

Oscilloscopio analogico

1 - Principio di funzionamento

Il CRT e la deflessione del fascio elettronico

L'oscilloscopio è uno degli strumenti elettronici più diffusi e versatili. Il suo scopo principale è quello di riprodurre su uno schermo l'andamento temporale dei segnali applicati.

Questo risultato è ottenuto tramite un sottile fascio di elettroni che colpisce uno schermo fluorescente ricoperto di fosfori. Lo schermo si illumina nel punto in cui si è verificato l'impatto degli elettroni.

L'oscilloscopio, in una rappresentazione semplificata (Fig.1.1), è costituito da un tubo sotto vuoto (*Cathode Ray Tube, CRT*) contenente un cannone elettronico e un sistema di placche di deflessione. Il cannone elettronico è costituito da un filamento riscaldato, un catodo e un anodo. Il filamento emette elettroni per effetto termoionico.

Gli elettroni vengono accelerati secondo la direzione z per mezzo di un generatore di tensione continua di valore U_a , il quale crea un campo elettrico fra anodo e catodo del cannone elettronico, determinando pertanto su un generico elettrone la forza F_z .

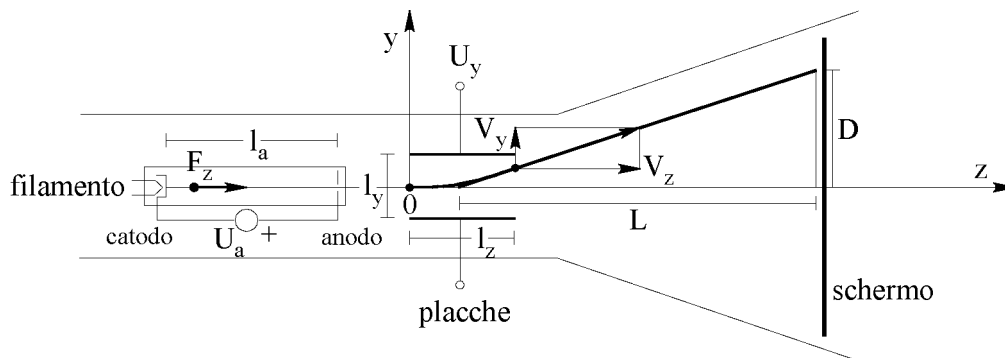


Fig.1.1 - Schema del CRT.

Indicando con m_e ed q_e rispettivamente la massa e la carica di un elettrone emesso dal catodo, si può determinare la velocità V_z raggiunta alla fine del percorso di accelerazione l_a , eguagliando l'energia cinetica E_e dell'elettrone a quella elettrostatica del campo elettrico.

Si ha infatti:

$$F_z = q_e \frac{U_a}{l_a} \quad ; \quad E_e = \frac{1}{2} m_e V_z^2 = F_z l_a = q_e U_a \quad \Rightarrow \quad V_z = \sqrt{\frac{2q_e U_a}{m_e}} \quad (1.1)$$

Superato l'anodo acceleratore, l'elettrone rimane con questa velocità V_z costante fino ad incontrare le placche di deflessione verticale, alle quali è applicata la tensione U_y .

La tensione U_y è proporzionale all'ampiezza del segnale che interessa visualizzare. Il campo elettrico fra le placche determina sull'elettrone una forza F_y che lo deflette dalla sua originaria traiettoria, imprimendogli un'accelerazione (dv_y/dt) secondo la direzione y . Indicando (Fig.1.1) con l_y la distanza fra le armature delle placche di deflessione e con l_z la loro larghezza nella direzione z , si ha:

$$F_y = q_e \frac{U_y}{l_y} = m_e \frac{dv_y}{dt} \quad (1.2)$$

da cui si ricava l'espressione della componente verticale di velocità V_y all'uscita dalle placche:

$$V_y = \frac{q_e U_y}{m_e l_y} t_z = \frac{q_e U_y}{m_e l_y} \frac{l_z}{V_z} \quad (1.3)$$

Tale espressione è valida se:

- le variazioni della tensione U_y sono lente rispetto al tempo di transito dell'elettrone sotto le placche di deflessione, come accade in pratica;
- la velocità di traslazione orizzontale $V_z = l_z/t_z$ è costante, come accade in pratica, non essendovi più campi acceleratori secondo z una volta superato l'anodo.

L'accelerazione uniforme secondo l'asse y cessa quando l'elettrone esce dall'azione delle placche deflettrici. All'uscita dalle placche ($z=l_z$) l'elettrone presenta pertanto due componenti di velocità, che rimarranno successivamente costanti:

$$V_z = \sqrt{\frac{2q_e U_a}{m_e}} \quad \text{e} \quad V_y = \frac{q_e U_y}{m_e l_y} \frac{l_z}{V_z} \quad (1.4)$$

La traiettoria in uscita risulta tangente alla parabola del moto entro le placche.

Si mostra anche che tale tangente (e quindi la direzione della velocità d'uscita) passa per il punto centrale fra le placche.

Se L è la distanza dello schermo dal centro delle placche e D la deflessione verticale del punto luminoso sullo schermo, risulta infine:

$$\frac{D}{L} = \frac{V_y}{V_z} = \frac{1}{2} \frac{l_z}{l_y} \frac{U_y}{U_a} \quad (1.5)$$

La deflessione verticale D è quindi proporzionale alla tensione U_y fra le placche, come desiderato. Ma la deflessione dipende anche dalla tensione acceleratrice U_a .

Al riguardo, se da un lato un aumento della U_a consente di ottenere un punto più luminoso, dall'altro riduce la possibilità di deflessione. Si adotterà pertanto una soluzione di compromesso.

2 – Sezioni principali di un oscilloscopio analogico

Il canale verticale

Le placche di deflessione della Fig.1.1 determinano sullo schermo una deflessione verticale del fascio elettronico e sono pilotate dal segnale $y(t)$ da visualizzare, come schematicamente rappresentato in Fig.2.1.

L'accoppiamento dei segnali ai canali verticali può avvenire in DC e in AC: nel primo caso il segnale viene applicato direttamente, nel secondo con l'interposizione di un condensatore che blocca le componenti continue, consentendo una visualizzazione ottimale delle sole componenti alternative, che risulta utile quando il contenuto informativo del segnale sia contenuto principalmente in queste.

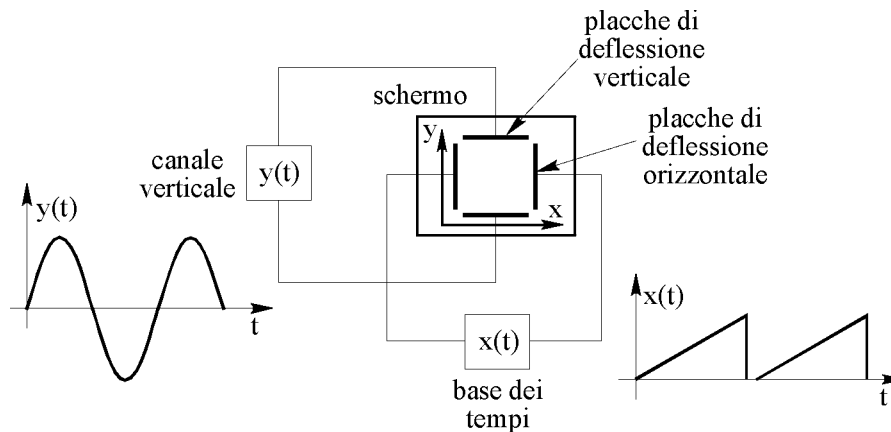


Fig.2.1 - Schema a blocchi per l'oscilloscopio.

La base dei tempi

Per avere sullo schermo una rappresentazione bidimensionale del segnale $y(t)$ applicato al canale verticale è necessario che il fascio elettronico presenti anche un moto uniforme lungo l'asse orizzontale, che costituisce l'asse dei tempi.

Una deflessione uniforme nella direzione orizzontale x dello schermo viene ottenuta tramite una apposita sezione dello strumento, detta base dei tempi. Questa provvede a generare una tensione $x(t)$ a dente di sega che viene applicata a una seconda coppia di placche di deflessione, ortogonali alle prime (Fig.2.1).

In tal modo il moto degli elettroni sullo schermo descrive un percorso che risulta dalla combinazione di una deflessione orizzontale $x(t)$ dovuta alla base dei tempi e di una deflessione verticale $y(t)$ dovuta al segnale applicato.

La sincronizzazione e il trigger

Per poter essere osservata agevolmente, la forma d'onda sullo schermo deve risultare il più possibile stabile e ferma. Lo schema di Fig.2.1 non soddisfa ancora a tale esigenza.

Per ottenere immagini stabili, almeno con segnali ripetitivi, l'oscilloscopio è dotato di una opportuna sezione di TRIGGER.

In sostanza lo spazzolamento (*sweep*) della base dei tempi viene attivato in corrispondenza di un opportuno valore del segnale da visualizzare, detto livello di trigger. Tale circostanza viene rilevata da un circuito comparatore che confronta il segnale applicato con il livello impostato per il trigger (Fig.2.2).

Poiché la coincidenza si verifica sia per valori crescenti che decrescenti del segnale applicato, vengono selezionate solo le intersezioni che avvengono con una prefissata pendenza, positiva o negativa (TRIGGER SLOPE).

Questo modo di operare è il più intuitivo e il più diffuso. Tuttavia la sincronizzazione, per certe applicazioni, può essere determinata anche da segnali esterni (EXTERNAL TRIGGER).

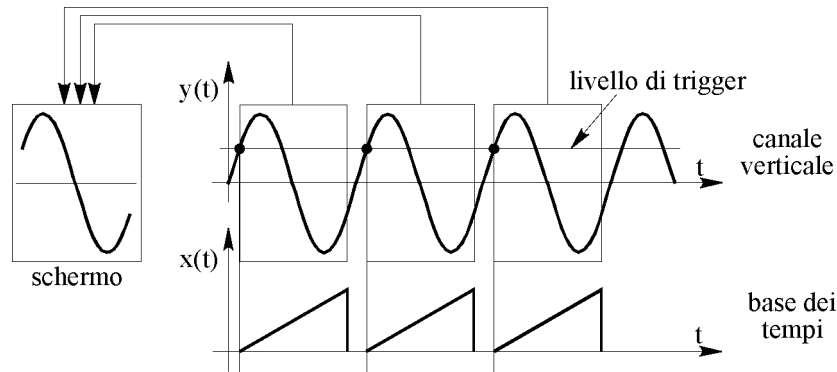


Fig.2.2 - Schema per la sincronizzazione.

La modalità sopra illustrata per l'avviamento dello *sweep* è quella cosiddetta NORMAL. Talvolta può essere necessario visualizzare tensioni continue. In tal caso non risulta possibile un funzionamento corretto del trigger. Si supera l'inconveniente selezionando un'opportuna modalità, detta AUTOMATIC, che provvede ad avviare comunque lo *sweep* dopo un certo tempo entro il quale non si sia verificato alcun evento di trigger.

Un'altra interessante funzione sul controllo della base dei tempi è rappresentata dall'HOLDOFF, che consiste nel disabilitare il circuito di trigger per un certo tempo dopo la fine di uno *sweep*. Si rivela utile per visualizzare, ad esempio, un treno di pacchetti di impulsi (*burst*). In tal caso, infatti, tutti gli impulsi del pacchetto presenterebbero la condizione di trigger e potrebbe non risultare possibile la loro corretta visualizzazione sullo schermo.

3 - Oscilloscopio a due tracce

La maggior parte degli oscilloscopi consente la rappresentazione contemporanea di almeno due segnali (CH1 e CH2). Tale possibilità può essere realizzata tramite commutatori, secondo due diverse modalità: ALTERNATE e CHOP.

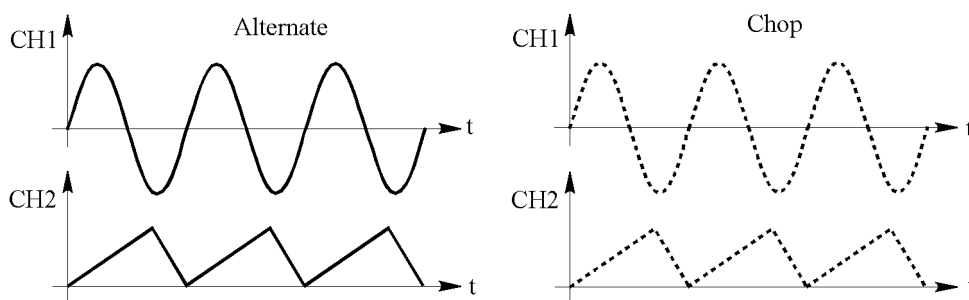


Fig.3.1 - Visualizzazione Alternate e Chop.

In modalità ALTERNATE si applica alle placche di deflessione verticale dapprima il segnale presente al canale uno (CH1) e successivamente quello presente al canale due (CH2). La visualizzazione dei due segnali avviene pertanto in due operazioni di *sweep*.

In modalità CHOP, invece, il segnale di comando delle placche di deflessione verticale viene commutato dal canale uno (CH1) a quello due (CH2) in rapida successione durante lo stesso *sweep*.

La prima modalità si rivela idonea per segnali veloci, in quanto l'occhio non è in grado di percepire il ritardo del secondo *sweep* rispetto al primo. La seconda modalità si rivela viceversa più idonea per segnali lenti, in quanto non si riesce ad apprezzare la dentellatura dei due segnali visualizzati.

Modalità XY

Oltre alla possibilità di visualizzare più segnali in funzione del tempo, illustrata nel paragrafo precedente, nell'oscilloscopio è presente anche la modalità di visualizzazione XY, secondo la quale i due segnali presenti sugli ingressi CH1 e CH2 sono applicati rispettivamente alle placche di deflessione orizzontale e verticale. In tal modo la sezione di trigger viene esclusa. Una tipica applicazione è costituita dal rilievo delle caratteristiche tensione-corrente (V-I) di componenti o dispositivi.

4 - Le sonde di tensione

L'impedenza d'ingresso dell'oscilloscopio

L'impedenza di ingresso Z_{in} di un oscilloscopio è tipicamente costituita da una resistenza R_{in} di 1 M Ω in parallelo con una capacità C_{in} di valore tipicamente compreso nell'intervallo 10÷30 pF (vedi Fig.4.1).

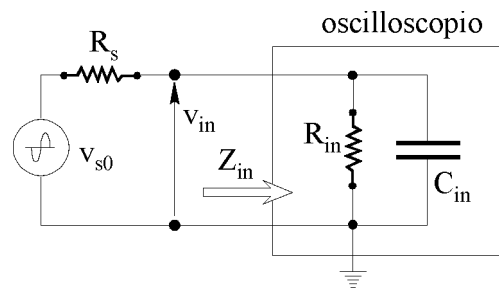


Fig.4.1 - Schema per l'effetto di carico di un oscilloscopio.

L'impedenza della capacità Z_{Cin} diminuisce al crescere della frequenza e pertanto l'impedenza complessiva Z_{in} dell'oscilloscopio, data dal parallelo ($R_{in} // Z_{Cin}$), decade al crescere della frequenza del segnale applicato. Infatti si ha:

$$Z_{in} = \frac{R_{in} \cdot Z_{Cin}}{R_{in} + Z_{Cin}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega \cdot R_{in} C_{in}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega \tau_{in}} \quad (\tau_{in} = R_{in} C_{in}) \quad (4.1)$$

dove τ_{in} è la costante di tempo del circuito d'ingresso.

Assumendo, a titolo di esempio, per la capacità C_{in} un valore tipico di 20 pF, il modulo dell'impedenza Z_{Cin} della sola capacità raggiunge il valore di 1 M Ω alla frequenza di appena 8 kHz. Dunque l'impedenza del parallelo ($R_{in} // Z_{Cin}$) tende a diminuire con la frequenza.

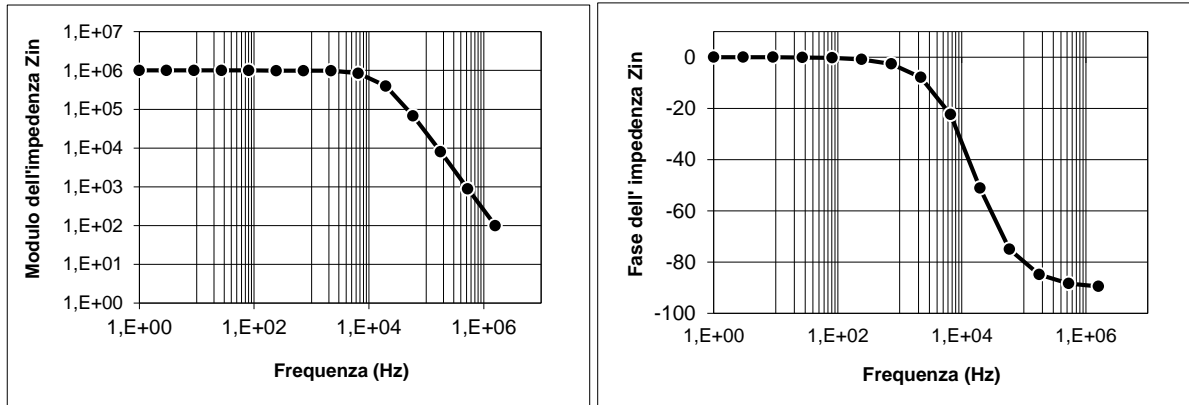


Fig.4.2 - Andamenti del modulo e della fase dell'impedenza Z_{in} in funzione della frequenza.

Nella Fig.4.2 sono rappresentati, in funzione della frequenza, gli andamenti del modulo e della fase (in gradi) dell'impedenza d'ingresso Z_{in} .

Si deduce che, se connettiamo all'oscilloscopio una sorgente di segnale, come rappresentato nella Fig.4.1 (il generatore di segnale v_{s0} con la sua resistenza interna R_s), l'effetto di carico risultante tende a crescere con la frequenza. Ciò può essere valutato considerando la funzione di trasferimento W' che descrive il rapporto fra V_{in} e V_{s0} :

$$W' = \frac{V_{in}}{V_{s0}} = \frac{Z_{in}}{R_s + Z_{in}} = \frac{\frac{R_{in}}{1 + j\omega\tau_{in}}}{R_s + \frac{R_{in}}{1 + j\omega\tau_{in}}} = \frac{R_{in}}{R_s + R_s j\omega\tau_{in} + R_{in}} \quad (4.2)$$

Se la resistenza interna R_s del generatore di segnale è molto più piccola di R_{in} (pari a 1 M Ω) allora si ha, con buona approssimazione, che:

$$W' = \frac{V_{in}}{V_{s0}} \cong \frac{1}{1 + j\omega\tau \frac{R_s}{R_{in}}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau'} \quad (4.3)$$

La costante di tempo risulta: $\tau' = \tau \cdot R_s / (R_{in})$.

La relazione (4.3) evidenzia il comportamento passa-basso dello stadio d'ingresso dell'oscilloscopio, che può determinare effetti rilevanti già a frequenze relativamente basse.

La resistenza di ingresso da 50 Ω

Per migliorare il comportamento in frequenza, in molti oscilloscopi è presente la possibilità di selezionare un valore della resistenza d'ingresso R_{in} pari a 50 Ω . Ciò sembra contrastare con quanto detto nel paragrafo precedente. In realtà un valore relativamente basso della resistenza d'ingresso R_{in} accresce la larghezza di banda dello strumento, in quanto le frequenze a cui cominciano a diventare rilevanti gli effetti delle impedenze capacitive rispetto alla R_{in} tendono a essere molto più alte.

Per chiarire questo fatto si può osservare la Fig.4.3, dove sono riportati gli andamenti dell'impedenza d'ingresso complessiva Z_{in} (in modulo e fase), relativamente ai due casi:

- $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ e C_{in} di 20 pF (curve a tratto continuo)
- $R_{in} = 50 \Omega$ e C_{in} di 20 pF (curve a tratteggio)

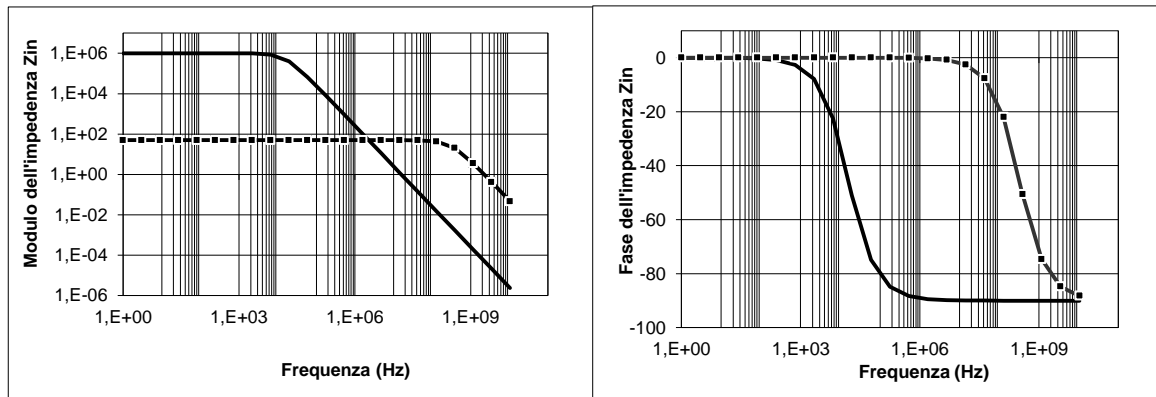


Fig.4.3 - Impedenza Z_{in} per $R_{in}=1\text{ M}\Omega$ e $R_{in}=50\ \Omega$.

Risulta evidente che la banda passante è più ampia nel secondo caso, con basso valore di R_{in} . Peraltro questa scelta determinerebbe, nel caso generale, effetti di carico non tollerabili sul segnale applicato e può quindi essere impiegata solo nei casi specifici in cui il segnale di ingresso provenga da una sorgente (p.es. l'uscita di un opportuno trasduttore) idonea a lavorare sulle basse resistenze.

Le sonde compensate

Il segnale da visualizzare con l'oscilloscopio viene, di norma, applicato allo strumento tramite opportune sonde, realizzate in cavo coassiale e terminale BNC.

Per ovviare agli inconvenienti dell'impedenza d'ingresso limitata si possono adoperare in pratica le sonde attenuatrici compensate, tipicamente 10X (vedi Fig.4.4). Normalmente queste sono costituite da una resistenza R_1 di valore $9\text{ M}\Omega$, la quale, in serie con la resistenza di ingresso R_2 dell'oscilloscopio, pari a $1\text{ M}\Omega$, porta l'impedenza complessiva in DC vista dalla sorgente (oscilloscopio + sonda 10X) al valore di $10\text{ M}\Omega$.

Contemporaneamente però si realizza una attenuazione di 10 volte per il segnale: $v_{in} = v_s/10$. In regime alternato la presenza della capacità equivalente in ingresso dell'oscilloscopio (C_2 in Fig.4.4) determinerebbe un'attenuazione che varia in funzione della frequenza. Per contrastare gli effetti della capacità C_2 si dispone pertanto nella sonda attenuatrice anche una capacità di compensazione C_1 regolabile. In tal modo, se si rendono uguali le costanti di tempo R_1C_1 e R_2C_2 , si realizza una perfetta compensazione del comportamento in frequenza.

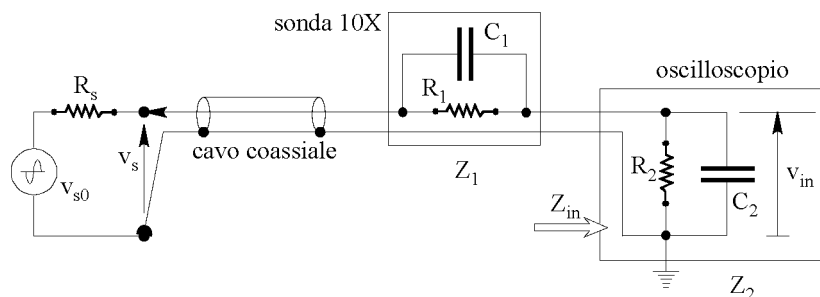


Fig.4.4 - Schema per la sonda compensata.

Infatti la funzione di trasferimento della sonda può essere scritta, in funzione delle impedenze Z o delle ammettenze Y , come:

$$W = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \quad (4.4)$$

In pratica si desidera che l'attenuazione W della sonda risulti costante per tutte le frequenze e pari al valore che presenta in continua (in DC):

$$W_0 = \left. \frac{V_{in}}{V_s} \right|_{DC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.5)$$

In realtà il comportamento della sonda è funzione della frequenza. Infatti risulta:

$$W(\omega) = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{k_1(1 + j\omega\tau_1)}{k_1(1 + j\omega\tau_1) + k_2(1 + j\omega\tau_2)} \quad \text{essendo} \quad \begin{cases} k_1 = \frac{1}{R_1} & \text{e} \quad \tau_1 = R_1 C_1 \\ k_2 = \frac{1}{R_2} & \text{e} \quad \tau_2 = R_2 C_2 \end{cases} \quad (4.6)$$

Da tale espressione si osserva che la condizione desiderata ($W=W_0$) viene raggiunta quando le due costanti di tempo risultano uguali: $\tau_1 = \tau_2$.

Per valutare il comportamento del sistema, quando non è verificata la condizione di compensazione perfetta, si può riscrivere l'equazione precedente nella forma:

$$W(\omega) = \frac{V_{in}}{V_s} = W_0 \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_e} \quad \text{essendo} \quad \tau_e = \frac{k_1\tau_1 + k_2\tau_2}{k_1 + k_2} \quad (4.7)$$

e analizzare l'andamento dei diagrammi di Bode rappresentati in Fig.4.5, nei quali $\omega_1 = 1/\tau_1$, $\omega_2 = 1/\tau_2$ e $\omega_e = 1/\tau_e$.

I due casi rappresentati in Fig.4.5 si riferiscono alle condizioni indicate nel seguito:

Caso A) $\tau_1 > \tau_2 \Rightarrow \tau_1 > \tau_e > \tau_2 \quad \omega_1 < \omega_e < \omega_2$

Caso B) $\tau_1 < \tau_2 \Rightarrow \tau_1 < \tau_e < \tau_2 \quad \omega_1 > \omega_e > \omega_2$

- Il caso A) corrisponde ad un'accentuazione $|W|_{dB}$ delle alte frequenze e ad un'azione anticipatrice sulla fase $\Psi(W)$.
- Il caso B) corrisponde invece ad un'attenuazione $|W|_{dB}$ delle alte frequenze e ad un'azione ritardatrice sulla fase $\Psi(W)$.

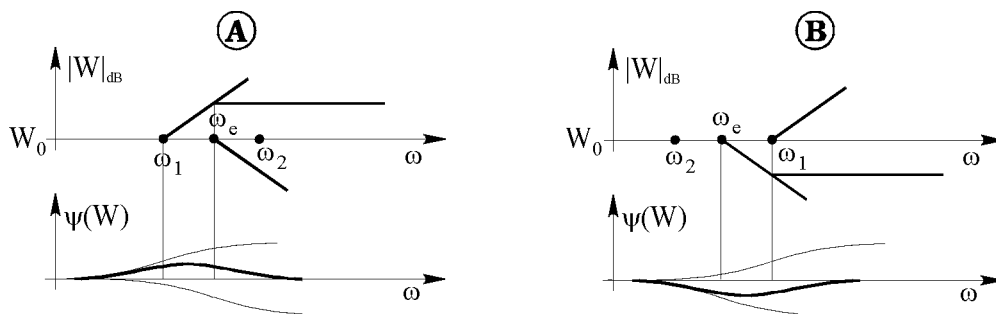


Fig.4.5 - Diagrammi di Bode per la funzione di trasferimento della sonda

Il risultato di tali azioni su una forma d'onda di tipo rettangolare è riportato in Fig.4.6. L'accentuazione delle alte frequenze (caso A) esalta le transizioni ripide dell'onda rettangolare, mentre le transizioni ripide vengono smussate nel caso di attenuazione delle alte frequenze (caso B).

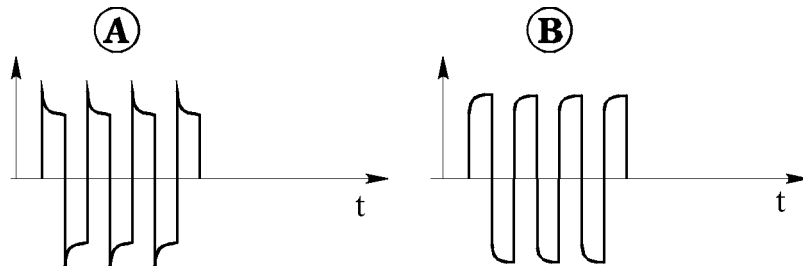


Fig.4.6 - Caso A) sovracompensazione. Caso B) sottocompensazione.

Osserviamo infine che l'impedenza d'ingresso complessiva del sistema costituito dall'oscilloscopio e dalla sonda perfettamente compensata ($R_1C_1 = R_2C_2 = \tau$) risulta pari a:

$$Z_{osc+sonda} = Z_1 + Z_2 = \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau} \quad (4.8)$$

Una volta realizzata la compensazione, l'uso di sonde compensate 10X consente l'incremento della banda passante. Infatti, se è vero che, in condizioni di perfetta compensazione, il trasferimento del segnale da v_s a v_{in} (vedi Fig.4.4) avviene con la semplice attenuazione di dieci volte per tutte le frequenze, è anche vero che, in realtà, si vorrebbe osservare la tensione v_{s0} del generatore di segnale, minimizzando la caduta sulla resistenza interna R_s , dovuta all'effetto di carico introdotto dall'impedenza $Z_{osc+sonda}$, che evidentemente varia con la frequenza. Potremo allora considerare la funzione W'' che descrive il rapporto fra V_s e V_{s0} :

$$W'' = \frac{V_s}{V_{s0}} = \frac{Z_{osc+sonda}}{R_s + Z_{osc+sonda}} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau}}{R_s + \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau}} = \frac{R_1 + R_2}{R_s + R_s j\omega\tau + R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

Se la resistenza interna R_s del generatore di segnale è molto più piccola della somma di R_1 e R_2 (pari a 10 M Ω), allora si ha, con buona approssimazione, che:

$$W'' = \frac{V_s}{V_{s0}} \cong \frac{1}{1 + j\omega\tau \frac{R_s}{R_1 + R_2}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau''} \quad (4.10)$$

In tal caso, la costante di tempo risulta: $\tau'' = \tau \cdot R_s / (R_1 + R_2)$.

Questo risultato deve essere confrontato con quello dell'eq. (4.3): se non avessimo usato la sonda compensata 10X la resistenza d'ingresso sarebbe stata $R_{in} = R_2$ e la costante di tempo sarebbe stata pari a $\tau' = \tau \cdot R_s / R_{in}$, ossia circa dieci volte più grande di τ'' . In sostanza, ricordando che la frequenza di taglio nei diagrammi di Bode risulta l'inverso della costante di tempo, si deduce che la sonda compensata 10X consente una frequenza di taglio a 3 dB circa dieci volte più grande rispetto al caso di accoppiamento diretto del segnale.

Quanto detto vale, naturalmente, indipendentemente dalla banda passante dei circuiti elettronici (per esempio l'amplificatore) presenti subito dopo, in ingresso all'oscilloscopio.