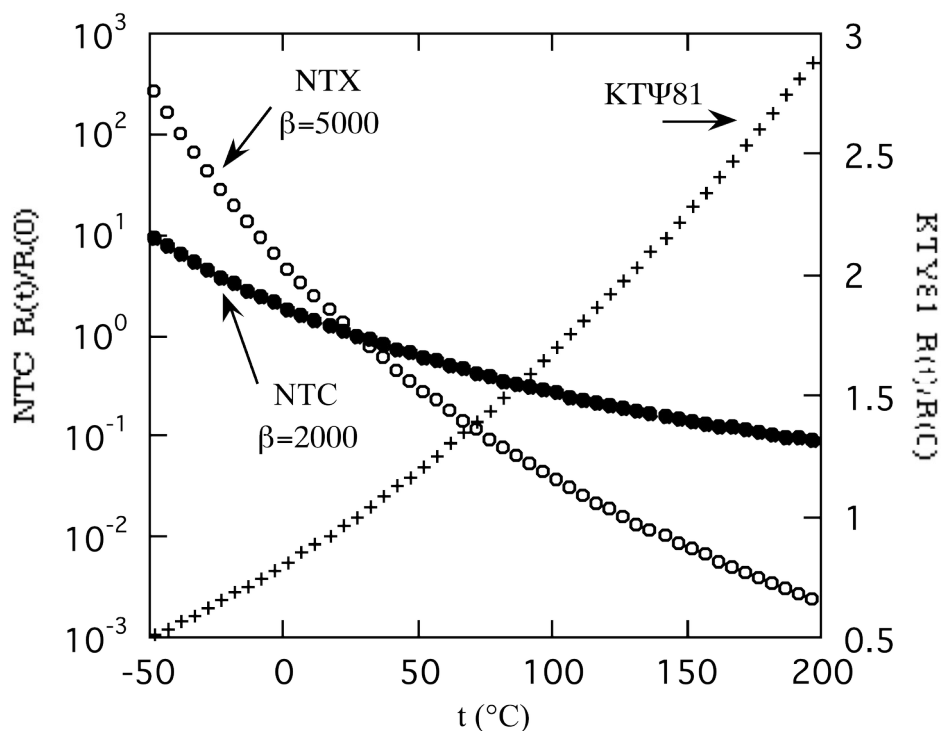


Figura 4: $R(t)/R_0$ per termistori NTC e PTC (KTY81)

⁵ Altre ditte : Fenwall Electr., Tersid, Thermitalia

I termometri a carbone (*carboresistor*) altro non sono che resistenze, tipo Allen-Bradley o Speer, prodotte per circuiteria elettronica. Si noti che le resistenze ad alta stabilità oggi nel mercato sono invece a strato metallico e non si prestano ad essere usate come termometro, in quanto il metallo è scelto a basso coefficiente termico. Le resistenze a carbone vengono usate per lo più a temperature criogeniche ($0.1 \text{ K} < T < 300 \text{ K}$) per la loro alta sensibilità e basso costo. La caratteristica $R(T)$ è anche qui marcatamente non lineare; la riproducibilità dopo cicli termici è peggiore che per i termometri a semiconduttore. Diverse relazioni sono state proposte come interpolazioni empiriche: una tra le più usate è:

$$\ln(T) = A_0 + A_1 \ln(R) + A_2 [\ln(R)]^2 + \dots$$

Per i sensori non-lineari sono stati proposti molti circuiti di condizionamento per migliorarne la linearità. Lo schema più semplice è un partitore resistivo con opportuna scelta per i valori di una resistenza in parallelo al sensore e di una in serie.

Alternativamente si può procedere, mediante l'uso di un computer o microprocessore, alla linearizzazione digitale utilizzando un algoritmo per la interpolazione della curva di calibrazione.

Termometro a diodo

Il termometro a diodo sfrutta il fatto che la dipendenza dalla temperatura della tensione diretta V_f di una giunzione p-n polarizzata con corrente I_f costante è *quasi lineare* per temperature $T > 30 \text{ K}$.

La curva caratteristica del diodo è infatti

$$I_f \approx I_0 (e^{qV_f/k_B T} - 1),$$

ove $I_0 \approx A e^{-E_g/k_B T}$ è la corrente inversa, k_B è la costante di Boltzmann, q è la carica dell'elettrone, E_g è l'energy gap del materiale di cui è fatta la giunzione, ed A è una costante di proporzionalità che dipende dall'area della giunzione. Si ha quindi, passando ai logaritmi (trascurando l'unità rispetto all'esponenziale per $V_f > 0$):

$$\ln I_f \approx \ln I_0 + qV_f/k_B T = \ln A - E_g/k_B T + qV_f/k_B T,$$

e isolando V_f ,

$$V_f = E_g/q - (k_B T/q) \ln(A/I_f),$$

ovvero

$$V_f = V_0 - \gamma \{I_f\} T.$$

La tensione $V_0 = E_g/q$ è il valore di V_f estrapolato linearmente a 0 kelvin e γ è la pendenza che dipende logarithmicamente da I_f e cala al crescere di I_f .

I vantaggi offerti dai termometri a diodo (Lake Shore, Cryogenics) sono essenzialmente: buona linearità e discreta sensibilità (dell'ordine di 2 mV/K). Inoltre possono essere molto economici: se non si richiede una calibrazione assoluta vanno bene anche i comunissimi diodi 1N4148.

Un piccolo svantaggio è la necessità di usare una polarizzazione a corrente costante (che può essere scelta nell'intervallo $I_f \approx 1\mu\text{A} \div 1\text{mA}$), e il fatto che offrano un limitato intervallo utile: $T < 200^\circ\text{C}$.

Diversamente che per i sensori resistivi, qui la misura va fatta con la stessa corrente usata per la calibrazione, e dato che si deve misurare la tensione diretta V_f , non si può usare una corrente alternata (anche se si potrebbe modulare debolmente la corrente per ottenere un segnale a.c.).

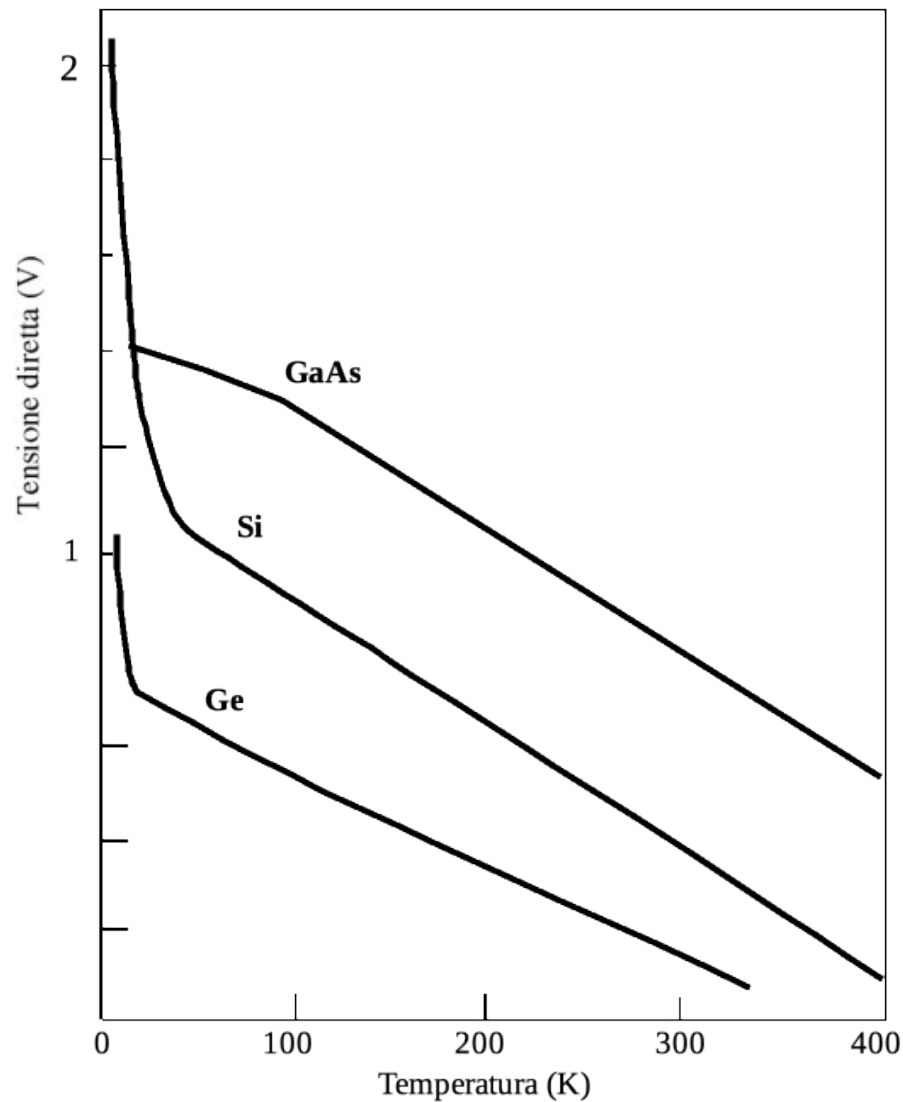


Figura 5: Curve caratteristiche di termometri a diodo

Esistono anche circuiti integrati che comprendono già, insieme al diodo usato come sensore di temperatura, il circuito di condizionamento del segnale. Ad esempio gli integrati AD590, AD592 (Analog Devices) sono dispositivi a due terminali che, alimentati con una tensione compresa tra +4 V e +30 V, erogano una corrente costante proporzionale alla temperatura assoluta ($1 \mu\text{A/K}$), mentre l'LM35 (National) e lo STP35 (Texas) sono dispositivi a tre terminali che forniscono una tensione di $2.73 \text{ V a } 0^\circ\text{C}$, con un coefficiente di temperatura di $+10 \text{ mV/K}$. L'intervallo di lavoro è $-55^\circ\text{C} +155^\circ\text{C}$ per AD590 e LM35, $-25^\circ\text{C} +105^\circ\text{C}$ per STP35, e $-25^\circ\text{C} +105^\circ\text{C}$ per AD592.

La termocoppia

La termocoppia sfrutta la dipendenza dalla temperatura della forza elettromotrice ai capi di una giunzione tra metalli diversi (effetto Seebeck). Questa forza elettromotrice V_{TC} è funzione crescente di T , ed è quasi lineare in prossimità della temperatura ambiente.

I vantaggi essenziali del sensore a termocoppia sono: *prontezza* (dovuta alla piccola massa) *facilità di accoppiamento termico* (purché si usino fili sufficientemente sottili e lunghi) *esteso intervallo di lavoro* (da 70 K a più di 1000 K) *basso costo, non richiede polarizzazione*

La differenza di temperatura tra sensore e campione, che viene originata nei termometri a resistenza o a diodo dalla potenza dissipata nel sensore per effetto della corrente di polarizzazione, non si presenta quindi nella termocoppia⁶.

I principali svantaggi della termocoppia sono due: la *scarsa sensibilità* e la necessità di usare fili senza interruzione dal punto di misura fino ai terminali di lettura della tensione V_{TC}

La sensibilità $\partial V_{\text{TC}}/\partial T$ dipende dai materiali usati nei vari tipi di termocoppia, ma è sempre dell'ordine di qualche decina di $\mu\text{V/K}$.

⁶ Per una misura accurata, non solo il sensore, ma anche i cavi necessari per la sua polarizzazione e per la lettura del segnale vanno ancorati termicamente al campione, ossia all'oggetto di cui si vuole misurare la temperatura, per evitare che si crei un gradiente tra sensore e campione, con conseguente errore di misura difficilmente calcolabile. L'ancoraggio va fatto per compressione, mediante viti o molle, contro la parete del campione, o meglio per incollaggio mediante resine con buona conducibilità termica.

I tipi più comunemente usati⁷ sono due: il tipo **J** (Ferro+, Costantana-) con un intervallo utile 0 °C / 760 °C, e il tipo **K** (Cromel+, Alumel-) con un intervallo utile -200 °C / 1260 °C.

La Costantana è una lega 60%Cu-40%Ni (anche 55%Cu-45%Ni), il Cromel è 90%Ni-10%Cr, e l'Alumel è 95% Ni-2%Mn-2%Al-1%Co.

Materiali	Colore cavi	Tipo	σ ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	Portata($^\circ\text{C}$)
Rame-Costantana	Blue-Red	T	20-55	-200 -> 600
Ferro-Costantana	White-Red	J	20-60	-200 -> 900
Chromel-Costantana	Purple-Red	E	50-75	0 -> 1000
Chromel-Alumel	Yellow-Red	K	15-40	-200 -> 1400
Platino Rodio-Platino(10%)		R	5-13	0 -> 1700

Tabella 3

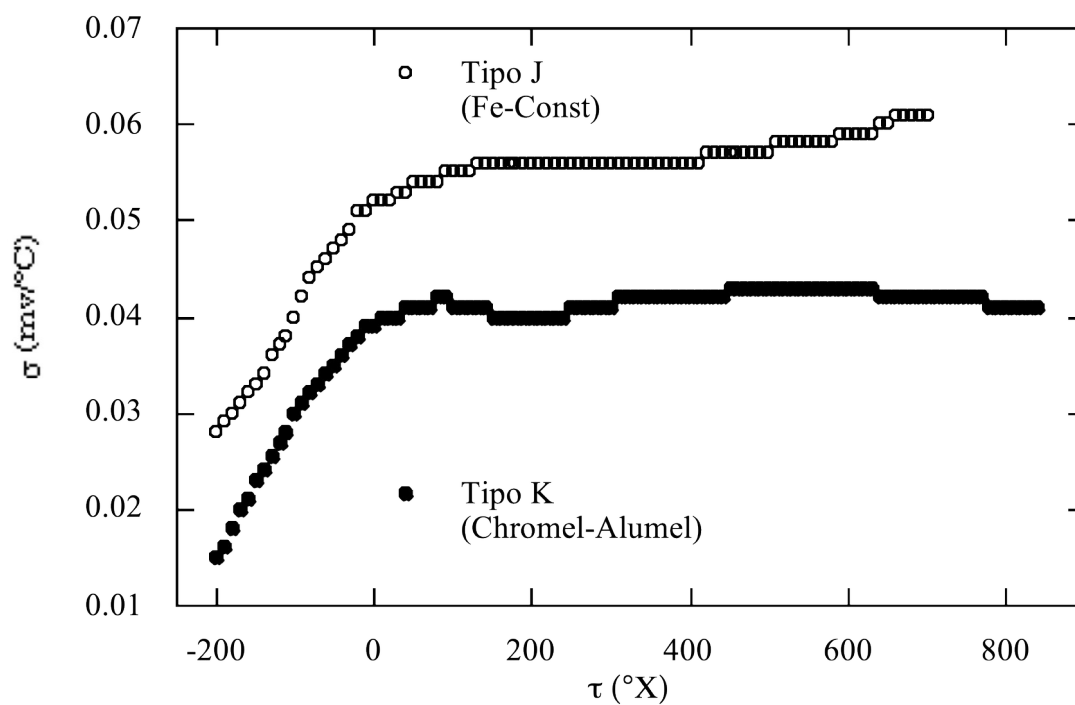


Figura 6: Sensibilità di termocoppie J e K

⁷ Ditte: Tersid, Corradi, Omega, Italcoppie

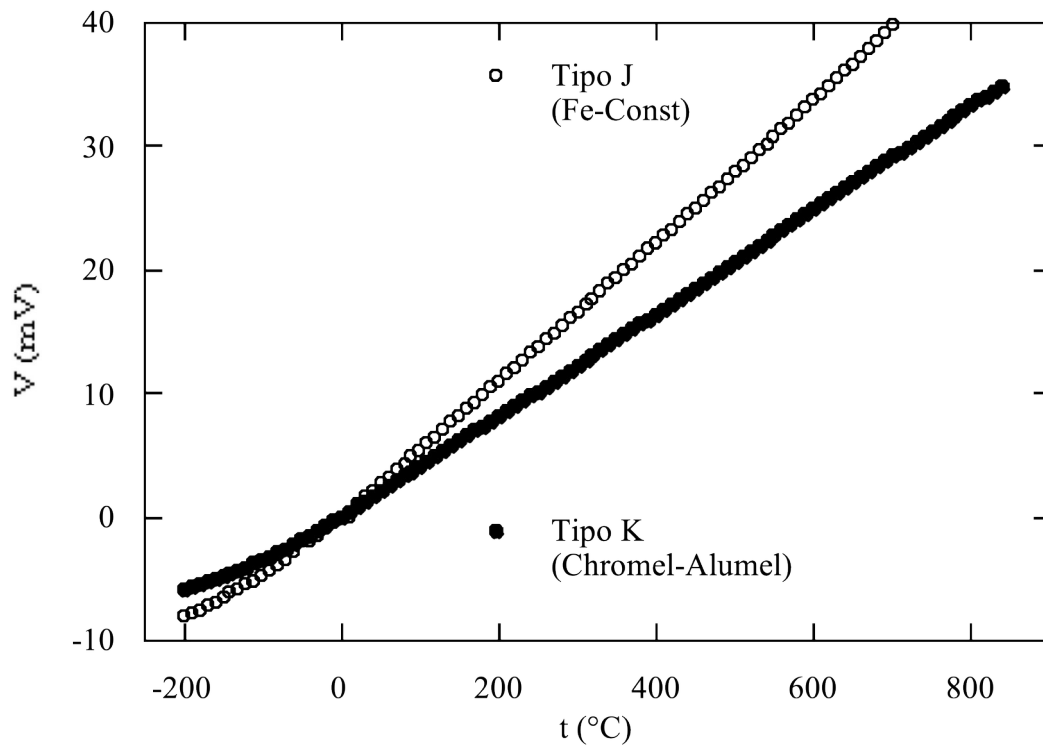


Figura 7: EFM di termocoppie J e K in funzione della temperatura

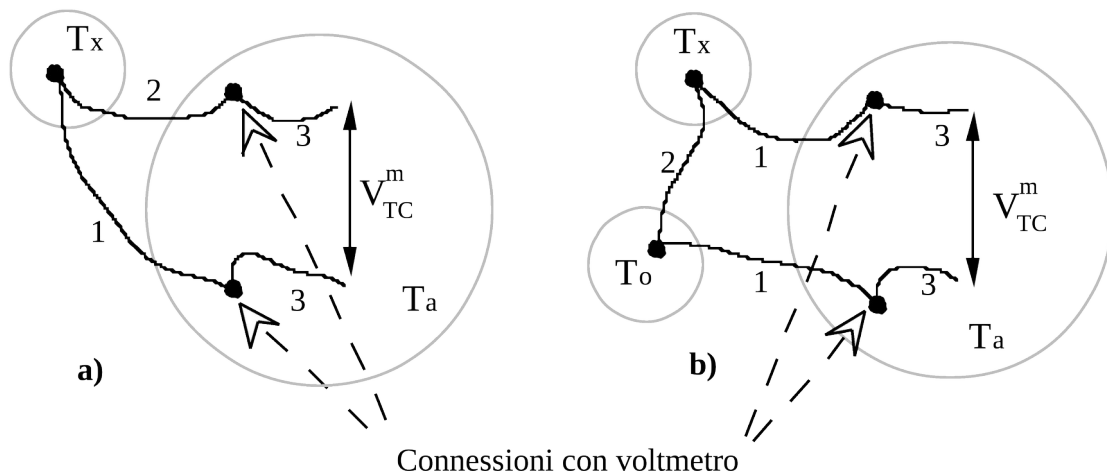


Figura 8

E' importante notare che quando i due fili della termocoppia vengono connessi ai terminali del voltmetro, di solito di rame, costituiscono con questi altre due giunzioni, di solito alla temperatura ambiente T_a : quindi ogni misura di V_{TC}^m è in realtà una misura della somma di tre V_{TC} .

Con riferimento alla figura 8a, detti 1, 2, 3 i metalli costituenti rispettivamente i due fili della termocoppia ed i terminali del voltmetro, ed indicata

con $V_{TC}^{a,b}(T_X)$ la forza elettromotrice della giunzione, tra i materiali a e b, alla temperatura T_X si ha :

$$V_{TC}^m = V_{TC}^{3,1}(T_a) + V_{TC}^{1,2}(T_X) + V_{TC}^{2,3}(T_a).$$

Poiché $V_{TC}^{2,3}(T_a) + V_{TC}^{3,1}(T_a) = V_{TC}^{2,1}(T_a) = -V_{TC}^{1,2}(T_a)$,

si ottiene in definitiva la relazione

$$V_{TC}^m = V_{TC}^{1,2}(T_X) - V_{TC}^{1,2}(T_a).$$

Quindi una volta nota la funzione $V_{TC}^{1,2}(T)$ per ogni valore di T , basta conoscere T_a e misurare $V_{TC}^{1,2}(T_X)$ per ottenere T_X .

Per non dover tener conto dell'effetto della temperatura ambiente si usa spesso una giunzione di riferimento mantenuta ad una temperatura fissa e nota T_0 , ad esempio 0°C , così da poter chiudere il circuito sul voltmetro a T_a con fili dello stesso metallo (1-2-1, in figura 8b). In questo modo il valore di T_a non modifica la tensione misurata $V_{TC}^m = V_{TC}^{1,2}(T_X) - V_{TC}^{1,2}(T_0)$, che è quella data nelle tabelle per ogni tipo di termocoppia, purché le giunzioni terminali a temperatura ambiente siano *isoterme*.

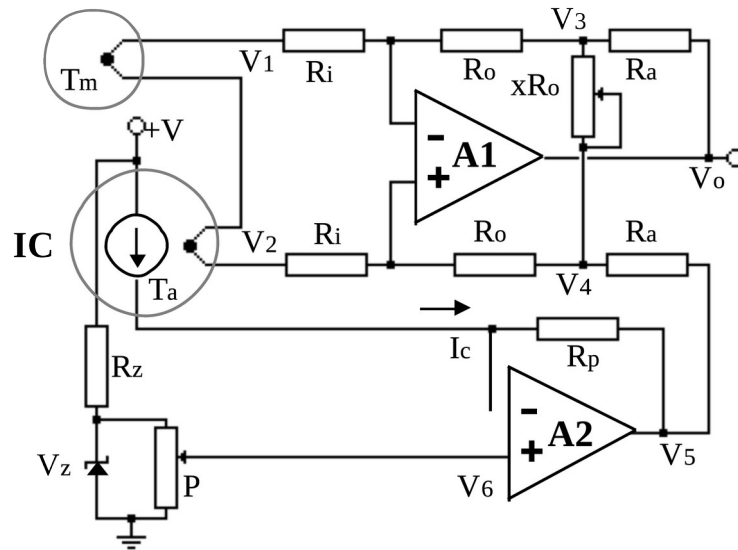


Figura 9

In sostituzione del tradizionale bagno di ghiaccio in cui immergere la giunzione di riferimento si può usare un sistema elettronico di compensazione, ad esempio usando un integrato a diodo.

In figura 9 è riportato un esempio di circuito di compensazione per un amplificatore di segnale di termocoppia. L'amplificatore differenziale A1 deve avere un guadagno G elevato per amplificare segnali dell'ordine di frazioni di

mV: con termocoppia tipo **J** variazioni di 0.1 mV corrispondono a variazioni di temperatura di circa 2 gradi. Con $R_O = R_A = 100 \text{ k}\Omega$, $x = 1/9$ e $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ si ottiene $G = 200$ corrispondente ad una sensibilità in uscita di circa 10 mV/K. La compensazione della giunzione di riferimento si ottiene iniettando il segnale V_5 nell'ingresso invertente di A1: è facile dimostrare che V_5 viene trasferita all'uscita con guadagno unitario. La tensione V_5 è la sovrapposizione del segnale V_6 e del segnale $-I_C R_P$ prodotto dalla corrente calibrata I_C , funzione della temperatura T_a , generata dall'integrato IC (ad es. del tipo AD590, AD592). Il valore di R_P dev'essere tale da produrre una variazione $\partial V_5 / \partial T$ tale da correggere la $\partial V_O / \partial T$, provocata dal segnale V_2 della giunzione a temperatura ambiente. Con $G = 200$ e con una sensibilità dell'IC pari a $\partial I_C / \partial T = 1 \text{ }\mu\text{A/K}$ e per imporre $\partial V_5 / \partial T = 10 \text{ mV/K}$, si deve scegliere $R_P = 10 \text{ k}\Omega$. La resistenza R_Z deve polarizzare adeguatamente lo zener per stabilizzare la tensione V_Z , della quale il potenziometro P preleva la frazione V_6 , che deve essere 2.73 V se si sceglie di azzerare l'uscita a 0 °C.

La descrizione dettagliata di questo circuito è giustificata dal fatto che esistono circuiti integrati (Analog Devices: AD 594 per termocoppie **J**, AD595 per termocoppie **K**, e Linear Technology: LT1025 per entrambe) che contengono in un singolo chip un intero circuito di interfacciamento come quello di figura 9, con in più una uscita per segnale TTL che commuta quando si interrompe il circuito di termocoppia.

SENSORI ACUSTICI

Microfono a carbone

Il microfono a carbone sfrutta la variazione della resistenza di contatto fra granuli di carbone prodotta dalla compressione dovuta ad un'onda acustica. E' una invenzione di Augusto Righi che risale alla fine del secolo scorso, ma viene ancora oggi usato soprattutto nei telefoni.

Si tratta di un elettrodo fatto a scatola, riempito di granuli di carbone, chiuso da un secondo elettrodo a membrana che viene sollecitato dall'onda sonora. Polarizzando con una corrente costante la resistenza costituita dal carbone compresso tra gli elettrodi si ottiene una tensione modulata dal segnale acustico. Si tratta quindi di un sensore resistivo.

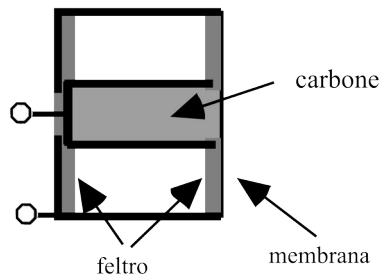


Figura 10: Microfono a carbone

Microfono magnetodinamico

Il microfono magnetodinamico sfrutta la forza elettromotrice indotta in una bobina, immersa in un campo magnetico a simmetria cilindrica e flusso radiale (figura 11).

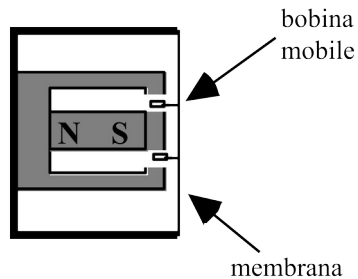


Figura 11: Microfono magnetodinamico

Quando, per effetto dello spostamento assiale della bobina, che è solidale con la membrana mossa dall'onda sonora, le spire tagliano le linee di flusso radiale, la tensione indotta ai capi della bobina risulta proporzionale alla velocità della membrana. Di conseguenza la sensibilità di questo microfono è proporzionale alla frequenza del segnale acustico. L'impedenza di uscita è sostanzialmente una induttanza (bobina).

Microfono piezoelettrico

I materiali piezoelettrici (il più noto è il cristallo di quarzo, ma esistono anche materiali ceramici, come il titanato di bario, o plastici, come mylar o kapton) sono isolanti in cui il baricentro delle cariche positive differisce da quello delle cariche negative. In essi una polarizzazione elettrica è associata ad una deformazione elastica, e viceversa.

L'effetto piezoelettrico può essere esemplificato dalla relazione: $V_z/z=(1/d)P/E$, ove V_z è la differenza di potenziale che si genera tra gli elettrodi, z la distanza tra gli elettrodi (lo spessore del piezo), P la pressione applicata, E il modulo di

Young, e d il coefficiente piezoelettrico (che è tipicamente dell'ordine di $10^{-12} \div 10^{-10} \text{ m/V}$).

Un trasduttore piezoelettrico è costituito da uno strato di materiale piezoelettrico cui aderiscono due elettrodi affacciati. Una deformazione meccanica fa apparire agli elettrodi cariche di segno opposto, cioè si genera un segnale, $V = Q/C$, ove C è la capacità tra i due elettrodi e Q è la carica di polarizzazione indotta dalla deformazione.

L'effetto piezoelettrico è *vettoriale*: cioè se ad una *compressione* corrisponde una data tensione, uno *stiramento* nella stessa direzione produce una tensione di segno opposto⁸.

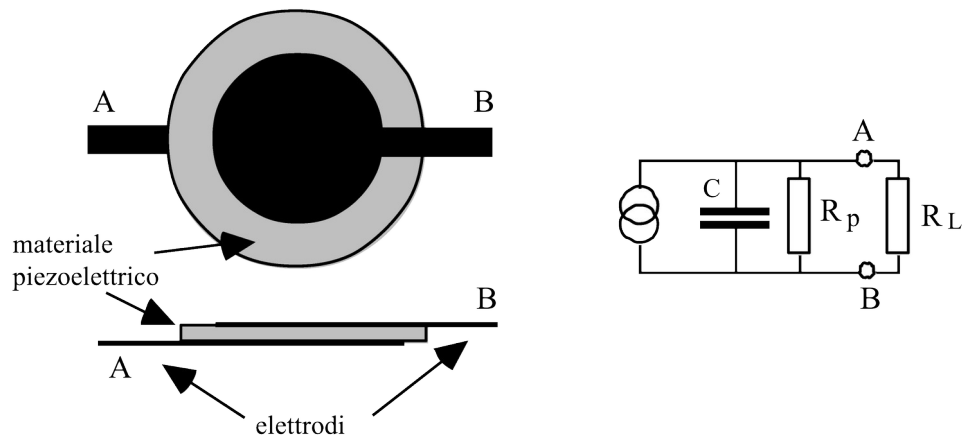


Figura 12: Microfono piezoelettrico e circuito equivalente

Se un sensore di questo tipo è sollecitato da un'onda sonora, la compressione del piezo è proporzionale all'ampiezza dell'onda, e quindi la sensibilità risulta all'incirca indipendente dalla frequenza. Tuttavia l'efficienza mostra sempre dei picchi in corrispondenza delle frequenze di risonanza meccanica del piezo, che dipendono dal materiale e dalle dimensioni del sensore. Inoltre l'impedenza di uscita è essenzialmente capacitiva (la resistenza di perdita R_p è molto alta, tipicamente dell'ordine di $10^{11} \Omega$). Questo tipo di trasduttore⁹ quindi lavora bene soprattutto ad alte frequenze, ed è il più adatto ad essere usato con gli ultrasuoni (sia come ricevitore che come trasmettitore, data la sua buona reversibilità).

Vantaggi: piccole dimensioni, basso costo, trasduttore *attivo* che non richiede circuito di alimentazione.

⁸ Il coefficiente d è in realtà un tensore che accoppia un campo elettrico ad ogni sforzo applicato in qualsiasi direzione.

⁹ Ditte: 3G Electronics, Panametrics

Microfono a capacità

Una membrana elastica di materiale conduttore, affacciata a piccola distanza da un conduttore rigido, costituisce una capacità elettrica C il cui valore dipende dalla distanza d tra le armature, oltre che dalla costante dielettrica ϵ del gas interposto e dall'area delle armature: $C = \epsilon A / d$.

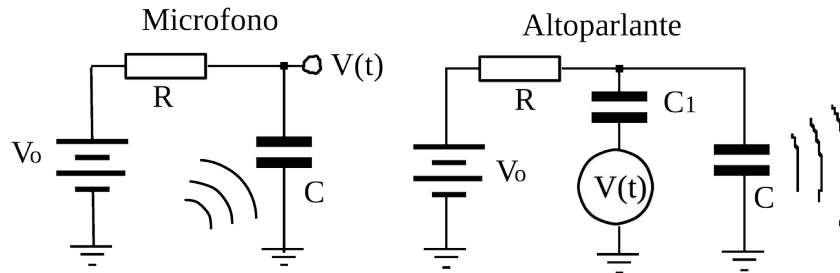


Figura 13

Se tale capacità è carica, ad esempio se è polarizzata da un generatore di tensione continua V_0 attraverso una resistenza R , ogni spostamento della membrana produce, per effetto della variazione di capacità, un segnale elettrico ai capi di C . Questo trasduttore è visto dal generatore come un filtro passa-basso con costante di tempo $\tau = RC$, cosicché, per valori di R sufficientemente elevati si può considerare costante la carica sulle armature del condensatore se la membrana viene sollecitata dalle variazioni di pressione associate ad un'onda acustica con frequenza $f \gg 1/2\pi RC$. Questo dispositivo si comporta quindi come un microfono per segnali di frequenza maggiore della frequenza di taglio $f = 1/2\pi\tau$ (generalmente dell'ordine di qualche decina di Hz). L'impedenza di uscita del microfono capacitivo è $\approx Z_C \parallel R$, ove R è la resistenza interna del generatore (la resistenza di perdita del condensatore è di solito molto maggiore di R), ed ha quindi una risposta pressoché piatta alle alte frequenze (e lontano dalle frequenze di risonanza meccanica della membrana).

La sensibilità $\sigma = \partial V / \partial P$, ove ∂P è l'ampiezza dell'onda di pressione, è circa proporzionale a $V_0 A / k$, ove A è la superficie e k la costante elastica della membrana. Con tensioni di polarizzazione di qualche centinaio di volt si ottengono sensibilità dell'ordine di qualche mV/ μ bar.

La necessità di usare elevate tensioni di polarizzazione, o di elevati guadagni, è il principale svantaggio di questo tipo di microfono.

Il microfono capacitivo è in linea di principio un dispositivo reversibile, infatti se il generatore fornisce alla membrana una tensione alternata $V(t)$, la forza

dovuta al campo elettrico tende ad avvicinare le armature, e si produce una modulazione della pressione dell'aria adiacente alla membrana. Poiché le cariche accumulate sulle due armature sono sempre di segno opposto, la forza che agisce sulla membrana è proporzionale al *modulo* di $V(t)$ e lo spostamento della membrana, e dell'aria ad essa adiacente, è pertanto in fase con $[V(t)]^2$, e si ha quindi un'onda acustica di frequenza $2\omega t$.

Se si vuole produrre un segnale acustico proporzionale non a $[V(t)]^2$, ma a $V(t)$, si può polarizzare la capacità con una tensione continua $V_0 > V(t)$, cosicché il segnale somma $V_0 + V(t)$ non cambia mai di segno e il segnale acustico riproduce fedelmente l'eccitazione elettrica. Il segnale va iniettato attraverso una capacità $C_1 \gg C$: in tal caso la funzione di trasferimento è $j\omega RC_1 / [1 + j\omega R(C + C_1)]$ che tende a 1 per $\omega \gg 1 / RC_1$.

Microfono a elettrete

Un elettrete è un materiale elastico isolante dotato di polarizzazione elettrica permanente: è in sostanza un piezoelettrico, del quale tuttavia non si sfrutta la *variazione* di carica superficiale sotto deformazione, ma piuttosto la *presenza* di carica superficiale. La presenza della carica alla superficie di un sottile foglio di elettrete può servire a farlo aderire ad una superficie liscia per effetto della forza di attrazione dovuta all'induzione elettrostatica, ma può anche essere utilizzata per ottenere un microfono a condensatore pre-polarizzato, senza dover disporre di un alimentatore di alta tensione. I microfoni ad elettrete hanno caratteristiche dinamiche e di sensibilità equivalenti a quelle di un microfono a capacità polarizzato con qualche centinaio di volt.

SENSORI DI FORZA E DI PRESSIONE

I sensori di forza misurano essenzialmente la deformazione di un supporto elastico soggetto alla forza: la costante elastica del supporto (k che lega forza F e spostamento s , mediante la legge di Hooke $F = k s$) stabilisce la sensibilità e la portata del sensore. Il sensore può essere un cristallo piezoelettrico che sviluppa un campo elettrico proporzionale alla deformazione, o una piastrina di semiconduttore su cui è ricavato un ponte resistivo, o l'armatura flessibile di un condensatore, o più in generale un qualunque dispositivo elastico connesso ad un qualsiasi rivelatore di spostamento, anche di tipo ottico (deflessione di un raggio diluce¹⁰) o magnetico (sensore ad effetto Hall¹¹, LVDT = Linear Variable Differential Transformer¹²).

Quando la forza misurata è quella prodotta dalle collisioni delle molecole di un gas contro il supporto sensibile, si ha un misuratore di *pressione*.

Strain gauge

Molti sensori utilizzano un elemento sensibile detto *strain gauge* (=misuratore di sforzo, in italiano: estensimetro) fatto di un filo o di un film conduttore ancorato al supporto e che si comporta come una resistenza elettrica variabile.

L'estensimetro sfrutta il fatto che la deformazione elastica di un conduttore soggetto a tensione o compressione comporta una variazione reversibile di resistenza dovuta alla variazione delle dimensioni (sotto tensione si allunga ed assottiglia e quindi aumenta la resistenza e viceversa sotto compressione).

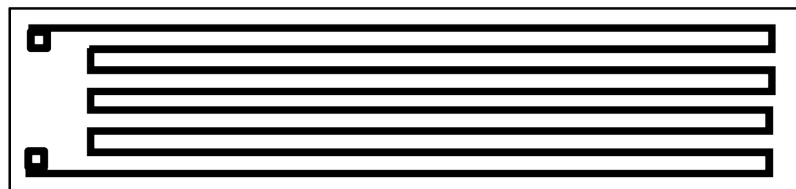


Figura 14: Estensimetro a film metallico

¹⁰ E' questo il sistema usato nel microscopio a forza atomica in cui viene rilevata la deflessione di un raggio laser riflesso dall'estremità di una leva portata a "contatto" con la superficie del campione.

¹¹ Per una descrizione sommaria dell'effetto Hall si veda più avanti (p. 43).

¹² Descritti più avanti, tra i sensori di posizione (p.45).

Di solito l'elemento sensibile viene fornito su supporto plastico molto flessibile e ricoperto di materiale isolante eccetto che nei punti terminali della resistenza ove è disponibile un punto di saldatura. Il supporto plastico viene poi incollato sul supporto (di solito metallico) che determina la costante elastica del sensore¹³.

Ogni estensimetro è caratterizzato dal parametro GF (*Gauge Factor*) = $(\partial R/R)/(\partial L/L)$, ove R è la resistenza elettrica dell'elemento e $\partial L/L$ è l'allungamento relativo. Un semplice ragionamento fa prevedere che sia $GF \approx 2$: detta ρ la resistività, S la sezione trasversale di un elemento del conduttore e L la sua lunghezza, e assumendo in prima approssimazione che la deformazione dell'elemento avvenga a volume costante, ($S \cdot L = V \approx \text{cost.}$) la resistenza può essere scritta $R = \rho L / S \approx \rho L^2 / V$, e quindi $\delta R \approx 2 (\rho / V) L \delta L = 2(R/L) \delta L$.

Dato che di solito la variazione di resistenza viene misurata come variazione di tensione in un partitore bilanciato si ha $\partial V/V \approx (1/2) \partial R/R \approx \partial L/L$, ove V è la tensione di alimentazione del partitore.

L'elemento sensibile ha un coefficiente termico (parametro di solito specificato dal costruttore), che si cerca di rendere piccolo, ad esempio usando come conduttore la costantana, ma che non si può comunque annullare. Di conseguenza nelle applicazioni ove si richiede elevata sensibilità e precisione si usano di solito due sensori incollati sulle facce opposte del medesimo supporto metallico e connessi a ponte in modo che l'effetto della dipendenza dalla temperatura viene compensato e la sensibilità raddoppia, dato che un elemento lavora in trazione e l'altro in compressione: $\partial V/V \approx 2 \partial L/L$.

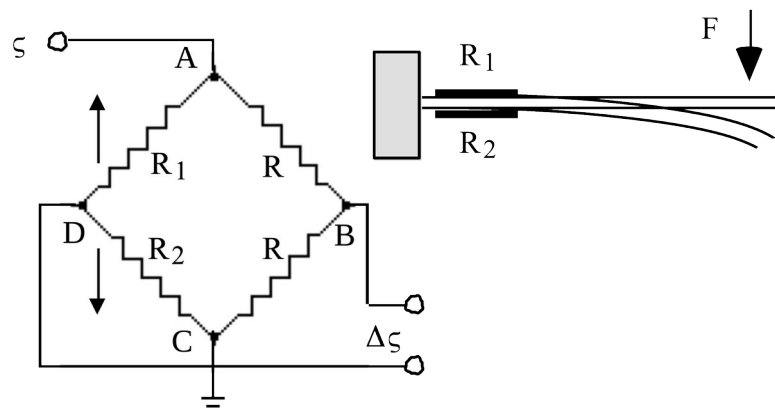


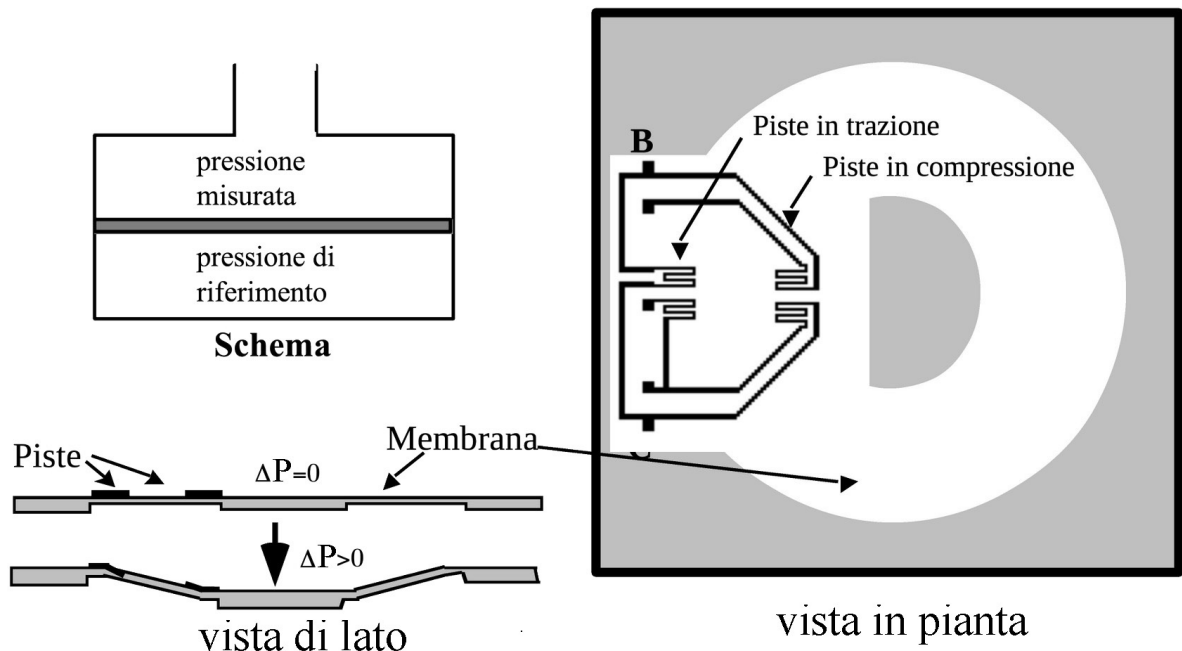
Figura 15: Due estensimetri accoppiati in configurazione a ponte

¹³ Ditte: HMB, Luchsinger, Kyowa

Manometro a ponte resistivo

Un esempio molto diffuso di utilizzo dell'estensimetro nella configurazione a ponte è quello del manometro piezoresistivo. Si tratta di un circuito integrato che consiste in una sottile membrana di silicio su cui sono ricavate quattro sottili piste conduttrici (estensimetri) connesse a ponte: la deformazione della membrana, per lo sforzo applicato su una faccia dalla pressione del gas, modifica il valore delle quattro resistenze e sbilancia il ponte, fornendo in uscita una tensione differenziale proporzionale alla pressione, e alla tensione di polarizzazione del ponte.

In figura 16 è riportato lo schema elettrico e la configurazione delle piste del sensore Siemens¹⁴ della serie KPY. Poiché la parte sottile della membrana ha forma di anello, le piste AB e CD lavorano in compressione e le piste BC e DA lavorano in trazione e lo sbilanciamento dovuto alla variazione di resistenza nei due rami si somma.



Poiché le piste resistive ($R \approx 5 \text{ k}\Omega$) sono ricavate dal supporto di silicio mediante drogaggio, la polarità della tensione di polarizzazione non può essere invertita e quindi non è permessa polarizzazione a.c. La tensione differenziale in uscita a fondo scala è dell'ordine di 0.1 V con alimentazione a 10 V. Nei sensori assoluti una faccia della membrana chiude un piccolo volume evacuato (pressione di riferimento) ed un tubetto è sigillato contro l'altra faccia, nei sensori relativi (gauge sensor) la pressione di riferimento è quella atmosferica, e nei sensori differenziali due tubetti si affacciano alla membrana per permettere misure di differenze di pressioni.

Per sensori di pressione assoluta il fondo scala può arrivare a 5 MPa, e per i sensori di pressione relativa varia da un centinaio di Pa ad alcuni MPa.

¹⁴ Altre ditte: Philips, Keller, Motorola, Microswitch

Manometro meccanico

Ce ne sono di diversi tipi: a capsula, a soffiello, a tubo di Bourdon (figura 18). Il principio di funzionamento è lo stesso: la differenza di pressione esercitata sulle due faccie dell'elemento sensibile ne provoca una deformazione elastica che viene rivelata mediante un accoppiamento meccanico ad un ingranaggio che muove una lancetta¹⁶. Talvolta l'equipaggio mobile è collegato all'asse di un potenziometro per convertire il segnale di pressione in un segnale resistivo.

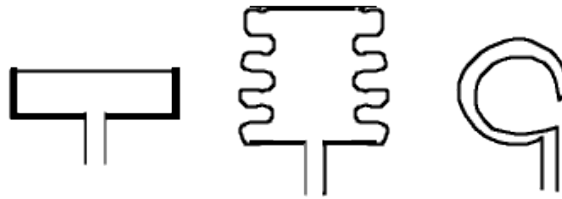


Figura 18

Più spesso la membrana viene affacciata ad un elettrodo per tradurre la deformazione in un segnale capacitivo (figura 19).

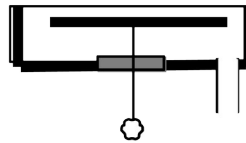


Figura 19

VACUOMETRI

Nella misura di pressioni molto inferiori a quella atmosferica (vuoto) si usano di solito misuratori a *conducibilità termica* e a *conducibilità elettrica*.

La conducibilità termica di un gas in regime molecolare (cioè quando il cammino libero medio delle molecole del gas residuo è confrontabile con le dimensioni del recipiente) è infatti proporzionale alla pressione, e quindi se si riscalda un filamento con potenza costante, una misura della sua temperatura di equilibrio fornirà una misura della pressione.

¹⁶ Ditte: Spriano, Datametries, Edwards, MKS

Termocroce

Il *vacuometro a termocroce* è composto da una termocoppia che misura la temperatura di un filamento riscaldato a potenza costante.

La temperatura del filamento cresce mano a mano che la pressione del gas che lo circonda cala, per effetto del ridotto scambio termico con le pareti. Si tratta di un sensore fortemente non-lineare la cui taratura dipende anche dalla conducibilità del gas residuo nell'ambiente evacuato

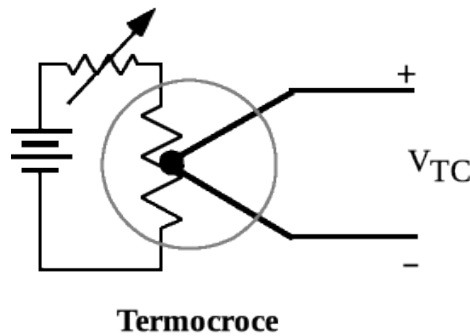


Figura 20: Termocroce

Pirani

Su un principio di funzionamento analogo a quello della termocroce è costruito il *vacuometro di Pirani* ove la variazione di resistenza del filamento (che dipende dalla sua temperatura e quindi dalla pressione) è misurata in una configurazione a ponte.

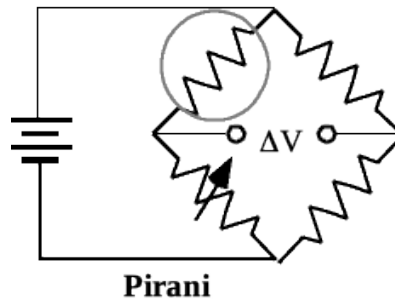


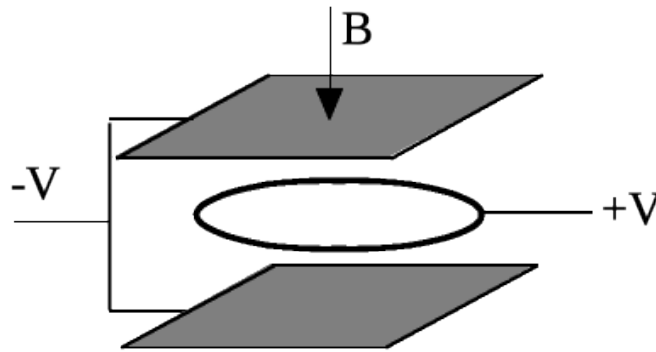
Figura 21: Pirani

Nel modo "a corrente costante", se il ponte viene bilanciato in condizioni di vuoto spinto, la tensione di sbilanciamento cresce con la pressione; nel modo a "resistenza costante" si misura la variazione di corrente necessaria a mantenere bilanciato il ponte. Anche questo sensore è fortemente non-lineare, e la taratura dipende dal tipo di gas residuo.

Penning

Il *Penning* (detto anche *vacuometro a catodo freddo*) sfrutta la dipendenza della conduzione elettrica in una scarica dalla pressione. Tra anodo e catodo

viene mantenuta una differenza di potenziale di circa 2kV. I catodi sono due elettrodi a placca affacciati tra i quali è posto un anodo ad anello. Gli elettroni liberati nel gas da raggi cosmici vengono fatti spiralizzare da un campo magnetico B prodotto da un magnete permanente esterno (parallelo al campo elettrico). Ciò aumenta la probabilità che tali elettroni producano ionizzazione del gas: la corrente ionica cresce con la pressione in modo fortemente non lineare: si usa tipicamente una scala di lettura logaritmica.

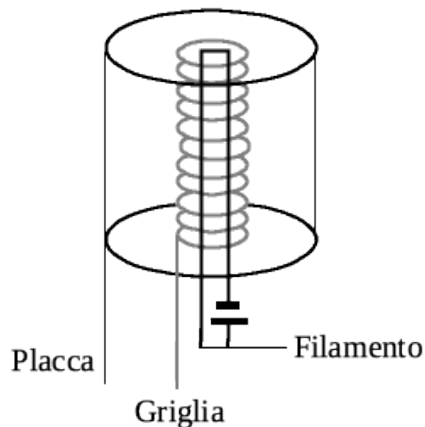


Penning

Figura 22: Penning

Vacuometro a ionizzazione

Nel vacuometro a *ionizzazione* (detto anche a *catodo caldo*) il principio di funzionamento è analogo, ma qui si ha una configurazione a triodo. Le tensioni (e le funzioni) dei tre elettrodi variano a seconda che si voglia lavorare in alto vuoto o in un intervallo di pressioni più esteso. Nel modello per “alte pressioni” gli elettroni sono liberati dal filamento riscaldato, che funge da catodo, ed accelerati verso l’anodo (placca).



Vacuometro a ionizzazione

Figura 23: Vacuometro a ionizzazione

Tra anodo e catodo una griglia, a tensione positiva rispetto al filamento, raccoglie gli elettroni emessi dal filamento e quelli liberati nelle collisioni con le molecole del gas residuo. Gli ioni positivi liberati negli urti forniscono la corrente elettronica di placca che misura la pressione. Rispetto al Penning il vacuometro a ionizzazione offre il vantaggio di un più ampio campo di misura, ma è uno strumento più delicato perchè se il filamento acceso è esposto a pressione troppo alta esso può bruciare.

Tipo	Intervallo utile	Caratteristiche
Ionizzazione	$10^{-11} \div 10^{-1}$ torr	delicato (il filamento può bruciare ad alte P)
Penning	$10^{-6} \div 10^{-3}$ torr	robusto (talvolta non s'innesca a basse P)
Pirani e Termocroce	$10^{-3} \div 1$ torr	economico (la taratura dipende dal gas)
Capacità	$10^{-3} \div 10^{+4}$ torr	lineare, preciso
Capsula metallica	$10^{-1} \div 10^{+3}$ atm	poco sensibile
Piezoelettrico	$10^{-3} \div 10^{+2}$ atm	economico, compatto

SENSORI DI LUCE

Con il termine luce si intende comunemente la radiazione elettromagnetica di lunghezza d'onda compresa tra $\lambda = 0.4 \mu\text{m}$ e $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$. Questa è la radiazione cui è sensibile l'occhio umano. Quando la lunghezza d'onda supera $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$ la radiazione viene anche detta luce infrarossa (IR), o radiazione termica, quando è inferiore a $\lambda = 0.4 \mu\text{m}$, viene detta luce ultravioletta (UV). Per λ ancora inferiori si hanno raggi X e poi raggi gamma, e per λ superiori le onde radio. Intenderemo qui per luce la radiazione IR, visibile e UV.

I tre tipi principali di conversione di luce in segnale elettrico sono per trasformazione dell'energia assorbita in fononi (eccitazioni del reticolo, cioè energia termica), per effetto fotoelettrico interno (creazione di coppie elettrone-lacuna nei semiconduttori) e per effetto fotoelettrico esterno (emissione di un elettrone dal metallo nel vuoto). In base a questo criterio si possono quindi distinguere tre grandi categorie di sensori elettro-ottici: i sensori termici (termopile, cristalli piroelettrici, bolometri resistivi), i sensori a semiconduttore (fotoresistenze, celle fotovoltaiche, fotodiodi, fototransistor) e i fotomoltiplicatori.

A seconda che il sensore generi un segnale in corrente o in tensione la sensibilità σ , che viene in questo caso chiamata risposta alla radiazione (radiant responsivity), si esprime rispettivamente in A/W o in V/W. Per

paragonare diversi sensori di luce si confrontano di solito, oltre alla sensibilità e all'intervallo utile in λ , anche i parametri NEP (=Noise Equivalent Power) e D^* (=Detectivity).

Il NEP è la quantità di luce equivalente al rumore intrinseco del sensore (la potenza del segnale luminoso, per una data lunghezza d'onda, che è necessaria a produrre un rapporto segnale/rumore SNR=1) e si esprime in unità W/√r(Hz), dato che è definito come rapporto tra il rumore in corrente (o in tensione) e la sensibilità.

D^* è definita come $\sqrt{r(\text{area}(\text{cm}^2) \text{ Hz})} / \text{NEP}$ ed è una misura del rapporto segnale/rumore del sensore: un sensore ottico è tanto migliore quanto maggiore è D^* .

Sensori di luce termici

I sensori ottici con conversione di luce in calore offrono il vantaggio di avere una risposta piatta in funzione della frequenza della luce incidente: sensibilità costante dall'infrarosso all'ultravioletto. Tuttavia, dato che si comportano cioè come filtri passa-alto (con frequenza di taglio tra 1 Hz e 100 Hz), devono operare in regime discontinuo (luce intermittente). Il segnale sfruttato è sostanzialmente un gradiente termico prodotto dal riscaldamento preferenziale di una porzione del sensore (di capacità termica C_t) rispetto ad un'altra porzione (cui è accoppiata tramite una resistenza termica R_t): la costante di tempo del gradiente è $\tau = 1/R_t C_t$.

Bolometri

I *bolometri* resistivi sono essenzialmente RTD (a resistenza metallica o a termistore) con piccola capacità termica e debole accoppiamento termico con l'ambiente esterno, che misurano il proprio riscaldamento per effetto della energia raggiante assorbita¹⁷. La piccola capacità termica costringe a piccole dimensioni e quindi piccola area sensibile.

Data la delicatezza del montaggio e la necessità di un accurato sistema di alimentazione e rivelazione che (dovendo evitare effetti di autoriscaldamento) impongono piccole correnti e di conseguenza grande guadagno, non sono dispositivi facilmente commerciabili. Una alternativa a questi dispositivi *passivi*, intrinsecamente poco sensibili, sono i sensori *attivi* a termopila e piroelettrici.

¹⁷ Ditte: Barnes Eng. Co.

La termopila

La termopila è una versione miniaturizzata di termocoppia, spesso costituita di numerose coppie di giunzioni in serie, con le giunzioni di riferimento mantenute al buio e le giunzioni di misura esposte alla luce.

I modelli commerciali hanno le dimensioni di ingombro di un normale transistor e un'area sensibile dell'ordine del mm^2 .

I tipi ad alta sensibilità¹⁸, dell'ordine di 10 V/W , con una impedenza di uscita dell'ordine di $1 \text{ k}\Omega$, hanno un limite superiore per la potenza della luce incidente dell'ordine di 0.1 W/cm

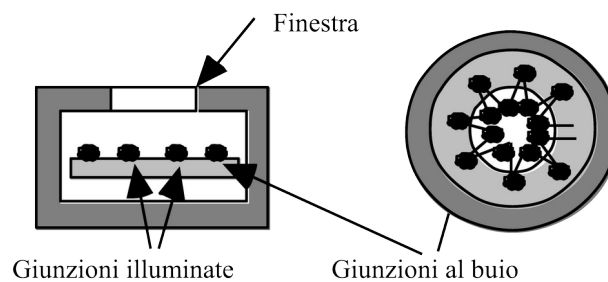


Figura 24: Termopila

Il sistema di interfacciamento è quello già visto per le termocoppie, con amplificatore ad elevata impedenza di ingresso.

¹⁸ Ditte : Dexter Res. Center, Barnes Eng. Co., Oriel

Il sensore piroelettrico

I materiali *pireoelettrici* sono ossidi ceramici del gruppo delle perowskiti (PbTiO_3 , ZrTiO_3 , LiTaO_3) o particolari sali organici (TGS = Tri-Glicin-Solfato, Tri-Glicin-Selenato). Il materiale più economico, comunemente usato per i sensori commerciali a basso costo è il titanato di piombo e zirconio (PZT); modelli più sensibili, ma anche più costosi, utilizzano tantalato di litio.

Questi materiali, se sono sottoposti ad una variazione di temperatura, modificano la propria polarizzazione interna¹⁹. Tale variazione di polarizzazione è rilevabile esternamente come differenza di potenziale tra due armature metalliche a contatto con superfici opposte.

Questo comportamento si manifesta solo al di sotto di una temperatura critica (punto di Curie ferroelettrico) che è di alcune centinaia di gradi per PZT e di soli 50 °C per TGS.

Se una delle due armature è sottoposta ad illuminazione intermittente, tra le due armature si preleva un segnale proporzionale all'intensità della luce assorbita.

Dal punto di vista elettrico un sensore di questo tipo può essere visto come un generatore di corrente, in parallelo ad una capacità C_p dell'ordine di una decina di pF e ad una resistenza R_p molto elevata, dell'ordine di $10^{13} \Omega$. L'intervallo utile della frequenza di lavoro è $1 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz}$, con una sensibilità $\sigma = \partial I / \partial W \approx 1 \mu\text{A/W}$.

L'intervallo di lunghezze d'onda rilevabili dipende dal materiale con cui è fatta la finestra di protezione del sensore, e che varia da modello a modello.

Per ridurre la loro intrinseca sensibilità agli sforzi meccanici spesso i sensori piroelettrici sono composti da elementi duali adiacenti, uno dei quali è illuminato e l'altro è oscurato, ed il segnale in uscita è la somma dei segnali generati dai due elementi.

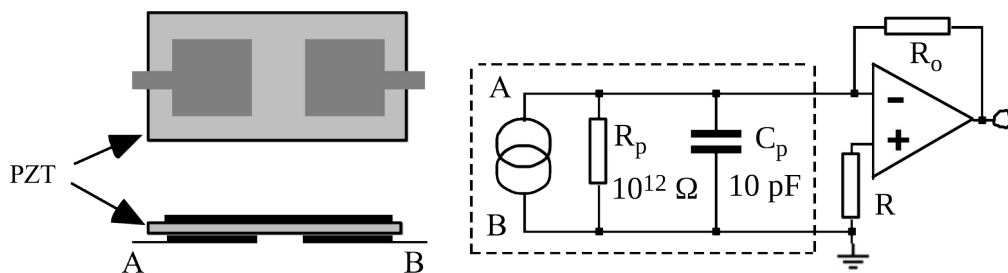


Figura 25: Piroelettrico

Il circuito di amplificazione può essere un amplificatore di corrente. La variazione della tensione all'uscita per variazione unitaria di illuminamento è allora $\delta V = R_o \delta I = R_o \sigma_a \delta W$.

Per ottenere un segnale apprezzabile con piccoli illuminamenti si dovrà ricorrere a valori elevati di R_o , e quindi si dovrà porre anche all'ingresso non-invertente una resistenza elevata ($R = R_p \parallel R_o$) per

limitare l'offset dovuto alle correnti di polarizzazione. Per lo stesso motivo l'AO dovrà essere con ingresso a FET.

¹⁹ L'effetto piroelettrico può essere spiegato in modo semplificato come conseguenza dell'effetto piezoelettrico che è sempre presente in materiali dotati di polarizzazione interna: un gradiente di temperatura tra le due facce a contatto con i due elettrodi provoca una deformazione del materiale che a sua volta genera un segnale piezoelettrico.

Sensori di luce a semiconduttore

I sensori ottici a semiconduttore sfruttano l'effetto fotoelettrico interno. Non tutta la luce può produrre effetto fotoelettrico, ma solo quella di lunghezza d'onda λ inferiore ad una certa soglia λ_s .

La lunghezza d'onda di soglia λ_s è quella per cui $hc/\lambda = h\nu = E_g$, ove E_g è il salto energetico che l'elettrone deve fare per passare dalla banda di conduzione alla banda di valenza, h è la costante di Plank, ν è la frequenza della luce e c la velocità della luce.

In altri termini i fotoni di energia maggiore o uguale ad E_g vengono assorbiti producendo coppie di portatori di carica: elettrone-lacuna.

La relazione tra $h\nu$ e λ è : $\lambda (\mu\text{m}) = 1.24 / h\nu (\text{eV})$.

Semiconduttore	E_g (eV)	λ_s (μm)
ZnS	3.6	0.34
CdS	2.4	0.52
CdSe	1.8	0.69
CdTe	1.5	0.83
Si	1.12	1.10
Ge	0.67	1.85
PbS	0.37	3.35
InAs	0.35	3.54
Te	0.33	3.75
PbTe	0.30	4.13
PbSe	0.27	4.58
InSb	0.18	6.9

Energy gap e lunghezza d'onda di soglia per diversi semiconduttori

²⁰ Ditte : Murata , Eltec Instrum., Infrared Industries, Barnes Eng. Co.

Le fotoresistenze

Le fotoresistenze sono costituite da un materiale semiconduttore (di solito PbS, CdS, CdSe) nel quale la soglia λ_g è generalmente nell'infrarosso. Il numero di portatori di carica, e quindi la conducibilità, aumenta in proporzione all'intensità della luce incidente, e la resistenza cala.

La risposta in funzione della lunghezza d'onda, detta anche *sensibilità spettrale* del sensore, ha generalmente un picco per valori un po' inferiori a λ_g . In questi trasduttori la sensibilità è proporzionale alla vita media τ delle coppie di portatori, e l'intervallo utile di frequenze di lavoro va da 0 Hz a qualche kHz.

La elevata sensibilità (che può raggiungere valori di alcuni V/ μ W) è incompatibile con la rapidità di risposta, infatti tanto maggiore è τ tanto più tempo ci vuole perché il conduttore torni all'equilibrio una volta cessato l'impulso luminoso. Essi richiedono polarizzazione, che può essere in tensione continua oppure alternata. Vengono di solito usati, dato il basso costo e la lentezza di risposta, principalmente come rivelatori di soglia luminosa (interruttori crepuscolari) o come misuratori assoluti di intensità luminosa²¹.

Celle fotovoltaiche, fotodiodi

La *cella fotovoltaica* o *fotodiodo* è una giunzione PN, cioè sostanzialmente un diodo, in cui il semiconduttore drogato P ha uno spessore sottile, così da permettere alla luce di penetrare nello strato di svuotamento: qui le coppie create per effetto fotoelettrico migrano nel campo elettrico della giunzione e generano in un circuito esterno una *corrente fotovoltaica*. Questo sensore non richiede necessariamente polarizzazione, e la sensibilità è anche qui massima a valori prossimi a λ_g . La risposta è lineare con l'intensità di luce solo se si misura, anziché il segnale di tensione a circuito aperto, il segnale di corrente di corto circuito.

²¹ Ditte : Philips, Siemens

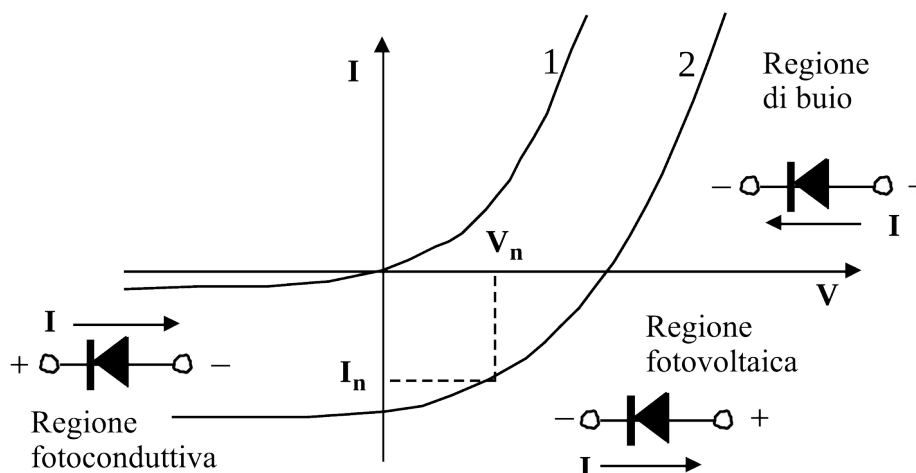


Figura 26: curve caratteristiche della cella fotovoltaica

In figura 26 sono riportate le curve caratteristiche (I-V) di una cella fotovoltaica in condizioni di buio (curva 1) e in condizioni di illuminamento (curva 2). La curva 1 è quella di una normale giunzione p-n, e quella 2 è solo spostata a correnti negative di una quantità proporzionale al flusso di luce incidente. Nella regione “fotoconduttiva” la polarizzazione è inversa e il funzionamento è quello normalmente detto di *fotoconduttore*. Nella regione “fotovoltaica” la polarizzazione è diretta e il funzionamento è quello della cella fotovoltaica usata come generatore di corrente: V_n e I_n indicano i valori di tensione e corrente su carico ottimizzato per massimo rendimento, cioè la resistenza che rende massima la potenza $W = V \cdot I$. Nella prima e terza regione la cella dissipa energia ($W < 0$), nella seconda la produce ($W > 0$).

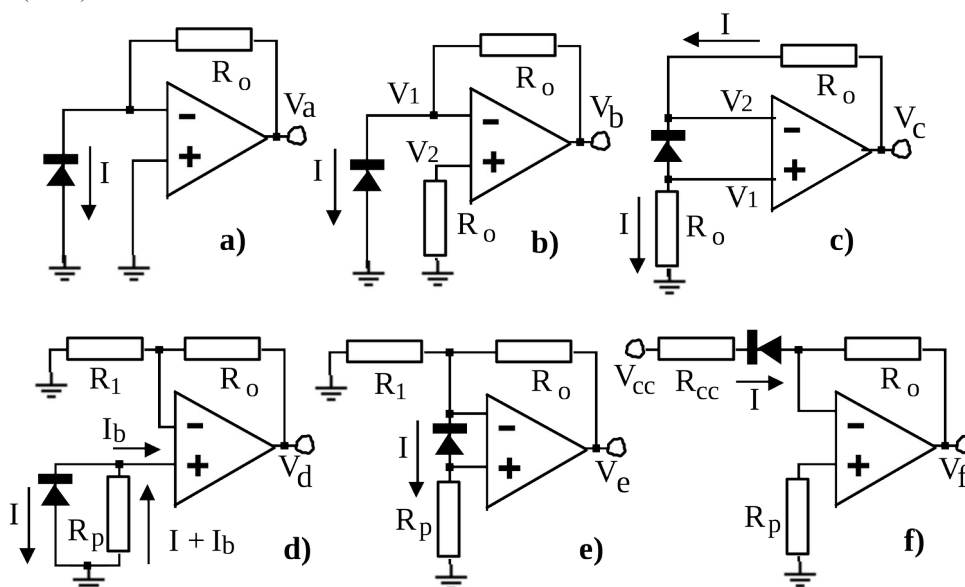


Figura 27: Diverse configurazioni per un sensore a fotodiodo

Si è detto che la massima linearità si ottiene con polarizzazione nulla. Si può allora impiegare il circuito di figura 27a ove nel convertitore corrente-tensione la tensione ai capi della cella è mantenuta a zero dalla resistenza di controreazione R_O . Tuttavia in questo schema resta l'errore dovuto alle correnti di polarizzazione,

che può diventare importante per piccoli valori della corrente inversa I : $V_a = R_O(I + I_b)$.

Per eliminare questa tensione di offset si può aggiungere una resistenza all'ingresso non-invertente come in figura 27b, ove si ha $V_b = R_O(I + I_{OS})$ in questo caso però il diodo resta, sia pur debolmente, polarizzato dalla tensione $V_1 = V_2 = R_O I_b$.

Questa difficoltà si può superare usando lo schema di figura 27c, purché l'AO abbia un elevato CMRR: in questo caso infatti si ha $V_2 = V_1 = R_O I$ e $V_c = R_O I + V_2 = 2R_O I$.

Un circuito per la misura in modo fotovoltaico è quello riportato in figura 27d, ove il segnale prodotto dalla fotocorrente I ai capi di R_p viene amplificato del fattore $1 + R_O/R_1$ e, tenendo conto della corrente di polarizzazione I_b dell'AO, si ricava $V_d = -R_p(I + I_b)(1 + R_O/R_1)$. Anche in questo caso tuttavia la polarizzazione del diodo può essere evitata modificando lo schema in quello di figura 27e, che fornisce il segnale $V_e = +R_p(I - I_b)(1 + R_O/R_1)$.

Infine il fotodiodo può essere usato imponendo una *polarizzazione inversa*, cioè con il catodo positivo rispetto all'anodo, come nel circuito di figura 27f. In assenza di luce la *corrente di buio* che attraversa la giunzione PN è quella dovuta solo alla generazione di coppie per effetto termico che è molto piccola, dell'ordine di 10^{-10} pA/mm², e cala drasticamente a bassa temperatura. Questa configurazione è quindi adatta ad essere usata come sensore di deboli flussi luminosi. Si tratta tuttavia di un sensore lento perché la maggior parte dei fotoni assorbiti genera coppie di portatori fuori dallo strato di svuotamento, e le cariche che producono segnale devono raggiungere lo strato di svuotamento per *diffusione*.

Nel fotodiodo PIN²², schematizzato in figura 28, lo spessore dello strato di svuotamento, che cresce con la tensione inversa, può essere reso abbastanza grande: ciò rende più rapida la risposta del sensore perché diminuisce la sua capacità e perché il processo di deriva nel campo della giunzione è più rapido che il processo di diffusione, la velocità delle cariche nello strato di svuotamento può raggiungere decine di Km/s.

²² L'acronimo PIN sta per P-layer/Intrinsic-layer/N-layer, perché tali fotodiodi sono ricavati da silicio molto puro, detto anche materiale *intrinseco*.

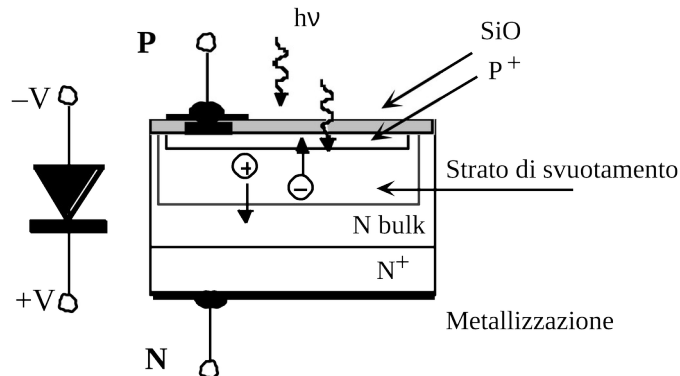


Figura 28: Schema del fotodiodo PIN

Lo spettro ha un picco centrato nell'infrarosso e la risposta è lineare con l'intensità della luce incidente in un ampio intervallo²³.

In tutti gli schemi riportati in figura 27 si può innescare auto-oscillazione in presenza di componenti di frequenza elevata nel segnale ottico (ad esempio in caso di segnale a gradino): in tal caso è opportuno inserire una capacità in parallelo alla resistenza di controreazione.

Fototransistor

Nel *fototransistor* (NPN) la giunzione illuminata è quella base-collettore, che si comporta come fotodiodo. La corrente inversa di questa giunzione viene iniettata nella zona n dell'emettitore e viene qui amplificata di circa due ordini di grandezza. Il circuito equivalente è quello di figura 29. In questo caso la risposta è lineare solo per piccoli valori dell'illuminazione.²⁴ Quando si cerca di massimizzare più la sensibilità che la velocità di risposta si può utilizzare un modello con amplificatore Darlington incorporato.

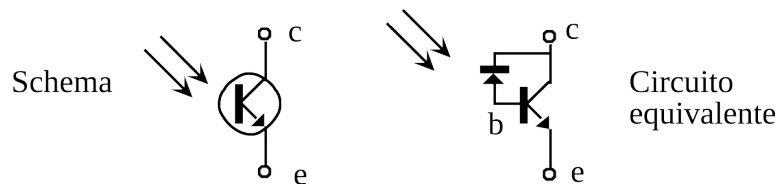


Figura 29: Fototransistor

²³ Ditte: Hamamatsu, Oriel, 3G Electronics

²⁴ Ditte: Motorola, Texas, Hewlett-Packard,

Fotomoltiplicatori

I fotomoltiplicatori sono costituiti essenzialmente da un tubo evacuato con una finestra per l'ingresso della luce, un elettrodo (fotocatodo) che assorbe i fotoni incidenti emettendo elettroni per effetto fotoelettrico esterno. Gli elettroni emessi vengono accelerati da un forte campo elettrico prodotto da un primo elettrodo (1° dinodo), e nella collisione con tale elettrodo vengono emessi più elettroni; questi a loro volta vengono accelerati verso un secondo elettrodo (2° dinodo) e così via fino a che la corrente viene raccolta da un elettrodo posto ad alta tensione positiva (anodo). La stessa tensione viene usata per polarizzare tramite un partitore resistivo tutta la serie di dinodi. Il fotocatodo viene spesso ricoperto di antimonio di cesio per aumentare la resa del processo fotoemissivo, e il materiale ed il numero dei dinodi (tra 9 e 15) viene scelto in funzione della tensione di utilizzo (tipicamente superiore a 1000 V), del guadagno ($10^6 - 10^9$), e della velocità di risposta che si vogliono ottenere.

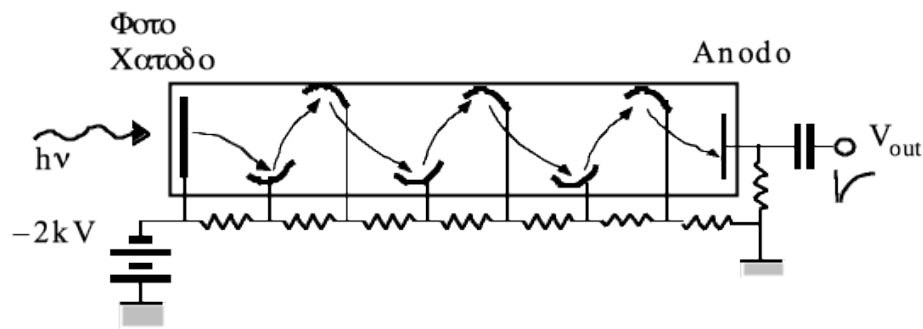


Figura 30: Schema del fotomoltiplicatore

RIVELATORI DI RADIAZIONI IONIZZANTI

Con il nome generico di radiazione ionizzante si indica una vasta categoria di particelle capaci di provocare la ionizzazione degli atomi con cui esse interagiscono. Dato che l'energia di legame degli elettroni più esterni nei singoli atomi è dell'ordine di qualche decina di eV, l'energia minima di tali particelle dev'essere dello stesso ordine di grandezza: si può trattare di quanti di radiazione elettromagnetica (fotoni) ad alta frequenza (UV, raggi X, raggi γ), o di particelle dotate di massa (elettroni, protoni, neutroni, ioni pesanti).

Per le particelle cariche l'interazione con la materia è essenzialmente di tipo Coulombiano e la probabilità di collisione ionizzante è proporzionale al tempo che la particella passa in prossimità dell'atomo interessato, e quindi inversamente proporzionale alla velocità della particella.

Dato che nella collisione (che può produrre, oltre che ionizzazione, anche eccitazione elettronica dell'atomo) la particella perde parte della propria energia, essa progressivamente rallenta nell'attraversare uno spessore di materia e con ciò aumenta la sua sezione d'urto per collisioni ionizzanti.

A parità di energia le particelle più pesanti sono molto più lente delle particelle leggere e quindi hanno maggiore sezione d'urto.

Le particelle α (nuclei di elio = 2 protoni+2 neutroni), la cui massa è circa 10^4 volte quella delle particelle β (elettroni), vengono fermate da strati molto più sottili di materiale (a parità di energia).

La lunghezza di penetrazione di una particella carica in un dato materiale è quindi determinata essenzialmente dalla loro energia e dalla loro massa.

Diversa è la situazione per i fotoni che viaggiano a velocità costante (quella appunto della luce) e normalmente perdono energia in una unica collisione (per effetto fotoelettrico, o in più collisioni per effetto Compton). Per questo tipo di radiazione quindi si deve applicare un criterio statistico: si può solo prevedere che la probabilità di trovare un fotone dopo un certo spessore di materiale decresce esponenzialmente con lo spessore attraversato.

Camera a ionizzazione, contatore proporzionale e tubo di Geiger

Le camere a ionizzazione, i contatori proporzionali e i contatori Geiger-Müller sono sensori sostanzialmente dello stesso tipo, ma che vengono utilizzati in modo diverso e per diversi tipi di misure.

Si tratta in tutti e tre i casi di un condensatore il cui dielettrico è costituito da una opportuna miscela di gas.

Nel tubo di Geiger-Müller il condensatore è di solito a forma cilindrica con immersi due elettrodi tra i quali è mantenuta una alta tensione (tipicamente 500 volt). Quando il sensore è attraversato da una particella ionizzante, gli ioni accelerati dal campo elettrico innescano una scarica tra gli elettrodi. Poichè il numero di eventi è proporzionale al numero di particelle che attraversano il tubo, la frequenza delle scariche fornisce una misura proporzionale alla attività della sorgente che emette le particelle.

L'attività di una sorgente radioattiva è espressa, nel Sistema Internazionale, in becquerel (Bq) come numero di decadimenti per secondo. Si tratta quindi di una unità di misura omogenea alla frequenza, che si esprime in Hz. Una unità di misura che è stata molto usata ma ora dichiarata fuori norma, è il curie (Ci): il fattore di conversione tra le due unità è $1 \text{ Ci} = 3.7 \cdot 10^{10} \text{ Bq}$.

Dalla definizione di attività, risulta chiaro che un misuratore di radiazione che usi il tubo di Geiger come sensore può essere tarato in becquerel se esso è in grado, oltre che misurare il tempo di conteggio T e il numero contato di eventi ionizzanti n , anche di fornire in uscita il valore medio $f = n/T$ (se T è misurato in secondi, il valore di f è una misura dell'attività rivelata).

Bisogna infatti distinguere tra la frazione di attività rivelata dal sensore e l'attività totale emessa dalla sorgente: ad esempio, per una sorgente di piccole dimensioni (puntiforme), il sensore intercetta solo una piccola frazione delle particelle emesse, pari al rapporto $\Omega/4\pi$, ove Ω è l'angolo solido sotteso alla sorgente dal sensore (tale rapporto è anche detto fattore geometrico di efficienza E_G , o accettazione). In altri termini si può dire che il contatore Geiger misura l'intensità del flusso di radiazione prodotto dalla sorgente.

Si deve tenere presente inoltre che non tutte le particelle emesse entro l'angolo Ω producono ionizzazione: alcune non raggiungono il sensore perchè fermate dall'aria o dalle pareti del tubo di Geiger, altre attraversano il sensore senza interagire con il gas. Più precisamente si deve dire allora che la misura fornita da un particolare sensore è proporzionale all'intensità del flusso di radiazione, e la costante di proporzionalità è detta efficienza intrinseca E_I di quel sensore.

La sensibilità di un contatore Geiger-Müller è quindi determinata dal prodotto $E_G \cdot E_I$: il primo fattore è proporzionale al volume del sensore, mentre il secondo dipende essenzialmente dalla trasparenza delle pareti del sensore (tubi a pareti spesse non "sentono" le particelle alfa o le beta di bassa energia).

Diversi tipi di tubi Geiger possono essere classificati per tipo di particelle che sono in grado di rivelare: di solito, in funzione della crescente trasparenza della finestra del sensore si distinguono tre classi: modelli adatti solo per γ e X , oppure per γ e β , infine per γ , β e α .

Un ultimo parametro, che diventa importante ad elevati flussi di radiazione, è quello che viene definito tempo morto τ . Esso è l'intervallo di tempo, successivo all'evento che produce la scarica, durante il quale il sensore non è in grado di contare altri eventi, e quindi è inattivo o morto.

Per capire l'origine del tempo morto si deve considerare l'evoluzione temporale della tensione agli elettrodi negli istanti immediatamente successivi al passaggio della particella ionizzante.

Quando la particella attraversa il gas nel rivelatore essa subisce collisioni multiple perdendo mano a mano energia e lasciando sul suo percorso una

traccia costituita da coppie di ioni positivi e negativi ; il numero di coppie create dipende dalla natura della particella, dalla sua energia e dalla lunghezza della traccia. Questi ioni sono soggetti ad un campo elettrico, di solito a simmetria radiale nei tubi Geiger cilindrici ove l'elettrodo a tensione positiva (anodo) è costituito da un filo assiale e quello posto a massa (catodo) è costituito dalle pareti del tubo.

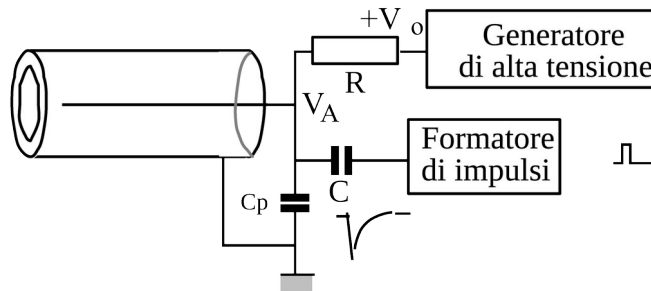


Figura 31: Schema del contatore Geiger-Müller

Se il campo elettrico è sufficientemente elevato, gli ioni vengono separati prima che possano ricombinarsi, e vengono accelerati raggiungendo rapidamente l'energia cinetica necessaria a ionizzare per urto altri atomi del gas prima di raggiungere gli elettrodi. A valori molto alti del campo elettrico, si producono anche fotoni, emessi dagli atomi eccitati, che ionizzano a loro volta altri atomi. L'effetto è quello di una moltiplicazione a valanga con una conseguente rapida crescita della corrente elettrica ed una corrispondente caduta della impedenza $Z(t)$ tra anodo e catodo.

La tensione dell'anodo $V_A(t)$, in funzione del tempo t è data dalla tensione di alimentazione V_0 , ripartita tra la elevata resistenza di polarizzazione ($R_p \approx 10 \text{ M}\Omega$) e l'impedenza $Z(t)$: $V_A(t) = V_0 Z(t) / [R_p + Z(t)]$. La corrente massima, corrispondente alla Z minima è praticamente indipendente da numero di ioni presenti nella traccia,

e di conseguenza il segnale $V_A(t)$ non dipende dall'energia della particella ionizzante, nè dalla sua natura, ma solo dal numero di particelle ionizzanti.

Ciò equivale a dire che il sensore Geiger opera in condizioni di saturazione. Perchè ciò avvenga è necessario che la tensione di polarizzazione dell'anodo sia sufficientemente alta, cioè sia entro quella che viene detta zona di plateau.

La forma del fronte di discesa del segnale prodotto da un evento ionizzante è determinata dalla corrente di scarica, mentre il fronte di risalita è sostanzialmente un esponenziale determinato dalla costante di tempo $\tau = R_p C_p$: $V_A(t) \approx V[1 - \exp(-t/\tau)]$, ove C_p è la capacità parassita tra gli elettrodi.

Per contare il numero di eventi conviene trasformare il segnale analogico, prelevato all'anodo mediante una capacità, in un segnale digitale attraverso un discriminatore a soglia, che eviti conteggi spuri dovuti a segnali di rumore, e un formatore di impulsi, di opportuna durata ed ampiezza, che possa agevolmente pilotare un contatore elettronico.

Il discriminatore è sostanzialmente un comparatore di tensione con isteresi e con soglia prossima alla tensione di picco del segnale prodotto da un evento ionizzante.

Se una seconda particella attraversa il sensore prima che sia finito l'impulso generato da quella precedente, il suo effetto è solo quello di allungare e deformare l'impulso, e i due eventi vengono contati dal discriminatore come uno solo. Ciò equivale a dire che se τ è la durata efficace di un impulso, cioè il tempo necessario affinché $V_A(t)$ torni al valore V_0 , il sensore resta cieco per un tempo τ (che può arrivare a centinaia di μs) ogni volta che conta un evento, e di ciò bisogna tener conto se la frequenza dei conteggi è molto elevata²⁵.

Si è detto che il tubo di Geiger opera nella regione di saturazione (alta tensione di polarizzazione del condensatore). Se si opera a tensione più bassa il condensatore si comporta come una camera a ionizzazione.

Nella *camera a ionizzazione* non avviene moltiplicazione, e la corrente è solo quella molto piccola prodotta dagli ioni della traccia. Ogni impulso di corrente trasporta tanta carica quanta ne è stata prodotta nella traccia della particella ionizzante. Dato che la carica prodotta è proporzionale all'energia della particella, questo tipo di sensore può essere tarato in energia se dotato di un adeguato integratore che misuri l'area dei singoli impulsi di corrente. Le camere proporzionali vengono usate principalmente per misurare spettri di particelle α (o anche β nel caso si usi gas ad alta pressione con elevato potere d'arresto).

Nel *contatore proporzionale*, che opera a tensioni intermedie, il fattore di moltiplicazione è all'incirca costante (non si ha qui la produzione di ioni da fotoni secondari che avviene nel tubo di Geiger), cosicché il segnale è circa proporzionale alla quantità di elettroni e ioni contenuta nella traccia, ma

²⁵ Supponiamo di contare eventi, distribuiti nel tempo in modo casuale con una frequenza media $f = n_0/T$, per un intervallo $T \gg \tau$, ove n_0 è il numero totale di eventi contati nel tempo T . Per effetto del tempo morto il numero di eventi contati sarà $n_1 < n_0$. La frequenza media misurata è $f_1 = n_1/T$, e il tempo morto totale è $T_1 = n_1 \tau$. Il numero di eventi persi è in media $n_0 - n_1 = f T_1$. E quindi $f = n_0/T = [(n_0 - n_1) + n_1]/T = f(T_1/T) + f_1 = f_1/(1 - f_1 \tau) \approx f_1 (1 + f_1 \tau)$, cioè la frequenza degli impulsi effettiva si ottiene dalla frequenza di impulsi misurata f_1 , una volta che sia noto il tempo morto τ .

molto maggiore che nella camera a ionizzazione. Dato che qui il fattore di moltiplicazione è molto minore che nel caso del Geiger, i tempi morti possono essere molto contenuti (sotto 1 μ s), e tale sensore si presta bene ad essere usato con contatori (scale) che discriminano gli impulsi in energia.

Il contatore Geiger non può invece misurare l'energia delle particelle e per questo motivo la sua scala non dovrebbe essere graduata in gray/ora (Gy/h), che è una unità di intensità di dose assorbita²⁶, nè tantomeno in röntgen/ora²⁷ (R/h), che è una unità di intensità di dose di esposizione, o in sievert/ora (Sv/h), che è una unità di intensità di dose di esposizione equivalente assorbita²⁸.

Gli strumenti commerciali tuttavia riportano spesso scale graduate in mR/h o mGy/h, facendo un improprio riferimento ad una convenzionale equivalenza tra il flusso di eventi ionizzanti prodotti da particelle di qualsiasi energia e natura e l'energia depositata in aria da un pari flusso di un particolare tipo di particelle di data energia²⁹.

Rivelatori a semiconduttore

La creazione di coppie (elettrone-lacuna) per effetto fotoelettrico interno o per interazione Coulombiana in un materiale semiconduttore è il processo che viene sfruttato nei rivelatori "a stato solido". La risoluzione in energia che è possibile ottenere in questo caso è molto maggiore, dato che l'energia necessaria a creare una coppia è in questo caso di un ordine di grandezza inferiore che per gli atomi dei gas utilizzabili nei contatori a gas.

Il principio di funzionamento è quello utilizzato nel fotodiodo PIN polarizzato inversamente, con la massima estensione dello strato di svuotamento, per minimizzare il numero di coppie che si ricombinano prima di migrare agli elettrodi.

Scintillatori

Il rivelatore a scintillazione utilizza una finestra, di materiale fluorescente (che può cioè convertire l'energia della particella incidente in luce) accoppiata ad un fotomoltiplicatore. La qualità dello scintillatore dipende dalla efficienza di conversione, dalla velocità dell'impulso luminoso (tempo di decadimento della fluorescenza), dal guadagno e dal rapporto segnale/rumore del fotomoltiplicatore. Molti sono i materiali usati come elemento scintillatore : inorganici (solfuro di cadmio o zinco), liquidi (cicloesano, benzolo, toluolo, xilolo,...), gassosi (argon, neon, xenon, elio, kripton, azoto,...) e vengono scelti in base al tipo e all'energia delle particelle da rivelare.

²⁶ 1 gray (Gy) = 1 joule di energia assorbita da 1 kg di materiale esposto (1 Gy = 100 rad).

²⁷ 1 röntgen (R) = quantità di radiazione che produce una unità di carica elettrica e.s.u. di ionizzazione in 1 cm³ di aria secca alla pressione e temperatura standard (P=100kPa e T=273 K). Unità di misura di esposizione fuori norma dal 31/12/1985 e sostituita nel Sistema Internazionale dal coulomb/ chilogrammo (C/kg); il fattore di conversione vale : 1 C/kg = 3876 R.

²⁸ Il sievert (Sv) è la dose assorbita che ha la stessa efficacia biologica di quella prodotta da una quantità di raggi X che depositano 1J in 1 kg di sostanza irradiata. (1 Sv = 100 rem, ove rem sta per röntgen equivalent man).

²⁹ Ad esempio il vecchio modello Philips PW 4012/01 usa il fattore di conversione 1mR/h = 33Bq per la propria scala con riferimento alla radiazione γ emessa da radio, mentre il modello Surveyor-50 della Bicron usa il fattore di conversione 1mR/h = 20Bq con riferimento alla emissione da cobalto.

SENSORI DI CAMPO MAGNETICO

I misuratori di campo magnetico tradizionali si basano sul fenomeno dell'induzione: una bobina viene mossa (ruotata o fatta vibrare) in modo che il flusso Φ del campo magnetico B attraverso la bobina venga modulato, e la tensione indotta, proporzionale a $\partial\Phi/\partial t$ e quindi anche a B , viene rettificata e resa disponibile come segnale in uscita. Questo tipo di sonde presenta molti limiti: ingombro, basso rapporto segnale/rumore, complessità d'uso...

Sensori molto più semplici e compatti sono i *magnetoresistori*: che sono costituiti da materiale la cui resistività dipende fortemente dall'intensità del campo magnetico. La sensibilità delle magnetoresistenze è definita dal rapporto tra il valore ohmico in presenza di campo (R_B) e valore ohmico in assenza di campo (R_0): tipicamente si ha $\sigma_B = R_B/R_0 \approx 10$ (con $B=1$ Tesla); σ_B ha un coefficiente di temperatura negativo (qualche % per grado) e si tratta di sensori poco lineari.

Sensori ad effetto Hall

I sensori più versatili, che offrono una grande sensibilità e la possibilità di determinare anche la direzione del campo magnetico, sono quelli che sfruttano l'effetto Hall in un cristallo semiconduttore.

Il funzionamento di tali sensori è schematicamente il seguente: in un semiconduttore di forma parallelepipedica, immerso in un campo magnetico uniforme B diretto secondo l'asse z , si fa passare una corrente elettrica di intensità I_x secondo l'asse x . Gli elettroni acquistano una velocità di deriva

$v_d = \mu E_x$ sotto l'effetto del campo elettrico E_x , e sono quindi soggetti alla forza di Lorentz $F_L = q v_d B$, che agisce nel verso delle y negative. Essi quindi tendono ad accumularsi sulla faccia del semiconduttore perpendicolare all'asse y (figura 32).

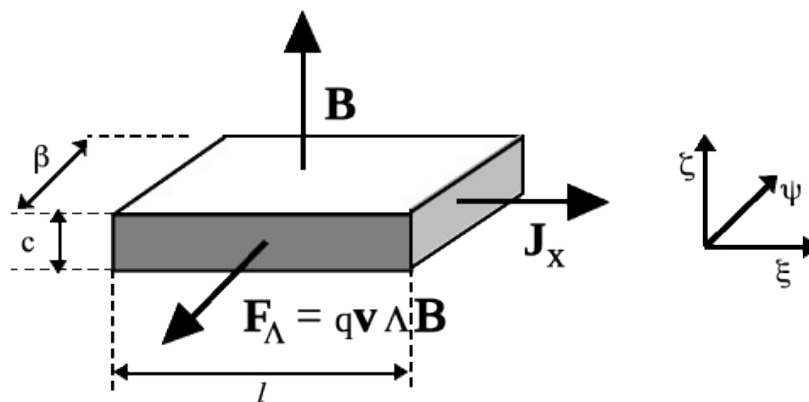


Figura 32: geometria dell'effetto Hall

Questo accumulo di cariche porta alla formazione di una differenza di potenziale V_H fra le due facce del campione perpendicolari all'asse y , (e quindi di un campo elettrico E_H tale che la forza elettrica qE_H sia uguale ed opposta alla forza di Lorentz, cioè $E_H = \mu E_X B$). Ricordando le definizioni di campo elettrico, di resistività ρ e la legge di Ohm, si ottengono le relazioni $V_H = E_H/b$, $E_X = V_X/l = RI_X/l$, $R = \rho(l/bc)$, che forniscono $V_H = \mu(\rho/c)I_X B$. Si vede quindi che la tensione di Hall è proporzionale al campo magnetico, e alla densità di corrente, tramite un coefficiente che include la mobilità dei portatori di carica μ , la resistività ρ e lo spessore del campione c .

Per campioni molto sottili, e con elevata resistività (semiconduttori: InAs, InSb, GaAs) si possono ottenere grandi valori di sensibilità $\sigma = \partial V_H / \partial B$. E' importante polarizzare il sensore a corrente costante (con correnti dell'ordine di qualche mA) ma anche stabilizzarne accuratamente la temperatura perchè in generale μ , ma soprattutto ρ , dipendono da T e quindi questi sensori sono soggetti a notevole deriva termica ($\approx -0.1\%/^{\circ}\text{C}$). Inoltre, se la polarizzazione è riferita a massa, la tensione V_H va misurata tramite un amplificatore differenziale.

La linearità è discreta per bassi valori del campo ($\approx 0.2\%$ per $B < 0.5\text{ T}$) e la sensibilità è dell'ordine di 0.1 V/T .

Esistono in commercio anche sensori lineari³⁰ completi di stabilizzatore della corrente di polarizzazione e di amplificatore della tensione di Hall già integrati nel chip (Allegro UGN3503) con sensibilità dell'ordine di 10 V/T , e sensori "switching"

con un trigger di schmitt all'uscita adatti a pilotare logica TTL in corrispondenza all'attraversamento di una piccola soglia di campo magnetico. Questo secondo tipo di sensori di Hall è particolarmente adatto ad essere usato come sensore di posizione per oggetti ferromagnetici

³⁰ Ditte: Allegro, Siemens, Bell, Senysis.

SENSORI DI POSIZIONE

Ogni sensore di posizione è potenzialmente anche sensore di velocità, e di accelerazione. I dispositivi che possono essere usati per misurare la posizione di un oggetto, e di conseguenza (calcolando il segnale differenza, la sua derivata temporale o la derivata seconda rispetto al tempo) sono molteplici. Citiamo solo alcuni esempi: si può sfruttare una modulazione della *capacità* tra due armature di un condensatore, della *mutua induttanza* tra due avvolgimenti, del *fattore di partizione* di un potenziometro, del *segnale piezoelettrico* in un sensore accoppiato rigidamente all'oggetto in questione, o della *tensione di Hall* in un sensore accoppiato ad un magnete permanente se l'oggetto è ferromagnetico...

Capacitivi

Nei sensori capacitivi la modulazione di capacità può essere indotta dal movimento di una delle armature rispetto all'altra che resta fissa, oppure l'accoppiamento capacitivo tra due armature fisse può essere variato tramite una terza armatura mobile (spesso costituita proprio dall'oggetto di interesse).

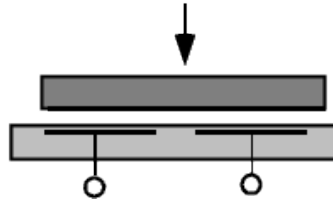


Figura 33: Schema di sensore capacitivo con due elettrodi adiacenti

Spesso per misurare la capacità del sensore si usa un convertitore capacità/frequenza, utilizzando il sensore nel circuito di retroazione di un oscillatore astabile: uno schema molto semplice di questo tipo è riportato in figura 34.

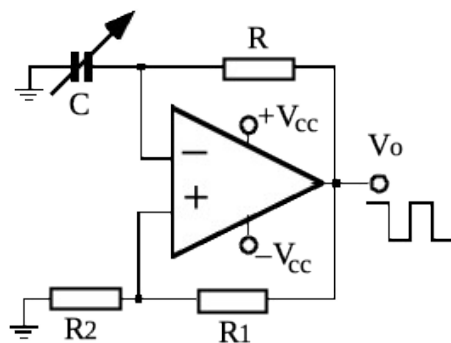


Figura 34: Convertitore capacità/frequenza. La frequenza dell'onda quadra all'uscita del comparatore è $f = \log(1 + 2R_1/R_2) / 2RC$.

Un sensore capacitivo può essere usato anche per misurare il livello di un liquido secondo lo schema di figura 35. Due elettrodi isolati, tra loro affacciati, vengono immersi nel liquido in modo che, quando il livello della superficie libera si sposta, la diversa costante elettrica del fluido e del suo vapore (o dell'aria), provoca una variazione di capacità.

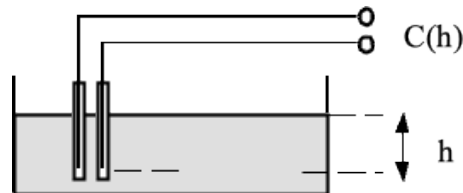


Figura 35: Misuratore di livello capacitivo

Induttivi

I sensori induttivi possono essere del tipo LVDT (Linear Variable Differential Transformer), o LVRT (Linear Variable Reluctance Transducer). Nel primo caso (figura 36 a) si tratta di un vero e proprio trasformatore in cui è reso variabile il coefficiente di accoppiamento tra il primario e due secondari: si hanno infatti tre avvolgimenti. Il primario è guidato dal segnale di eccitazione e il segnale di uscita è prelevato come somma o come differenza dei segnali dei due secondari (di solito simmetrici).

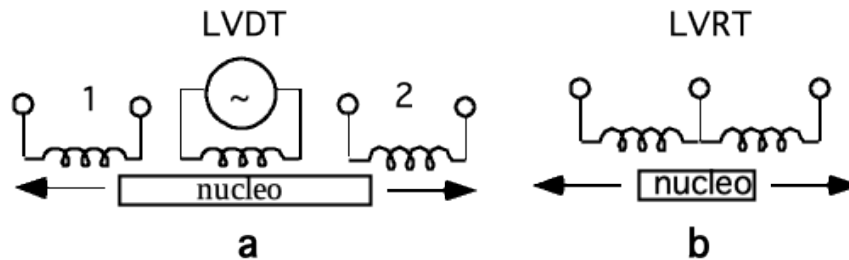


Figura 36: Linear Voltage Differential Transformer e Linear Voltage Reluctance Transformer

Nel secondo caso (figura 36 b) due soli avvolgimenti (anche qui di solito simmetrici) costituiscono due rami di un ponte induttivo.

In entrambi i casi l'accoppiamento tra gli avvolgimenti è controllato dalla posizione di un nucleo ferromagnetico mosso dall'oggetto che è in osservazione.

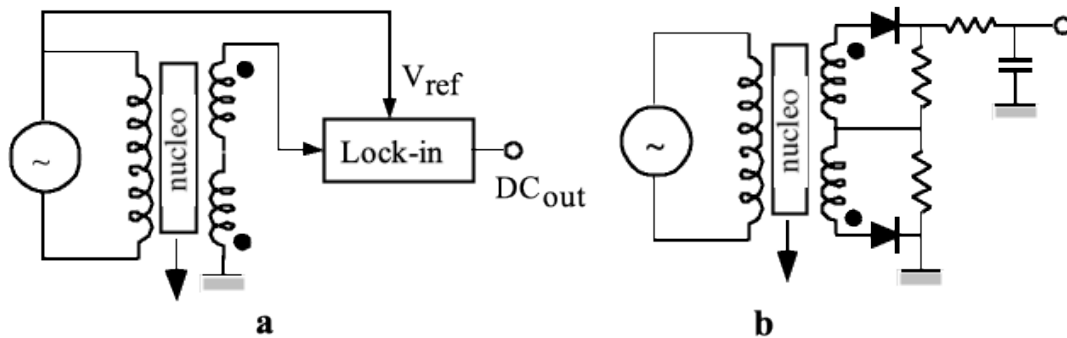


Figura 37: Schema di utilizzo di LVDT

Nei LVDT i due secondari possono essere connessi in serie con avvolgimenti in controfase, come nello schema di figura 37a: in tal caso l'ampiezza del segnale a.c. in uscita è minima quando il nucleo è in posizione simmetrica e cresce quando esso si sposta dal centro in entrambe le direzioni. Rivelando il segnale mediante una tecnica sensibile allo sfasamento del segnale rispetto al segnale del primario (lock-in), si può ricavare una uscita lineare con lo spostamento del nucleo (positiva in una direzione e negativa nella direzione opposta). Uno schema più semplice è quello di figura 37b, ove il segnale è rivelato mediante una coppia di diodi ed un filtro passa-basso.

Nei LVRT è il segnale di sbilanciamento del ponte induttivo che misura lo spostamento del nucleo. Questa seconda configurazione è spesso usata anche per misurare la distanza dal sensore di un oggetto costituito di materiale ferromagnetico che, spostandosi, varia la riluttanza in uno dei due rami del ponte ove il nucleo resta fermo (figura 38).

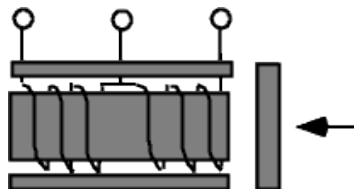


Figura 38: Sensore a riluttanza con nucleo fisso

Resistivi

Un normale potenziometro, il cui asse venga collegato meccanicamente ad un ingranaggio che ruota in conseguenza di movimenti di oggetti esterni, può essere utilizzato come trasduttore di posizione o sensore di rotazioni (misura di angoli). La configurazione più comune è quella a partitore resistivo (circuitto potenziometrico) che consente una buona linearità, purchè si abbia cura di misurare la tensione in uscita con un voltmetro ad alta impedenza. Rispetto ai trasduttori induttivi quelli resistivi offrono il vantaggio di poter essere usati con polarizzazione in d.c., ma hanno numerosi svantaggi: presentano usura ed attrito (contatto strisciante), risoluzione ed accuratezza limitate dal passo minimo ΔR (resistenza di una spira del potenziometro) e dalla resistenza dei contatti. Un sensore termoresistivo può essere usato anche come rivelatore di livello (ON/OFF), sfruttando la diversa dissipazione termica che si ha quando esso è immerso in un liquido, come illustrato in figura 39. Eccitando il ponte con una corrente sufficiente a produrre apprezzabile autoriscaldamento della termoresistenza R_T si potrà rivelare una variazione di sbilanciamento del ponte quando R_T si trova al di sopra o al di sotto del pelo del liquido. Per liquidi elettricamente conduttori invece si può, come nello schema di figura 39b, sfruttare direttamente la variazione di resistenza del liquido che dipende dalla profondità di immersione di due elettrodi disposti verticalmente nel contenitore.

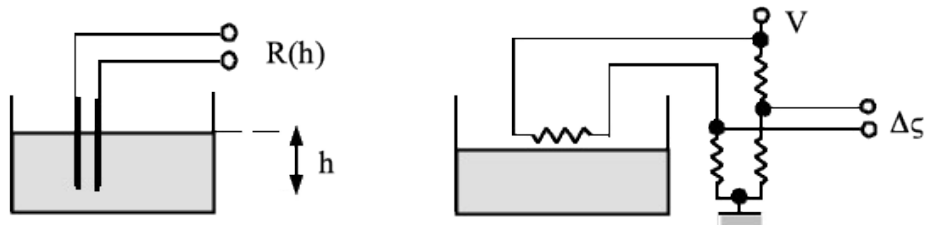


Figura 39: Misuratori di livello resistivi

Ottici

Uno svantaggio notevole del sensore potenziometrico per la misura di angoli è la corsa limitata a 2π , o al massimo a 20π nel caso di helipot (potenziometri a 10 giri). Questo limite è eliminato se si impiegano sensori ottici (*encoder*) che traducono la rotazione di un disco graduato in segnale digitale. Mediante opportune suddivisioni in settori otticamente diversi (alternanze di vuoti e pieni o di superfici riflettenti con diversa intensità) si può codificare con estrema precisione la posizione angolare del disco rispetto ad una origine arbitraria, e l'angolo di rotazione può variare in intervalli arbitrariamente grandi senza perdere risoluzione in lettura. La risoluzione è determinata dal tipo di codifica e dalla finezza della suddivisione in settori, oltre che dal tipo di sorgente di luce (LED, diodo laser...) e dal tipo di rivelatore (fotodiodo, fototransistor...) usati. La lettura può essere in riflessione o trasmissione, ed esistono, oltre che encoder circolari, anche encoder lineari.

Un vantaggio di questo tipo di sensori è che essi sono virtualmente immuni alle interferenze elettromagnetiche.

Una delle applicazioni più comuni di encoder ottici è il dispositivo di ingresso nei moderni PC detto "mouse". Nel "mouse" (ma anche nell'equivalente "track-ball" che sostituisce il mouse in molti PC portatili) due encoder registrano la rotazione di due dischi tra loro ortogonali che sono mossi da una sfera (trascinata su una superficie piana nel primo, e mossa direttamente nel secondo): le due coordinate fornite al computer dai due encoder guidano il movimento di un puntatore sul monitor.

La sensibilità di un sensore ottico di posizione può essere resa straordinariamente elevata se si utilizza una coppia di fotodiodi connessi a ponte per rivelare la deflessione di un sottile raggio di luce (ad esempio un raggio di luce emesso da un diodo-laser) che viene riflesso dall'oggetto in esame. Questo è il sistema (detto a "leva ottica") impiegato ad esempio nei moderni microscopi a forza atomica (AFM) capaci di rivelare spostamenti dell'ordine di 1 \AA (10^{-10}m).

Bibliografia

- 1) J. Fraden: *AIP Handbook of modern sensors*, Am. Inst. of Phys. New York (1993).
- 2) J. Tompking, G. Webster: *Interfacing sensors to the IBM PC*, Prentice Hall, New York (1993)
- 3) E. Doebelin: *Measurement systems, application and design*, McGraw Hill, Singapore (1990)
- 4) G. Biondo e E. Sacchi: *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*, Hoepli, Milano (1992)
- 5) K. Neubert: *Instrument transducers*, Oxford Univ. Press, Oxford (1963)
- 6) G. Torzo *Capire e sperimentare gli amplificatori operazionali*, Decibel-Zanichelli, Bologna (1991)
- 7) P. Sydenham: *Handbook of measurement science*, J.Wiley & Sons, Chippingham (1992)
- 8) AA.VV.: *Temperature: its measurements and control in science and industry*, Reinhold, New York (1960-80)
- 9) H. Norton: *Sensor Selection Guide*, Elsevier Sequoia, Losanna
- 10) AA.VV. *Transducer interfacing handbook*, Analog Devices, Norwood, (1981)
- 11) G.F. Knoll *Radiation detection and measurements*, Wiley, New York (1979)
- 12) H. Trietley: *Transducers in mechanical and electronic design*, Dekker, Yellow Sping (1986)
- 13) D.H. Haskeland: *The science and engineering of materials*, Chapman & Hall, London (1990)