

ed il relativo grafico è quello di figura 5.18, in cui l'iperbole congiungente i massimi relativi del diagramma di figura 5.17 diviene ora, in scala logaritmica, una retta congiungente i minimi relativi.

La massima reiezione è presente in corrispondenza degli asintoti e la minima si ha per:

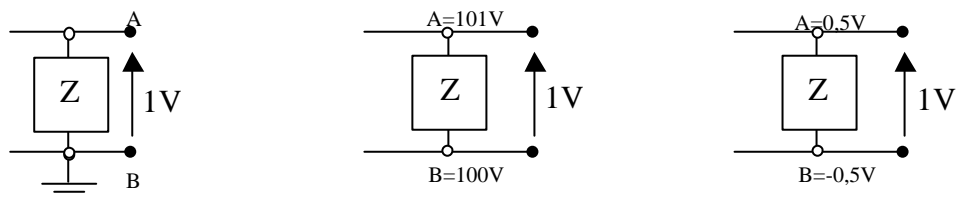
$$T_m = (2K + 1)T_0 / 2 \quad (5.23)$$

Disturbi di modo comune

Il disturbo di modo comune è legato alla differenza di potenziale tra la tensione di riferimento dello strumento e quella del circuito sotto misura.

Si supponga di voler misurare una tensione incognita, ad esempio di 1V, con i circuiti di misura schematizzati nei tre casi di figura 5.19.

Nel primo caso la tensione da misurare è riferita al potenziale di terra, nel secondo caso ad un potenziale flottante e nel terzo caso i morsetti dello strumento di misura sono bilanciati rispetto al potenziale di terra.



- figura 5.19 -

Cambiando il circuito di misura, e quindi il potenziale di riferimento, varia la tensione di modo comune V_{cm} , che è definita come:

$$V_{cm} = \frac{V_A + V_B}{2} \quad (5.24)$$

per cui, per i tre casi di figura 5.19, si ha rispettivamente:

$$V_{cm} = \frac{1V + 0V}{2} = 0,5V, \quad V_{cm} = \frac{101V + 100V}{2} = 100,5V \quad \text{e} \quad V_{cm} = \frac{0,5V - 0,5V}{2} = 0V$$

La prima soluzione circuitale è la più frequente e non è particolarmente gravosa né per il risultato della misurazione, né per l'operatore.

La terza soluzione, caratterizzata da valori dei potenziali uguali ed opposti, è la più favorevole perché la V_{cm} è nulla.

La situazione peggiore è la seconda. Il valore misurato non coincide con quello atteso poiché comprende una aliquota significativa ed indesiderata, dovuta alla tensione di modo comune. L'effetto del disturbo è tanto minore quanto maggiore è il CMRR.

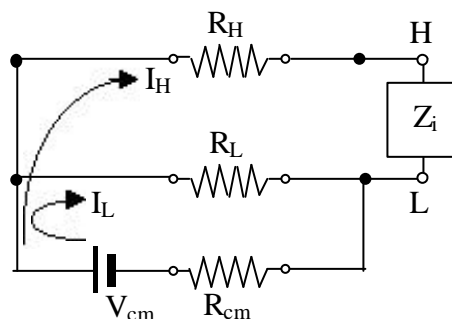
Anche se la reiezione di modo comune fosse infinita, ipotesi di strumento ideale, la misura di tensione non sarebbe esente da errori: il collegamento tra il terminale di ingresso L (low) dello strumento e il riferimento di tensione del circuito, infatti, non è a resistenza nulla. Si verifica, cioè, la situazione schematizzata in figura 5.20, che riporta solo il contributo del disturbo di modo comune.

Le correnti I_H e I_L , generate per effetto della tensione di modo comune V_{cm} , sono date da:

$$I_H = \frac{V_{cm} R_L}{R_L (R_H + Z_i) + R_{cm} (R_H + R_L + Z_i)} \quad (5.25)$$

$$I_L = \frac{V_{cm} (R_H + Z_i)}{R_L (R_H + Z_i) + R_{cm} (R_H + R_L + Z_i)} \quad (5.26)$$

dove Z_i è l'impedenza d'ingresso dello strumento di misura e R_{cm} è la resistenza di modo comune.



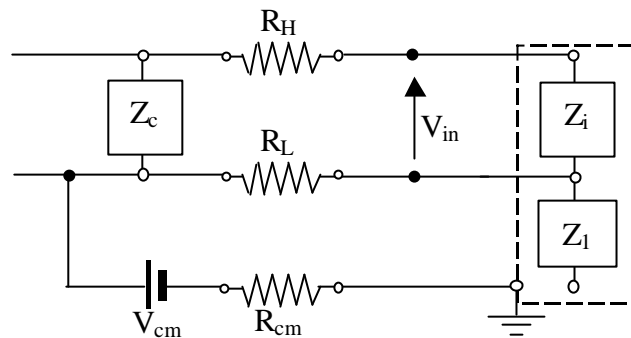
- figura 5.20 -

Poiché, in generale, $Z_i \gg R_{cm}$, allora il disturbo di modo normale presente in ingresso allo strumento vale:

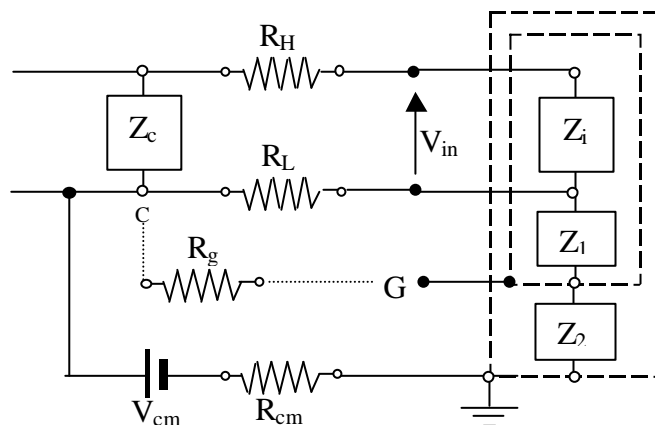
$$V_{in} = R_L I_L - R_H I_H \cong R_L I_L = \frac{R_L V_{cm}}{R_L + R_{cm}} \quad (5.27)$$

Si noti come parte del disturbo di modo comune si sia trasferito in disturbo di modo normale. A questo contributo è da aggiungere quello dovuto alla non idealità dello strumento di misura nei confronti della reiezione del rumore di modo comune.

Negli strumenti più sofisticati tale effetto è ridotto grazie ad una schermatura, come riportato in figura 5.21, dove l'impedenza Z_1 riduce il valore della I_L e quindi di V_{in} . Lo schermo è vincolato al potenziale di terra. La presenza dell'impedenza Z_1 , giustificata dal fatto che il terminale L non è più connesso a terra, riduce gli effetti degli squilibri tra i potenziali di riferimento.



- figura 5.21 -



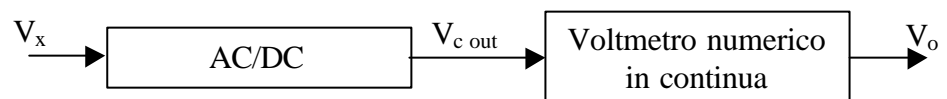
- figura 5.22 -

La riduzione massima della tensione di modo comune è tuttavia conseguita con una doppia schermatura, come in figura 5.22.

Le impedenze Z_1 e Z_2 abbattano la corrente I_L ed il contributo di modo comune in ingresso allo strumento è minimizzato. Il morsetto di guardia G può essere connesso al punto C attraverso una resistenza di valore R_g che chiude, attraverso Z_2 , una nuova maglia nella quale circola una aliquota di I_L . In questo modo la I_L viene ulteriormente ridotta giacché le resistenze sono scelte in modo da rendere il percorso R_L - Z_1 - Z_2 ad impedenza maggiore di quello costituito dal percorso R_g - Z_2 .

Voltmetri numerici in alternata

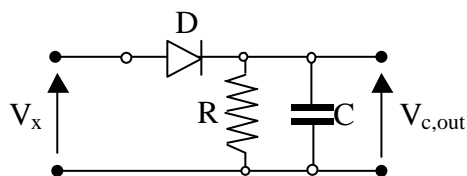
Per realizzare un voltmetro numerico in alternata si adottano, generalmente, opportuni blocchi di preconditionamento che, posti a monte di un voltmetro numerico in continua, estraggono una componente continua significativa dalla tensione AC. Essi si diversificano per il tipo di informazione desiderata (V_p , V_{pp} , V_{medio} , ...).



- figura 5.23 -

Misura del picco di un segnale sinusoidale

Un modello circuitale molto usato per misurare il valore di picco V_p di segnali sinusoidali, è riportato in figura 5.24.



- figura 5.24 -

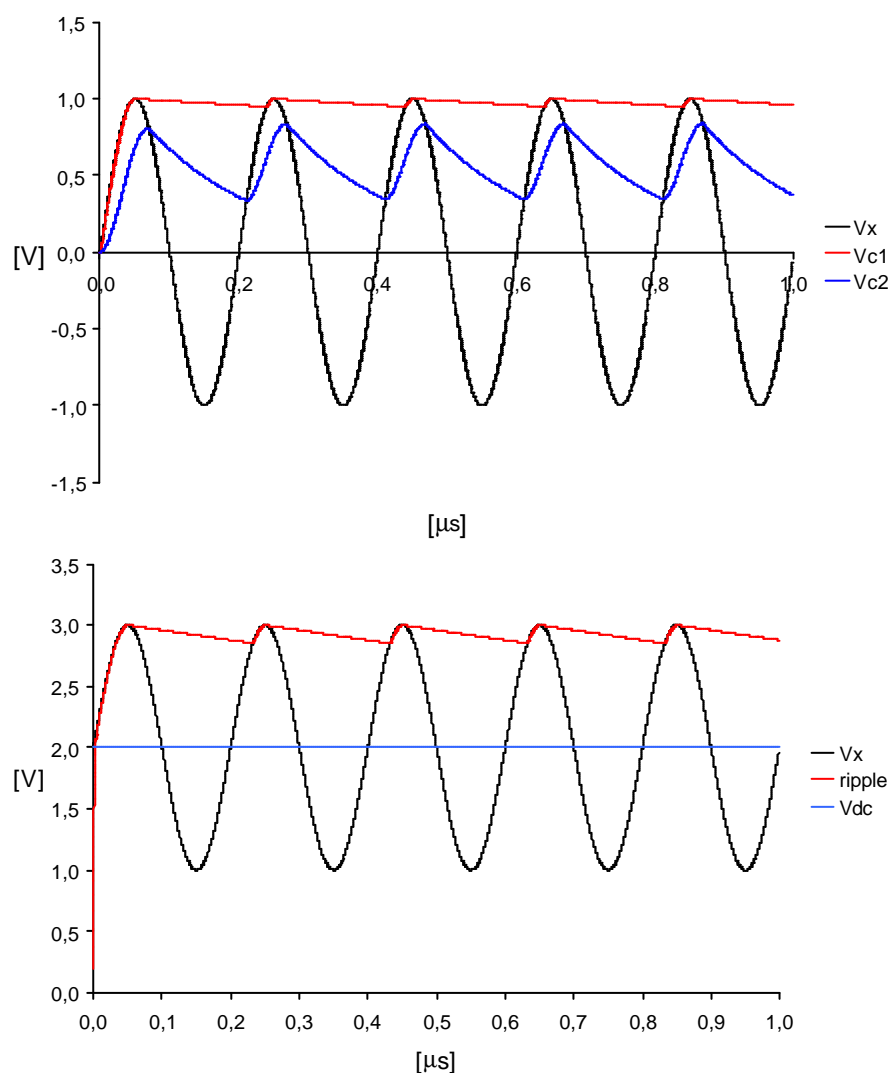
A regime, per $V_x > V_{c,out}$ il condensatore si carica con una costante di tempo pari ad $(r_{on} || R)C$ $r_{on}C$, mentre per $V_x < V_{c,out}$ il condensatore si scarica con costante di tempo pari ad $(r_{OFF} || R)C$ RC , dove r_{on} ed r_{OFF} sono rispettivamente la resistenza

diretta ed inversa del diodo, e C è la capacità del condensatore. Il generico andamento nel tempo della $V_{c,out}$ è riportato dal diagramma V_{c2} di figura 5.25a.

Per minimizzare l'ondulazione è sufficiente scegliere una resistenza R di valore elevato in modo da diminuire la velocità di scarica del condensatore: in ipotesi di diodo ideale, r_{on} nulla ed r_{OFF} infinita, l'andamento è rappresentato dal diagramma V_{c1} di figura 5.25a.

Il caso ideale è caratterizzato dall'assenza della fase di scarica del condensatore con conseguente assenza dell'ondulazione. In tal caso la tensione ai capi del condensatore coincide con la tensione di picco del segnale. Il circuito di riferimento è rappresentato in figura 5.27.

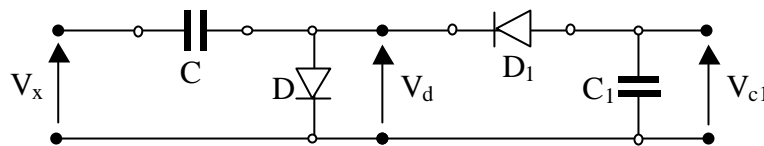
Questa soluzione consente la cosiddetta *misurazione di tensione di picco con accoppiamento in DC*, evidenziando il fatto che al segnale sinusoidale può o meno essere sovrapposta una tensione continua (figura 5.25b).



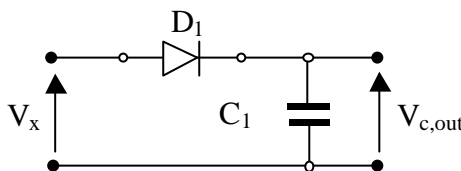
- figura 5.25 a),b) -

Misura picco picco di un segnale sinusoidale

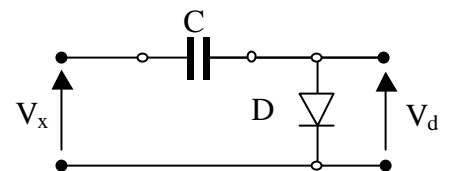
Una soluzione circuitale molto usata per le misure del valore picco picco è mostrata in figura 5.26 e può essere vista come composizione dei due circuiti fondamentali riportati nelle figure 5.27 e 5.28.



- figura 5.26 -



- figura 5.27 -



- figura 5.28 -

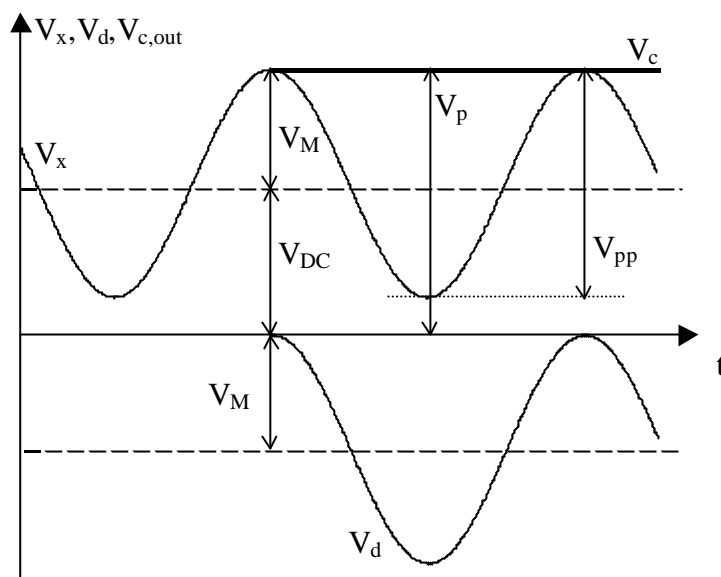
Il circuito di figura 5.27, come già descritto, è generalmente impiegato per la rilevazione del valore di picco. Il circuito di figura 5.28, invece, esibisce in uscita un segnale V_d che è pari al segnale V_x traslato verso il basso della quantità V_p ed è, quindi, sempre non positivo. Si osservi che il diodo D_1 di figura 5.26 è montato in polarità inversa rispetto a quello di figura 5.27 poiché il segnale V_d , come già detto, è negativo. In questo modo D_1 , supposto ideale, è sempre in conduzione e consente la carica di C_1 al valore minimo di V_d .

Le loro risposte a regime sono riportate in figura 5.29, e valgono rispettivamente:

$$V_{c,out} = V_M + V_{DC} \tag{5.28}$$

$$V_{c,out} = V_x - V_{c,out} \tag{5.29}$$

L'uscita V_{c1} , che per le costanti di tempo in gioco è una tensione continua, viene infine posta in ingresso ad un voltmetro numerico ad integrazione, per la misura del valore medio, e quindi, con il segno invertito, del valore di picco della sola componente alternata.



- figura 5.29 -

I voltmetri di picco e di picco picco hanno, generalmente, la scala tarata in valore efficace; in ipotesi di segnale sinusoidale, è possibile ricavare il valore di picco mediante la nota relazione:

$$V_p = \sqrt{2} V_{eff} \quad (5.30)$$

Questa relazione è valida solo per segnali sinusoidali: per altre classi di segnali, quindi, non è possibile ricavare il valore di picco dall'informazione fornita dallo strumento.

Voltmetri a valor medio

I voltmetri a valore medio sono voltmetri in alternata che forniscono il valore medio convenzionale di una forma d'onda a valore medio nullo. Essi sono costituiti da un blocco di condizionamento che effettua opportune trasformazioni del segnale di ingresso, e da un voltmetro in continua che ne misura il valore medio.

Il valore medio convenzionale è definito come:

$$v_{mc} = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt \quad (5.31)$$

Per un segnale sinusoidale vale la relazione:

$$v_{mc} = \frac{2}{p} V_p \quad (5.32)$$

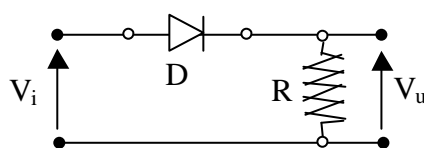
Il valore assoluto del segnale in ingresso è realizzato dal blocco di condizionamento mediante il raddrizzamento definito *a singola semionda*, che restituisce valori nulli in corrispondenza di valori negativi del segnale.

Il raddrizzamento è, invece, definito *a doppia semionda* se l'uscita del blocco di condizionamento restituisce valori simmetrici rispetto all'asse dei tempi in corrispondenza dei semiperiodi in cui il segnale sinusoidale in ingresso assume valori negativi (viene effettuata l'operazione di modulo).

In entrambi i casi il raddrizzamento restituisce valori positivi in corrispondenza dei semiperiodi in cui il segnale è positivo.

Essendo le aree positive e negative del segnale uguali in valore assoluto il valore medio può essere ottenuto dalla semplice semionda, valutando un semiperiodo (singola semionda) oppure, in maniera equivalente, esaminando un intero periodo in cui sono presenti la componente positiva del segnale e la semionda raddrizzata (doppia semionda).

Una soluzione circuitale molto usata per il raddrizzamento a singola semionda è riportata in figura 5.30.

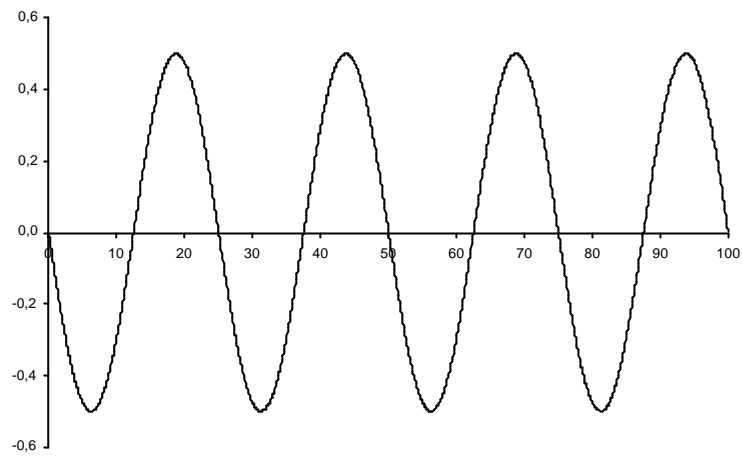


- figura 5.30 -

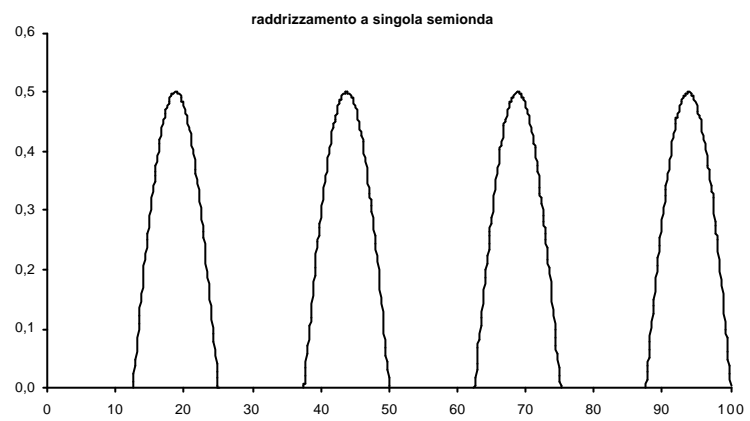
In ipotesi di idealità del diodo D , l'uscita V_u è pari a V_i per $V_i > 0$, altrimenti V_u è nulla poiché non circola corrente in R . Il diagramma che riporta l'andamento nel tempo dell'uscita V_u è riportato in figura 5.32 e rappresenta la componente positiva del segnale V_i in figura 5.31.

L'uscita V_u va poi in ingresso al voltmetro il cui periodo di integrazione deve essere accordato con quello del segnale V_i .

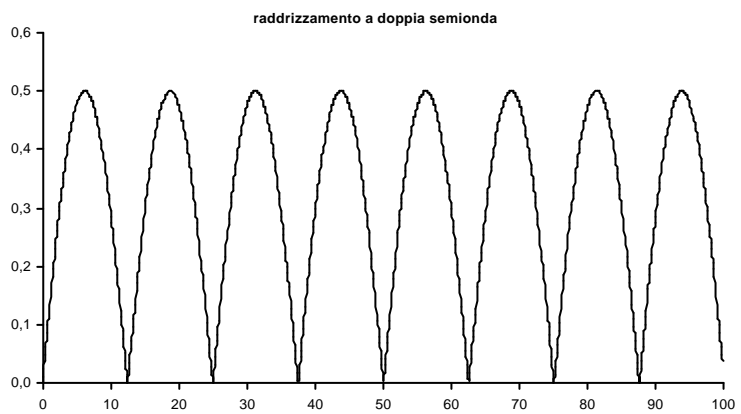
Il risultato, anche in questo caso, è fornito in termini di valore efficace. Il valore medio viene recuperato mediante il fattore di forma che, per un segnale sinusoidale, come è noto, vale 1,11.



- figura 5.31 -



- figura 5.32 -

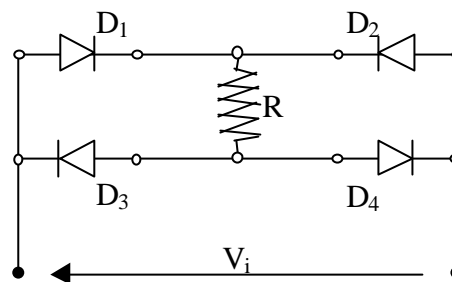


- figura 5.33 -

Il raddrizzamento a doppia semionda (figura 5.33) può essere realizzato attraverso un circuito costituito da quattro diodi, opportunamente connessi, detto a ponte di Graëtz (figura 5.34).

Quando il segnale V_i , applicato in ingresso al circuito, è positivo il percorso della corrente è D_1-R-D_4 perché i diodi considerati sono gli unici in conduzione. Quando V_i è negativo entrano in conduzione gli altri due diodi, i primi due si interdicono, ed il percorso della corrente è D_2-R-D_3 .

Detta R la resistenza di ingresso dello strumento è importante notare che la corrente che la attraversa ha sempre lo stesso verso e non cambia la polarità della tensione vista dal voltmetro.



- figura 5.34-

Voltmetri a vero valore efficace

Si è già detto che il **valore efficace** è il livello energetico di una grandezza e fornisce un'idea degli effetti termici ad essa associati.

Per le grandezze che variano con legge sinusoidale nel tempo, è possibile ricavare il valore efficace dalla misura, ad esempio, del valore di picco e applicando la nota relazione:

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.33)$$

dove V_p è il valore di picco del segnale.

Per le grandezze per cui non vale tale relazione, è necessario utilizzare strumenti che misurino direttamente il valore efficace.

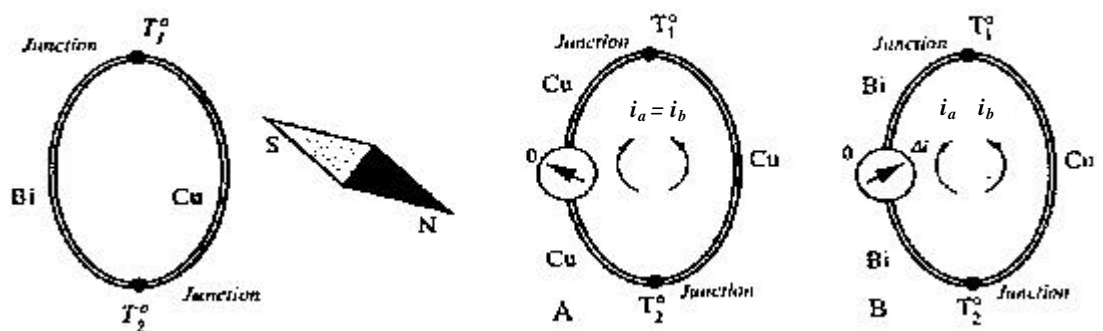
Sono disponibili in commercio strumenti che fanno uso di diverse soluzioni tra cui quella più diffusa utilizza particolari trasduttori, le termocoppie, il cui principio di funzionamento si basa sull'effetto termoelettrico (Seebeck, 1826 e Peltier, 1834).

Effetto Seebeck - un conduttore, con le estremità poste rispettivamente a temperatura T_1 e T_2 , con $T_2 > T_1$, è sede di un campo elettrico generato dal gradiente termico, che si manifesta con un incremento di tensione secondo la relazione:

$$dV = \alpha dT \quad (5.34)$$

dove α è il coefficiente di Seebeck e dipende dal tipo di metallo. La seguente tabella riporta il coefficiente di Seebeck ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) per alcuni metalli (o leghe) di uso più comune.

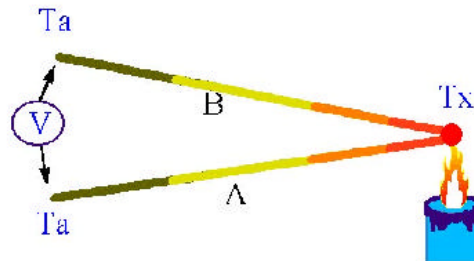
Tipo	Metalli (lega)	Coeff. Seebeck ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)
J	Fe-Con	50
K	Ni-Cr	40
T	Cu-Con	38
S	Pt/Rh-Pt	10
E	Ni/Cr-Con	59
N	Ni/Cr/Si-Ni/Sj	39



- figura 5.35 -

La **termocoppia** è un circuito elettrico costituito da due conduttori metallici, di differente materiale, saldati alle estremità per formare due giunzioni. In presenza di una differenza di temperatura tra le due giunzioni si genera, per effetto Seebeck, un flusso di cariche elettriche (figura 5.35).

Aperto una delle due giunzioni (figura 5.36), è possibile misurare una forza elettromotrice la cui polarità ed intensità è funzione del tipo di metallo e della temperatura alle giunzioni. Per misurare la tensione ai capi della termocoppia è necessario utilizzare un voltmetro a bassissimo consumo e cioè ad elevata impedenza interna.



- figura 5.36 -

La legge che descrive il fenomeno è:

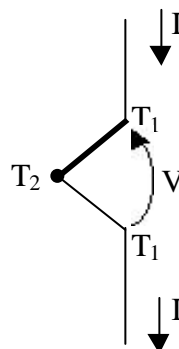
$$V = k_1(T_1 - T_2) + k_2(T_1 - T_2)^2 + \dots \quad (5.35)$$

In condizioni di linearità si trascurano i termini di ordine superiore al primo, e la relazione che lega la differenza di potenziale alla temperatura delle giunzioni J_1 e J_2 diventa:

$$V_{J_1, J_2} = k_1(T_1 - T_2) \quad (5.36)$$

Effetto Peltier - è il duale dell'effetto Seebeck: una corrente elettrica di intensità I che circola in una termocoppia, provoca, per effetto Joule, una variazione di temperatura alle giunzioni.

Con riferimento alla figura 5.37, se le due giunzioni J_1 e J_2 sono inizialmente alla stessa temperatura, $T_1 = T_2$, il passaggio della corrente I attraverso la giunzione J_2 ne determina il riscaldamento che la porta a temperatura $T_2 > T_1$.



- figura 5.37 -

La potenza termica dissipata alla giunzione J_2 vale:

$$P_{d_2} = R_{J_2} \cdot I^2 \quad (5.35)$$

dove R_{J_2} è la resistenza elettrica offerta dalla giunzione J_2 al passaggio della corrente I .

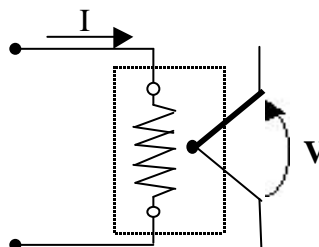
In regime di equilibrio termico, la potenza termica dissipata è pari a quella trasmessa alla giunzione, pertanto:

$$P_t = P_{d_2} \Rightarrow K^* (T_2 - T_1) = R_{J_2} I^2 \Rightarrow V_{J_1 J_2} = \frac{R_{J_2}}{K} \cdot I^2 \quad (5.36)$$

Da cui si evince che la tensione ai capi della termocoppia è proporzionale al quadrato del valore efficace della corrente. Ciò motiva la scelta delle termocoppie per le misure di valore efficace.

L'elevata sensibilità riscontrabile conferisce alla misura una buona qualità, ma questo tipo di soluzione, detta *a riscaldamento diretto* perché la corrente fluisce direttamente nella termocoppia, non consente una separazione elettrica tra il circuito di misura e quello sotto osservazione, generando indesiderati effetti di sovraccarico: valori di corrente relativamente elevati possono danneggiare la termocoppia.

Si preferisce, pertanto, utilizzare una metodologia diversa, detta *a riscaldamento indiretto*, in cui una corrente I , proporzionale alla grandezza di cui si desidera misurare il valore efficace, è fatta circolare in una resistenza di valore noto, il cui riscaldamento per effetto Joule determina la variazione di temperatura della giunzione della termocoppia, e quindi, la differenza di potenziale ai suoi capi, come mostrato in figura 5.38.

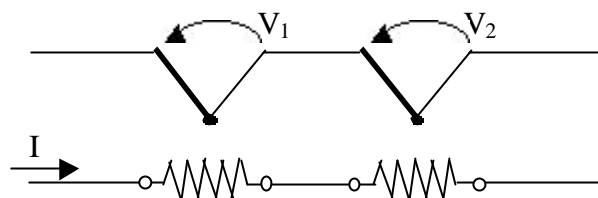


- figura 5.38 -

È evidente che i due circuiti sono isolati tra loro elettricamente ma non termicamente: la metodologia costruttiva prevede che si interponga tra la

resistenza e la giunzione un materiale che sia al contempo un buon isolante elettrico e un buon conduttore termico, come, ad esempio, il biossido di Titanio.

È possibile aumentare la sensibilità usando più termocoppie come in figura 5.39.

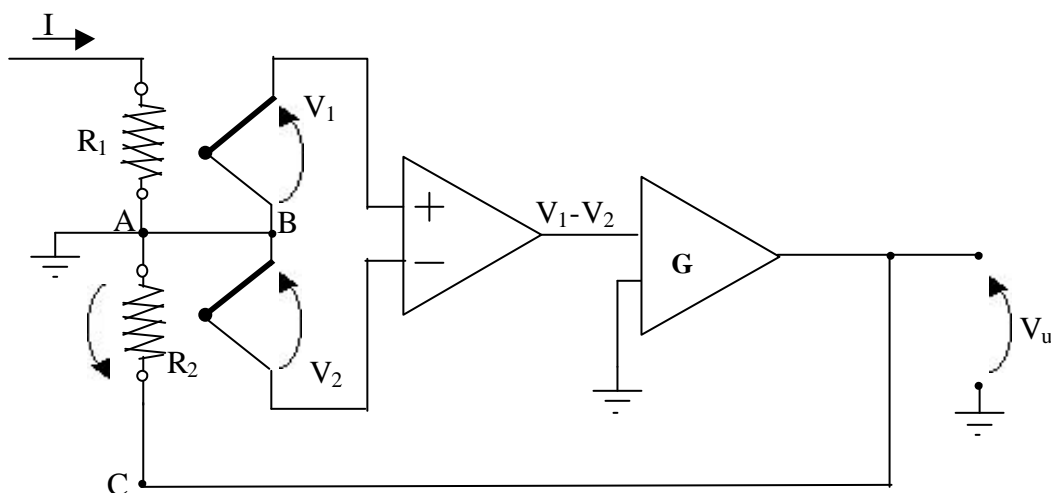


- figura 5.39 -

Le principali problematiche che si possono presentare sono:

1. piccola sovraccaricabilità – per evitare la rottura del trasduttore, l'intensità della corrente non può essere troppo elevata;
2. linearità – esiste un limite alla validità del legame lineare (5.34) tra la variazione di temperatura e la tensione rilevata;
3. riferimenti termici costanti – l'ipotesi di T_1 costante è riferita alla temperatura ambiente.

La soluzione circuitale di figura 5.40 risolve quest'ultimo problema.



- figura 5.40 -

Supponendo che le due termocoppie siano perfettamente uguali e che inizialmente siano nulle le tensioni alle giunzioni di entrambe le termocoppie, $V_1=0$ perché R_1 non si è ancora riscaldata e $V_2=0$ perché $V_u=0$.

Durante un breve transitorio il riscaldamento di R_1 determina un aumento di V_1 e, quindi, uno squilibrio ai morsetti di ingresso dell'amplificatore differenziale; l'amplificatore a guadagno G comincia dunque ad erogare una corrente che, riscaldando la seconda termocoppia, genera una V_2 che tende a compensare lo squilibrio. L'uguaglianza tra le tensioni V_1 e V_2 viene raggiunta con una precisione tanto maggiore quanto più elevato è il guadagno dell'amplificatore.

La tensione V_u , che per la topologia del circuito è pari alla caduta di tensione V_{CA} sulla resistenza R_2 , è una tensione continua perché, a regime, tali sono V_1 e V_2 e perché l'amplificatore differenziale è progettato per avere una banda passante per la sola componente continua.

L'uguaglianza delle resistenze e delle potenze trasmesse consente di considerare che:

$$P_{t_1} = P_{t_2} \Leftrightarrow \frac{V_{eff}^2}{R_1} = \frac{V_u^2}{R_2} \Leftrightarrow V_u = V_{eff} \quad (5.39)$$

La misura della tensione in uscita al circuito, affidata ad un voltmetro ad integrazione, è dunque una misura di valore efficace, qualunque sia l'andamento di I .

Le cause di incertezza dipendenti dalla temperatura ambiente vengono eliminate perché agiscono su entrambe le termocoppie, elidendosi.

Permangono tuttavia altre cause di incertezza, tra le quali:

- il guadagno G è finito,
- le termocoppie non sono perfettamente uguali,
- la seconda termocoppia, a differenza della prima, lavora sempre in continua, mentre la prima lavora in alternata; ciò significa che, pur essendo perfettamente uguali, il comportamento delle due termocoppie può essere differente al variare della frequenza del segnale in ingresso (occorre pertanto lavorare in banda).

Specifiche dei voltmetri numerici in AC

Ulteriori specifiche riportate dal costruttore per i voltmetri numerici in AC sono:

1. **Banda** – intervallo di frequenza entro cui l'errore è contenuto nei limiti specificati. Sovente quest'ultimi sono superati mediante l'uso di sonde.

2. **Prodotto della portata per la larghezza di banda** – questo prodotto indica la capacità di rispondere rapidamente alle variazioni della tensioni in ingresso ed è limitato dallo slew rate degli amplificatori operazionali. Quando questa specifica non viene soddisfatta gli amplificatori non sono in grado di seguire la forma d'onda in ingresso, che pertanto viene distorta.
3. **Distorsione e contenuto di armoniche** – la tensione periodica applicata all'ingresso può evidenziare distorsione, ovvero può discostarsi dalla forma d'onda sinusoidale; la presenza di armoniche costituenti il segnale è fonte di errore nella misura, ed il suo contributo è tanto maggiore quanto maggiori sono l'ampiezza e fase delle armoniche.

Ad esempio, quando si utilizza un voltmetro a vero valore efficace la misura vale:

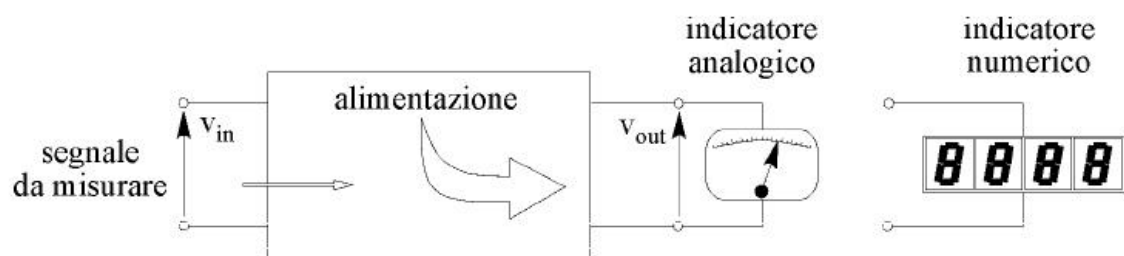
$$V_{eff} = \sqrt{V_{1eff}^2 + V_{2eff}^2 + V_{3eff}^2 + \dots} \quad (5.40)$$

con V_{1eff} , V_{2eff} ... valori efficaci delle singole armoniche. Il valore misurato rappresenta, pertanto, il valore efficace vero della forma d'onda complessiva, ed è maggiore del valore efficace della fondamentale.

Multimetri digitali (DMM, *Digital Multi Meter*)

L'alimentazione propria

La strumentazione elettronica, in generale, prevede il ricorso a una alimentazione propria (rete o batteria) indipendente dalla grandezza da misurare (figura 5.41). Questa particolarità consente di non caricare il circuito sotto prova, evitando di sottrargli l'energia necessaria per la presentazione o l'utilizzo del risultato di misura.



- figura 5.41 -

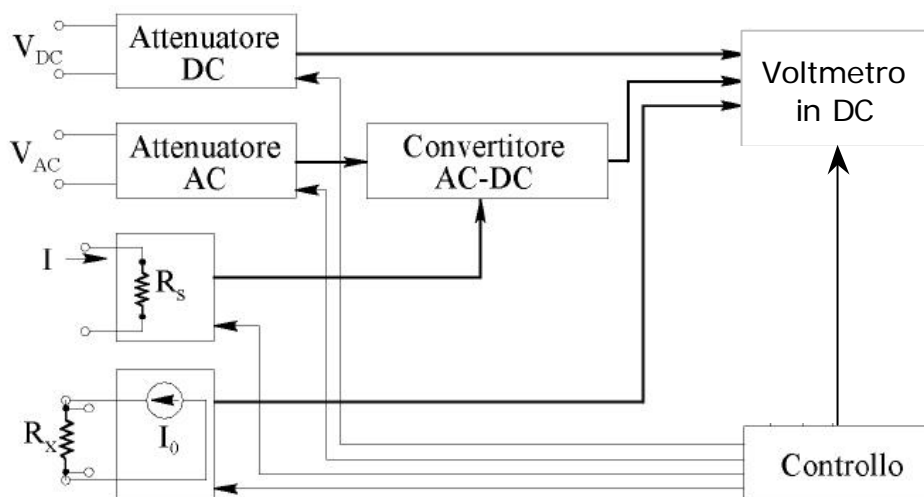
Gli strumenti elettronici possono conservare ancora la forma classica di visualizzazione, mediante la deviazione di un indice su una scala graduata, ma più spesso si preferisce adottare la forma di presentazione numerica, mediante indicazione di un numero su un *display*.

Per le misure di tensione sono quasi sempre impiegati nella pratica i voltmetri elettronici digitali (*Digital VoltMeter, DVM*). I multimetri digitali (*Digital MultiMeter, DMM*) sono la loro naturale evoluzione e, oltre alla possibilità di misurare le tensioni, normalmente abbinano altre funzioni, quali quelle di amperometri e ohmmetri per misure di corrente e resistenza.

Lo schema a blocchi di un generico multimetro digitale è riportato in figura 5.42.

Misure di tensione

Fra i componenti dello schema a blocchi di figura 5.42, si osserva innanzitutto la rete attenuatrice in ingresso, che ha lo scopo di ridurre i segnali di tensione a valori sopportabili dai circuiti elettronici a valle. Nei multimetri di maggior pregio la rete attenuatrice in AC è separata da quella in DC (per motivi di comportamento in frequenza, che richiedono una compensazione). Più spesso si ha un unico attenuatore d'ingresso.



- figura 5.42 -

Nelle misure di tensione in DC il segnale in uscita dall'attenuatore viene direttamente applicato al convertitore analogico/digitale (AD).

Nelle misure di tensione in AC, viceversa, il circuito d'ingresso prevede una ulteriore importante sezione circuitale costituita dal convertitore AC-DC. Questo, tipicamente, è un convertitore che produce in uscita un segnale di tensione continuo con valore pari al vero valore efficace del segnale applicato in ingresso. In

tal modo il convertitore analogico/digitale (AD) tratta sempre segnali di tensione continui che possono essere digitalizzati tramite convertitori analogico/digitali particolarmente accurati, per esempio del tipo a conteggio di impulsi come quello in figura 5.42.

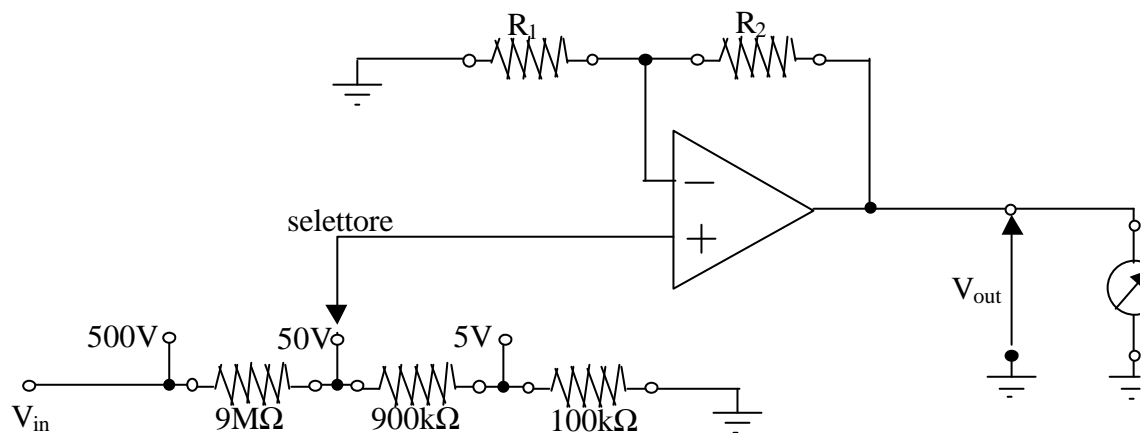
L'attenuazione

In alcuni casi il segnale applicato allo strumento deve essere attenuato. In tali casi si ricorre al partitore resistivo di figura 5.43 dove, come esempio, sono state poste in serie le resistenze di $9M\Omega$, $900k\Omega$ e $100k\Omega$, per un totale di $10M\Omega$.

Un amplificatore operazionale in configurazione non invertente, o inseguitore, può costituire un modo semplice per completare lo stadio d'ingresso di un voltmetro elettronico.

In tale circuito l'amplificatore, se si ammette per esso un comportamento ideale, non assorbe alcuna corrente al morsetto non invertente (+); pertanto la tensione V_{in} applicata in ingresso allo strumento vede sempre una resistenza pari alla somma delle resistenze del partitore (nel caso illustrato il valore è di $10M\Omega$).

Il selettore di portata viene posizionato su una delle tre posizioni contraddistinte dai valori 5V, 50V e 500V, a seconda del valore della tensione in ingresso.



- figura 5.43 -

Se, ad esempio, il selettore di portata è posizionato sul valore di uscita del partitore a 50V risulta:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1M\Omega}{10M\Omega} V_{in} \Big|_{R_2=R_1} = \frac{V_{in}}{5} \Big|_{V_{in}=500V} = 100V \quad (5.41)$$

Se le resistenze R_1 e R_2 che formano la rete di retroazione dello stadio sono di valore uguale, il guadagno a ciclo chiuso è pari a 2 e la tensione d'uscita V_{out} a fondoscala risulta di 100V.

Buona norma suggerisce di iniziare la misurazione partendo dal valore più basso del partitore.

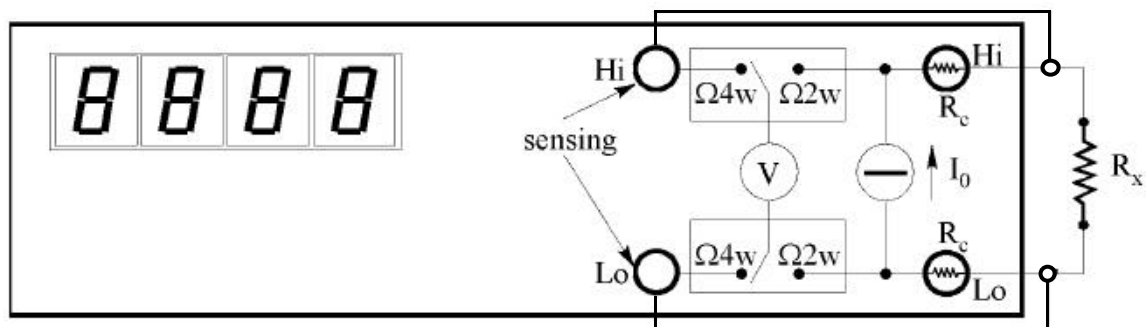
Misure di corrente

Lo strumento digitale di base è un misuratore di tensione in continua. Pertanto tutte le grandezze elettriche, sia continue che alternate, sono preventivamente convertite in tensione continua.

Per effettuare una misurazione di corrente si utilizza, normalmente, una resistenza tarata R_s , interna allo strumento. La corrente I viene iniettata nella resistenza R_s e si misura la caduta di tensione $R_s I$ ai suoi capi (si veda figura 5.42). In tal modo la misura di corrente viene ricondotta alla misura di una tensione, fatta dal voltmetro interno allo strumento, e per la quale vale tutto quanto detto in precedenza.

Misure di resistenza

Le misure di resistenza si ottengono iniettando una corrente continua nota I_0 , prodotta da un generatore di corrente interno allo strumento, nella resistenza incognita R_x e misurando la caduta di tensione agli estremi.



- figura 5.44 -

Questo metodo di misura, detto *a due morsetti*, presenta l'inconveniente di misurare anche altre grandezze come la caduta di tensione dovuta alla resistenza dei conduttori di collegamento, alla resistenza dovuta ai contatti e alle forze elettromotrici di contatto. Dette rispettivamente R_L ed R_c la resistenza di collegamento e di contatto, si ha:

$$V_m = (R_x + 2R_L + 2R_c)I_0 + E_{c2} - E_{c1} \quad (5.42)$$

dove E_{c1} ed E_{c2} sono le forze elettromotrici di contatto.

L'ipotesi semplificativa $E_{c2} = E_{c1}$, permette di scrivere:

$$V_m = (R_x + 2R_L + 2R_c)I_0 \Rightarrow R_m = \frac{V_m}{I_0} = R_x + 2(R_L + R_c) \quad (5.43)$$

Pertanto, se il valore della resistenza è dello stesso ordine di grandezza dei collegamenti, si ottiene una misura di scarsa qualità.

Per la misura di resistenza di basso valore, inferiori ad 1Ω , alcuni multimetri digitali dispongono di un sistema a *quattro morsetti* (metodo Kelvin), come in figura 5.44. Lo strumento utilizza un primo circuito per iniettare, attraverso i morsetti (Hi, Lo), la corrente I_0 nella resistenza incognita R_x , e un secondo circuito per la misura di tensione ai morsetti di *sensing* (Hi, Lo). In tal modo, le cadute di tensione sulle resistenze R_c , ed R_L possono essere trascurate perché la corrente che interessa la maglia di sense risulta poco significativa per la presenza della resistenza interna del voltmetro. Si ottiene così una misura più accurata.

I multimetri commerciali sono infine dotati di funzioni più o meno sofisticate per il controllo e la gestione della misurazione: per esempio è frequente la funzione di *autorange*, che consiste nella predisposizione automatica della portata più opportuna per la grandezza sotto misura.

Dispositivi di visualizzazione

I dispositivi di visualizzazione nei multimetri digitali sono normalmente display a sette segmenti, dove ciascuna cifra può assumere un valore intero compreso fra 0 e 9. Pertanto un display, ad esempio, con tre cifre può rappresentare al massimo il valore 999.

Il costruttore dichiara spesso anche una mezza cifra, ad esempio $3\frac{1}{2}$. La mezza cifra (a sinistra del display) può assumere solo i valori 0 ed 1. Il massimo valore che può essere rappresentato su un display con $3\frac{1}{2}$ cifre è, pertanto, 1999.

Il vantaggio si spiega con un esempio: si abbia un voltmetro con tre cifre piene (quindi senza la mezza cifra), impiegato in misure attorno a 1V. Nel passaggio da 999mV a 1,001V, la variazione di 2mV impone un cambiamento di scala. Le letture su un display con tre cifre piene saranno .999V e 1.00V. Nel cambiamento di scala si perde quindi una cifra decimale.

Se viceversa il voltmetro è con $3\frac{1}{2}$ cifre, le indicazioni sono rispettivamente 0.999V e 1.001V, mantenendo l'informazione sull'ultima cifra.