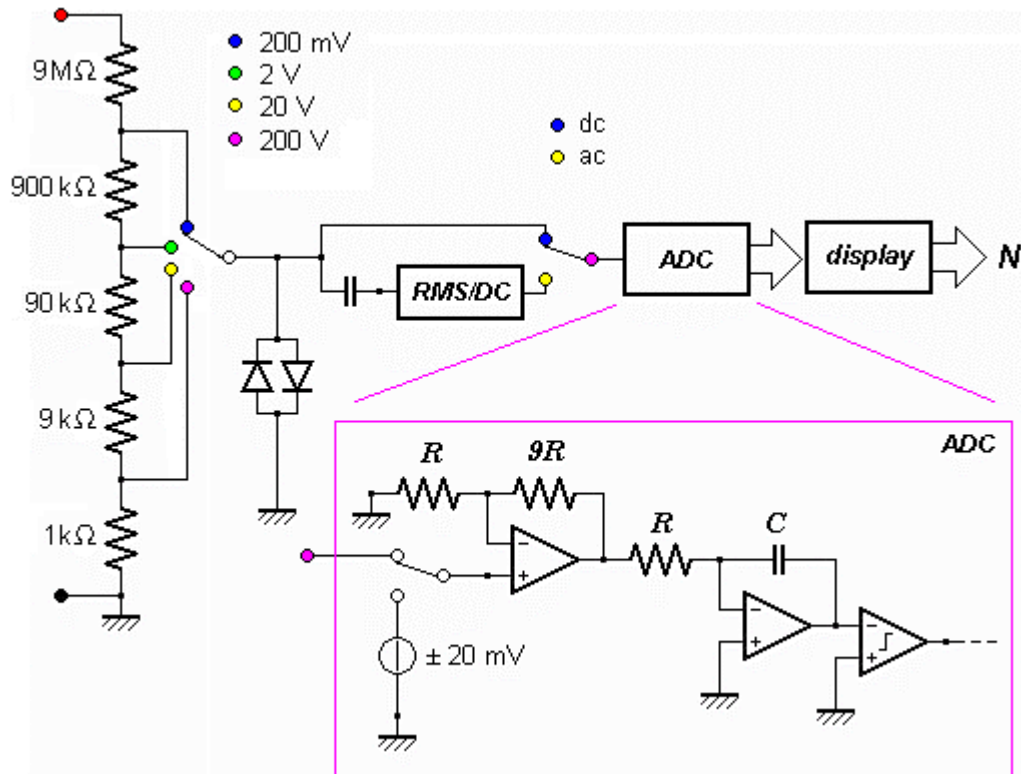


CAPITOLO 14

14.1 Multimetro per la misura di tensioni continue e alternate.

La figura mostra lo schema di principio di un voltmetro a quattro portate (200mV, 2V, 20V e 200V) in grado di misurare sia il valore medio della tensione di ingresso (dc), sia il valore efficace della componente alternativa della tensione di ingresso (ac).



14.1.1 Partitore di ingresso

Dall'esame dello schema di principio del multimetro, si vede che il segnale da misurare è addotto tramite un partitore di ingresso che permette di selezionare una di quattro possibili portate (200mV, 2V, 20V, 200V). In tal modo è possibile adattare l'ampiezza del segnale al campo di misura consentito dal convertitore AD. Per minimizzare l'effetto dell'incertezza dovuta alla quantizzazione è opportuno impostare la portata immediatamente superiore al valore presunto della tensione da misurare. Ad esempio, per un segnale di ampiezza presunta di 1.5V, si userà la portata 2 volt. Infatti, le portate di 20V e 200V sarebbero eccessive ed il loro uso avrebbe l'unico indesiderato effetto di determinare un elevato peso della incertezza di quantizzazione nei confronti dell'incognita. D'altro canto, qualora scegliessimo la portata di 200mV, provocheremmo un effetto di "fuori scala" o "over range" dello strumento.

Il partitore di ingresso è costituito da resistori di precisione di elevata stabilità e purezza (con assenza di parametri parassiti di natura reattiva) al fine di garantire la costanza dei rapporti di partizione sia nel tempo che nella frequenza. Le variazioni di temperatura, se i resistori hanno lo stesso coefficiente di temperatura, non introducono variazioni nei coefficienti di attenuazione. I valori tipici della resistenza vista dai morsetti di ingresso del multimetro sono dell'ordine di $1 \div 10M\Omega$.

14.1.2 Dispositivo di protezione da sovraccarichi

Proseguendo nell'esame dello schema si notano due diodi in antiparallelo: essi hanno il compito di proteggere i circuiti che seguono da tensioni troppo elevate che potrebbero essere applicate per effetto di un uso errato dello strumento. Quando allo strumento viene applicata una qualsiasi

tensione contenuta entro il fondo scala selezionato, la tensione applicata al dispositivo di protezione da sovraccarichi non supera i 20mV, pertanto il punto di lavoro di uno dei diodi è inferiore alla soglia di conduzione mentre l'altro risulta inversamente polarizzato. Questa situazione fa sì che la corrente derivata verso massa dai diodi risulti trascurabile nei confronti della corrente che fluisce nel partitore di ingresso. In questa maniera si può ritenere che il partitore operi a vuoto e che la tensione applicata ai circuiti di conversione sia una aliquota conosciuta della tensione di ingresso.

Nel caso di un eventuale sovraccarico indotto da una scelta errata della portata strumentale, la tensione applicata ai blocchi di conversione può raggiungere il valore di soglia di conduzione di uno dei due diodi (per i diodi al germanio questo avviene ad una tensione di circa 200mV mentre per quelli al silicio a circa 600mV). La repentina e non lineare variazione di resistenza del dispositivo di protezione limita la tensione in uscita dal partitore ed evita di danneggiare i delicati circuiti di conversione i quali, pur presentando saturazioni ed altri fenomeni che impediscono la corretta misurazione dell'incognita, possono ben sopportare una tensione di questo valore senza rimanere irrimediabilmente danneggiati.

14.1.3 Selettore della funzione (dc/ac) e convertitore RMS/DC

Il segnale viene quindi portato ad un selettore a 2 posizioni:

- DC (Direct Coupling)
- AC (Alternative Coupling)

La posizione DC, ad accoppiamento diretto, connette il segnale da misurare direttamente al convertitore analogico digitale (blocco ADC). La posizione AC, prima di portare il segnale da convertire al blocco ADC, prevede un trattamento preventivo del segnale di ingresso che consiste nel connettere l'ingresso ad un condensatore di blocco della componente continua la cui uscita è collegata ad un convertitore RMS/DC.

Nel caso in cui il contatto del selettore sia nella posizione "dc" (nello schema sopra riportato è questo il caso presentato) il convertitore ADC, che è realizzato mediante un circuito a valore medio "tensione-tempo a doppia rampa", ha in ingresso il segnale incognito e ne converte in forma numerica il valore medio (si veda eventualmente in proposito la lezione sui convertitori analogico-digitali).

Nel caso in cui il contatto del selettore sia nella posizione "ac" il convertitore ADC riceve in ingresso il segnale generato dal convertitore RMS/DC il quale, come si vedrà di seguito, fornisce in uscita un segnale la cui tensione media risulta uguale al valore efficace del segnale in ingresso.

14.1.4 Convertitore ADC

Il convertitore analogico-digitale utilizzato nei multimetri classici è del tipo a conversione "tensione-tempo" a doppia rampa (in alcuni casi si usano convertitori più sofisticati di tipo multirampa). Rispetto al circuito mostrato e commentato nella lezione sui convertitori analogico-digitali si antepone al commutatore di ingresso un circuito amplificatore al fine di aumentare la impedenza di ingresso del blocco integratore in modo da non caricare né il campione di f.e.m., né il partitore di ingresso per non alterare i valori delle tensioni fornite da questi due componenti.

14.1.5 Display

Il display (o visualizzatore) è il dispositivo che fornisce all'operatore l'indicazione della misura. In genere si usano display con cifre a sette segmenti realizzate mediante cristalli liquidi oppure dispositivi a fluorescenza. Il nome di questo dispositivo trae origine dalla struttura della cifra usata per generare le cifre che compongono il risultato di misura. Infatti, ciascuna cifra viene costruita accendendo o spegnendo opportunamente sette elementi lineari per mezzo di un circuito di controllo:



Per ottimizzare l'impiego della componentistica si preferisce limitare la prima cifra a solo tre segmenti in maniera da poter codificare 4 diverse situazioni: -1, -0, 0, 1 (è ovvio che lo 0 viene omesso). Questa soluzione viene chiamata "mezza cifra" e l'esempio sopra riportato è quello di un display a 4 ½ cifre (quattro cifre e mezzo). A titolo di esempio si riporta il display a 4 ½ cifre che indica il numero -0,5379.



14.1.6 Consumo dello strumento e resistenza di ingresso

Il voltmetro ideale non deriva corrente dal circuito sotto misura pertanto esso è caratterizzato da una resistenza interna infinita. Come si può invece vedere dallo schema riportato (e dai dati degli strumenti reali) i voltmetri reali presentano una resistenza di ingresso che non è infinita e che, tipicamente, è dell'ordine di 1÷10Mohm, con capacità parassita in parallelo di alcune decine di pF. Normalmente questi valori di resistenza sono già sufficienti a rendere trascurabili gli effetti di carico strumentale. Alcuni strumenti particolarmente sofisticati possono poi, rinunciando alla possibilità di attenuare i segnali di maggiore ampiezza, realizzare una sola portata applicando direttamente il segnale incognito all'ingresso dell'amplificatore posto all'interno del convertitore ADC. Sfruttando l'elevatissima impedenza che questi dispositivi presentano si possono realizzare strumenti con resistenze di ingresso che superano il GΩ (10⁹Ω): la portata, in questi casi, risulta confrontabile con il valore della tensione fornita dal campione interno.

14.2 Convertitori RMS/DC e TRMS/DC

14.2.1 Valore efficace di un segnale periodico, fattore di cresta

Il valore efficace di un segnale periodico è definito, matematicamente, come:

$$G = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} g^2(t) dt}$$

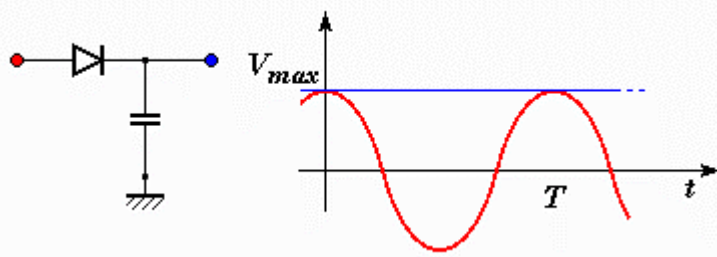
La formula sopra riportata traduce in termini rigorosi una equivalenza energetica che venne storicamente adottata quando, nella distribuzione dell'energia elettrica, si passò dal regime continuo a quello alternato: "In un tempo pari ad un periodo una corrente alternata con valore efficace della intensità di 1A circolando su di un resistore dissipa la stessa energia che sarebbe dissipata, nello stesso tempo, da una corrente costante con intensità di 1A".

Poiché la misurazione diretta del parametro "valore efficace" di un segnale non è agevole si sono cercati metodi di misura indiretti che permettano la stima del valore efficace dal valore di altri parametri stazionari del segnale. Al rapporto fra il valore di picco di un segnale ed il suo valore efficace è stato dato il nome di "fattore di cresta": analiticamente si può facilmente dimostrare che,

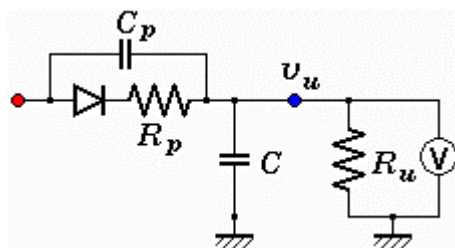
per un segnale sinusoidale, il fattore di cresta vale $\sqrt{2}$. Dalla conoscenza del valore di picco si potrebbe quindi agevolmente ricavare il valore efficace semplicemente dividendo il valore numerico ottenuto per il fattore di cresta: sfortunatamente il valore del fattore di cresta varia con la forma d'onda del segnale! In presenza di distorsioni, quando cioè la forma d'onda del segnale non è rigorosamente sinusoidale, il dividere il valore di picco del segnale per $\sqrt{2}$ al fine di ricavare il valore efficace comporta errori che possono essere anche molto rilevanti. Fino all'avvento dell'elettronica di potenza si poteva ritenere che i segnali presenti negli impianti elettrici fossero "praticamente" sinusoidali pertanto, grazie alla semplicità dei circuiti con i quali si poteva misurare il valore di picco delle tensioni, ebbero notevole diffusione gli strumenti basati su questa tecnica; al giorno d'oggi è invece frequente dover operare con segnali apprezzabilmente distorti ed è stato necessario sviluppare circuiti più sofisticati che permettano la corretta misura del valore efficace. Per distinguere gli strumenti del primo tipo (utilizzabili correttamente solo se il segnale da misurare ha forma d'onda sinusoidale) da quelli del secondo tipo (utilizzabili correttamente anche con segnali distorti) sono rispettivamente utilizzate le sigle RMS e TRMS, acronimi di "root mean square" e "true root mean square" (tradotte in italiano con le espressioni "strumento a valore efficace" e "strumento a vero valore efficace".)

14.2.2 Convertitore voltmetrico RMS/DC a valore di picco: Principio di funzionamento

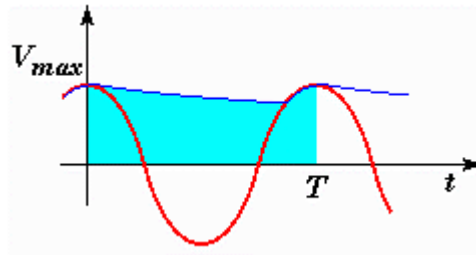
In condizioni ideali (diodo esente da soglia e senza effetti parassiti, circuito a vuoto, segnale a valor medio nullo, ...) un semplice circuito composto da un diodo e da un condensatore permette, esauriti gli eventuali transitori iniziali, di ottenere in uscita una tensione costante di valore pari al valore di picco del segnale in ingresso.



La presenza di parametri parassiti nel diodo (si trascura in questa sede l'effetto della soglia che provoca una caduta di tensione durante la conduzione del dispositivo) e la necessità di inserire uno strumento con il quale misurare la tensione in uscita dal circuito, modifica il comportamento del dispositivo. Per esaminare il comportamento dello strumento ed individuare la incertezza con cui viene misurato il valore di picco del segnale di ingresso si faccia quindi riferimento allo schema seguente:



In banda audio, cioè nel campo che si estende da pochi hertz fino alle decine di kHz, i parametri parassiti del diodo hanno effetti che possono essere trascurati nei confronti di quelli provocati dalla presenza dello strumento utilizzatore che "carica" l'uscita con una resistenza equivalente R_u . La forma d'onda del segnale che viene ad essere applicato all'ingresso del voltmetro a valore medio V è quella rappresentata nel diagramma sotto riportato:



Non appena la tensione di ingresso supera il valore massimo il diodo si interdice e la carica elettrica immagazzinata nella capacità inizia a ricombinarsi fluendo attraverso la resistenza R_u . La scarica della capacità determina una tensione di uscita che assume il tipico andamento esponenziale decrescente fino a quando la tensione di ingresso, crescendo, non polarizza di nuovo direttamente il diodo ricaricando la capacità C . Da questo istante e fino al raggiungimento al successivo massimo l'andamento della tensione di uscita assume un andamento sinusoidale.

14.2.3 Determinazione della incertezza del convertitore nel rilevare la tensione di picco

Ciò che il voltmetro misura non è il valore di picco del segnale di ingresso, ma il valore medio del segnale di uscita (proporzionale all'area evidenziata in azzurro nella figura: si deve quindi quantificare tale scarto oppure, cosa più agevole, si deve individuare un maggiorante dello scarto che verrà assunto come "incertezza" della misura.

Per valutare lo scarto iniziamo considerando che l'espressione analitica del segnale nell'intervallo di tempo che corrisponde alla scarica della capacità è quella sotto riportata:

$$v_u(t) = V_{\max} e^{-\frac{t}{RC}}$$

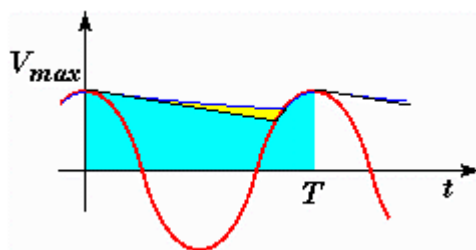
Per valutare l'area sottesa dalla tensione di uscita (area evidenziata in azzurro) si potrebbe individuare la intersezione della esponenziale decrescente con la sinusoidale crescente in maniera da individuare gli estremi di integrazione delle due funzioni, ma il processo sarebbe relativamente laborioso.

In alternativa, sotto la condizione che il periodo T del segnale di ingresso sia molto minore della costante di tempo di scarica $R_u C$, si può linearizzare la espressione della scarica ottenendo:

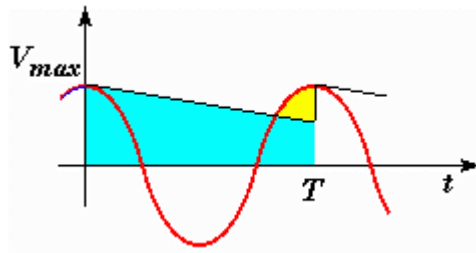
$$T \ll \tau = RC$$

$$v_u(t) \approx V_{\max} \left(1 - \frac{t}{RC} \right)$$

Questa linearizzazione comporta una diminuzione dell'area sottesa in quanto viene trascurata la parte evidenziata in giallo nella figura sotto riportata: ciò determina quindi un modesto aumento del valore stimato dello scarto che intercorre fra il valore massimo del segnale di ingresso ed il valore medio del segnale di uscita dal convertitore.



La seconda ipotesi semplificativa che viene introdotta consiste nel considerare che la fase di scarica esponenziale abbia durata uguale al periodo del segnale in ingresso: ciò corrisponde al considerare una carica della capacità in tempo nullo e quindi al trascurare il contributo dell'area evidenziata in giallo nella figura sottostante.



Con la approssimazione introdotta si sovrastima ulteriormente lo scarto fra il valore medio del segnale in uscita ed il valore di picco del segnale in ingresso al convertitore, ma il calcolo del valore medio si riduce al calcolo della semisomma dei due valori estremi:

$$\bar{v}_u \approx \frac{V_{\max} + V_{\max} \left(1 - \frac{T}{RC}\right)}{2} = V_{\max} \left(1 - \frac{T}{2RC}\right)$$

Lo scarto assume quindi i seguenti valori (assoluto) e relativo:

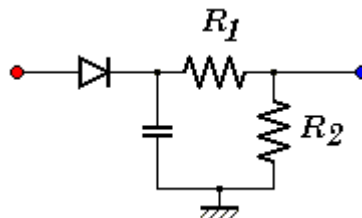
$$\Delta V_{\max} = V_{\max} \left(1 - \frac{T}{2RC}\right) - V_{\max} = V_{\max} \frac{1}{-2RCf}$$

$$\frac{\Delta V_{\max}}{V_{\max}} = \frac{1}{-2RCf}$$

Come si può notare, la espressione ottenuta mostra che lo scarto relativo diminuisce all'aumentare di R_u , di C e di f : nella realtà ciò è solo parzialmente vero in quanto all'aumentare della frequenza si evidenziano sempre più gli effetti dei parametri parassiti del diodo che, nel calcolo compiuto, erano stati trascurati.

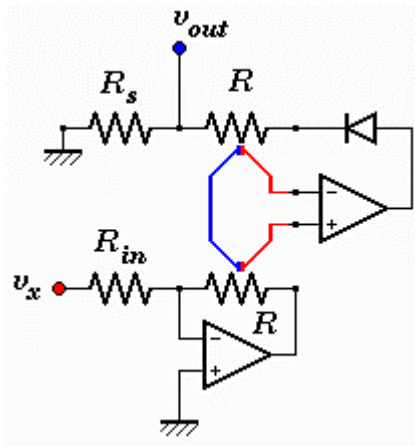
14.2.4 Determinazione (stima) del valore efficace

Nel caso in cui si conosca il valore del "fattore di cresta" (rapporto fra il valore massimo del segnale ed il valore efficace) è possibile, con l'uso del convertitore sopra discusso, ricavare il valore efficace. Nel caso di onda sinusoidale questo rapporto vale $\sqrt{2}$ pertanto, sotto l'ipotesi che il segnale sotto misurazione sia esclusivamente sinusoidale è possibile ricavare in uscita dal convertitore un segnale il cui valore medio è uguale al valore efficace mediante il circuito sotto riportato:



in cui $R_1 = 0,41 R_2$

14.3 Convertitore voltmetrico TRMS/DC a termocoppia

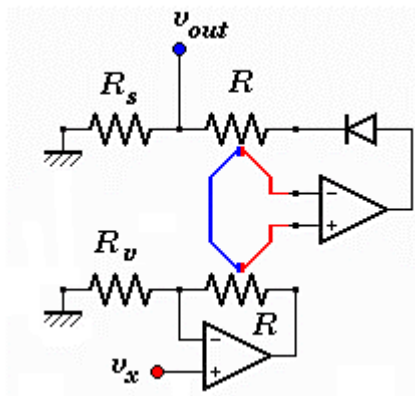


Il convertitore TRMS/DC a termocoppia è basato sulla equivalenza energetica fra valore efficace di un segnale periodico e valore (medio) di un segnale costante.

La tensione in ingresso viene convertita, mediante un resistore R_{in} di adeguata purezza e stabilità, in una corrente che l'OpAmp forza a circolare nel suo ramo di retroazione. Il riscaldamento per effetto Joule che ha luogo nel resistore di retroazione provoca un riscaldamento della corrispondente giunzione della termocoppia e la nascita di una f.e.m. termoelettrica che, amplificata dal secondo OpAmp, determina la circolazione di una corrente nella serie costituita dai due resistori R_s ed R . Il sistema, grazie al guadagno elevatissimo che gli OpAmp presentano, assume un regime in cui le temperature delle due giunzioni si equivalgono: in questa situazione, se i due resistori R sono identici, il calore sviluppato per effetto Joule dalla corrente che circola sul resistore R_{in} è uguale a quello sviluppato dalla corrente (continua) che circola su R_s . Ciò significa che il valore efficace della corrente che circola su R_{in} è uguale al valore della corrente continua che circola su R_s . Il valore efficace di $v_x(t)$ risulta pertanto:

$$V_x = \frac{R_{in}}{R_s} v_{out}$$

Uno schema alternativo e migliorato per quanto riguarda la resistenza di ingresso che risulta aumentata di alcuni ordini di grandezza viene riportato nello schema seguente.



In questo caso il primo OpAmp lavora in maniera tale da creare una caduta uguale a $v_x(t)$ sul resistore R_v che deve essere dotato di una purezza tale da poter trascurare i parametri parassiti reattivi. L'OpAmp realizza tale caduta imponendo la circolazione di una corrente il cui valore istantaneo $i(t)$ è proporzionale alla $v_x(t)$ sulle due resistenze R_v ed R . Il riscaldamento per effetto Joule del resistore R determina un funzionamento della termocoppia e del secondo OpAmp identico a quello già descritto poco sopra.

Le cause di incertezza di questi due circuiti sono rappresentate dalla banda del primo amplificatore che limita il campo di frequenza analizzabile, dalle inevitabili differenze che i due riscaldatori R presentano a causa del processo di costruzione, dalla lieve differenza che comunque resta fra le temperature delle giunzioni (differenza che risulta tanto più piccola quanto maggiore è il guadagno del secondo OpAmp). Le prestazioni si pagano con la impossibilità di integrare questi convertitori in dispositivi allo stato solido.