

IV CAPITOLO

STUDIO IMPEDENZA DELLA CAMERA

La lunghezza dei tubi a drift che saranno utilizzati nell'esperimento CMS impone di considerarli come delle linee di trasmissione: anche ipotizzando una propagazione dei segnali all'interno dei tubi pari alla velocità della luce (3.3 ns/m) per tubi di 3 m si ottengono tempi di circa 20 ns (considerando andata e ritorno) ben superiori ai tempi di salita dei segnali che sono di pochi ns.

Un primo problema che si ha con camere di questo tipo, se non c'è adattamento di impedenza, è la riflessione dei segnali: date le richieste sulla velocità di formatura del front end, segnali riflessi potrebbero essere scambiati per veri. La lunghezza non trascurabile della camera pone un secondo problema: il filo che costituisce l'anodo, dato il diametro ridotto (50 μm), possiede una resistenza non piccola che porta ad una notevole attenuazione dei segnali generati lontano dall'estremo di lettura.

Questi motivi hanno suggerito uno studio approfondito dell'impedenza caratteristica della camera e più in generale delle sue proprietà trasmissive: in questo capitolo, dopo un'introduzione sulla teoria delle linee, verranno esposti i risultati delle misure effettuate sul prototipo Q2.

IV.1 LINEE DI TRASMISSIONE

Idealmente una linea di trasmissione deve trasmettere inalterato (con un certo ritardo) un segnale da un punto ad un altro di un circuito: ogni linea reale produce distorsioni e attenuazione a causa delle perdite resistive nei conduttori e nel dielettrico.

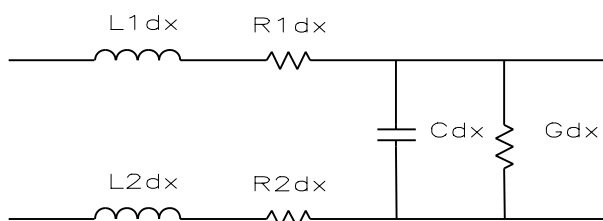


Figura IV.1: schema di un tratto dx di linea.

In generale una linea è costituita da due conduttori separati da un dielettrico: la teoria delle linee viene fatta schematizzando ogni tratto dx di essa con una resistenza R ed

una induttanza L in serie e da una conduttanza G ed una capacità C in parallelo (tutte le quantità definite si intendono per unità di lunghezza della linea). Resistenza e conduttanza tengono conto rispettivamente della resistenza ohmica dei conduttori e dell'effetto pellicolare alle elevate frequenze e delle perdite del dielettrico. Entrambi i parametri dipendono dalla frequenza.

IV.1.1 Equazioni della linea

Consideriamo (Figura IV.2) la linea di lunghezza l che serve a collegare il generatore V_g con il carico Z_c e sia x la coordinata che consente di individuare un punto generico della linea: $x = 0$ indica l'ingresso della linea, $x = l$ l'uscita.

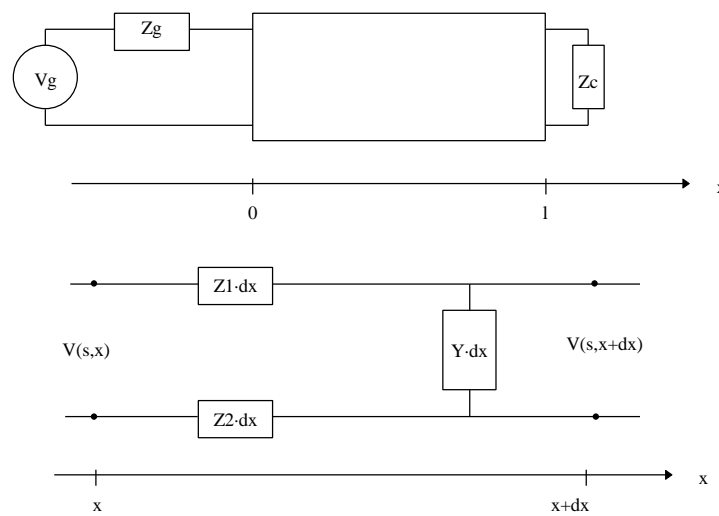


Figura IV.2: modello generale di una linea di trasmissione.

Il generico tratto dx della linea può essere considerato come un quadripolo dove $Z_1 dx$, $Z_2 dx$ rappresentano le impedenze infinitesime dei due tratti di conduttore, mentre $Y dx$ l'ammettenza infinitesima tra i conduttori: per ora non facciamo particolari ipotesi sulla natura di questi elementi. Supponiamo che la linea sia in condizioni di riposo: tutti gli elementi capacitivi si suppongono scarichi e tutti quelli induttivi percorsi da correnti nulle. Posto $Z = Z_1 + Z_2$ ed indicata con $I(s,x)$ l'intensità di corrente in x , applicando le leggi di Ohm generalizzate, dopo alcuni semplici passaggi si ottiene la coppia di relazioni che legano fra di loro tensioni e correnti in un punto x della linea. Nelle equazioni il segno meno indica che potenziali e intensità di corrente diminuiscono al crescere di x :

$$\begin{cases} \frac{\partial V}{\partial x} = -Z \cdot I(s,x) \\ \frac{\partial I}{\partial x} = -Y \cdot V(s,x) \end{cases}$$

Differenziando rispetto ad x ed utilizzando ancora le relazioni appena trovate si ottengono le due equazioni lineari omogenee di secondo grado nelle quali sono disaccoppiate tensioni e correnti:

$$\begin{cases} \frac{\mathcal{I}^2 V(s, x)}{\mathcal{I} x^2} = ZYV(s, x) \\ \frac{\mathcal{I}^2 I(s, x)}{\mathcal{I} x^2} = ZYV(s, x) \end{cases}$$

Risolve le equazioni e considerate le condizioni al contorno (imposte dalle condizioni agli estremi della linea), si ottengono infine le equazioni che danno tensioni e correnti in un generico punto della linea:

$$\begin{cases} V(s, x) = Vg \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{[e^{-xf} + \mathbf{r}_2 a^{-2} e^{+xf}]}{1 - \mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 a^{-2}} \\ I(s, x) = Vg \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} \frac{[e^{-xf} - \mathbf{r}_2 a^{-2} e^{+xf}]}{1 - \mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 a^{-2}} \end{cases}$$

dove sono state fatte le posizioni:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_1 &= \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} & \mathbf{r}_2 &= \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \\ Z_0 &= \sqrt{Z/Y} & a &= e^{lf} & \mathbf{f} &= \sqrt{ZY} \end{aligned}$$

i coefficienti \mathbf{r}_1 e \mathbf{r}_2 sono detti, rispettivamente, *coefficiente di riflessione* all'ingresso e all'uscita della linea; Z_0 si dice *l'impedenza caratteristica*, in quanto assume il significato dell'analogia grandezza nella teoria degli elementi quadripolari (quell'impedenza che devo mettere all'uscita perché coincida con quella di ingresso). Guardando alla linea nel suo complesso come ad un elemento quadripolare simmetrico, note le equazioni che forniscono tensioni e correnti, possiamo ricavare i parametri che la caratterizzano:

$$\begin{cases} V(s, 0) = Z_{11} I(s, 0) + Z_{12} I(s, l) \\ -V(s, l) = Z_{12} I(s, 0) + Z_{11} I(s, l) \end{cases}$$

risolvendo il sistema nelle incognite Z_{ij} , si ottiene:

$$Z_{11} = Z_0 \frac{1+a^{-2}}{1-a^{-2}} \quad Z_{12} = -2Z_0 \frac{a^{-1}}{1-a^{-2}}$$

Si possono ora ricavare facilmente amplificazioni e impedenze di ingresso e uscita sfruttando questa rappresentazione quadripolare della linea:

$$\begin{aligned} Z_i &= Z_0 \frac{1+\mathbf{r}_2 a^{-2}}{1-\mathbf{r}_2 a^{-2}} & Z_u &= Z_0 \frac{1+\mathbf{r}_1 a^{-2}}{1-\mathbf{r}_1 a^{-2}} \\ A_i &= a^{-1} \frac{1-\mathbf{r}_2}{1-\mathbf{r}_2 a^{-2}} & A_v &= a^{-1} \frac{1+\mathbf{r}_2}{1+\mathbf{r}_2 a^{-2}} \end{aligned}$$

IV.1.2 Linee dispersive e non dispersive

Per ottenere delle espressioni più esplicite di quelle ricavate fino ad ora, bisogna fare delle ipotesi sulla forma di Z e Y . Ritornando al semplice modello iniziale di Figura IV.1 (con il quale abbiamo schematizzato un tratto infinitesimo di linea) otteniamo:

$$Z = R + sL \quad Y = G + sC$$

$$L = L_1 + L_2 \quad R = R_1 + R_2 \quad L_i = L'_i - M$$

dove M rappresenta il coefficiente di mutua induzione, sempre per unità di lunghezza. Da ciò si ricavano per Z_0 e f le seguenti espressioni:

$$f = \sqrt{LC \left[s^2 + s(G/C + R/L) + RG/CL \right]}$$

$$Z_0 = \sqrt{(R + sL)/(G + sC)}$$

Sia L che C dipendono dalla geometria della sezione della linea, ma se questa è uniforme il prodotto ne è indipendente, funzione solo del dielettrico^[L1]:

$$LC = \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r$$

Una linea si dice *non dispersiva* se vale la condizione seguente:

$$R/L = G/C$$

tale condizione essendo sufficiente perché la linea si comporti da quadripolo non distorcente (con opportune condizioni agli estremi). La linea si dice in particolare *non dissipativa* nel caso conduttanza G e resistenza R siano nulle; ovviamente una linea non dissipativa è non dispersiva. Linee perfettamente non dispersive non esistono: anche se la condizione vale a basse frequenze certamente ad alte non potrà più valere dato il comportamento diverso di R e G con la frequenza.

Nel caso di linea non dispersiva Z_0 e f assumono delle espressioni particolari molto semplici:

$$f = \sqrt{LC}(s + G/C) \quad Z_0 = \sqrt{R/G} = R_0$$

da cui f ha la forma:

$$f = a + sT$$

$$a = R/R_0 \quad T = \sqrt{LC}$$

Per linee non dispersive l'impedenza caratteristica è reale e viene detta *resistenza caratteristica*; il parametro T ha le dimensioni di un tempo per unità di lunghezza e, come vedremo tra breve, determina il ritardo del segnale mentre il suo inverso ne fornisce la velocità di propagazione; il parametro a è invece legato all'attenuazione che subisce il segnale lungo la linea ed è appunto detto *coefficiente di attenuazione*.

IV.1.3 Linea tipo “cavo coassiale”

Vogliamo determinare i parametri della linea nel caso specifico di un cavo coassiale, ossia costituito da un conduttore cilindrico cavo con raggio interno r e da un conduttore cilindrico interno coassiale di raggio d come in Figura IV.3.

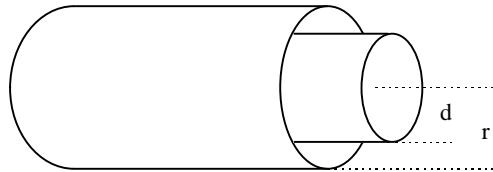


Figura IV.3: schema di un cavo coassiale.

Per questo tipo di linea si ha:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \ln[r/d] \quad C = 2\pi \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\ln[r/d]}$$

consistentemente la velocità di propagazione è:

$$v = \frac{c}{\epsilon_r \mu_r}$$

Nella Tabella IV.1 vengono ricavati alcuni parametri nell’ipotesi di d pari a $50 \mu\text{m}$ e considerando i conduttori nel vuoto (in sostanza si vuole vedere l’ordine di grandezza di L e C per la cella della camera), per confronto vengono riportati i dati del comune cavo coassiale RG58 C/U (per questo cavo il tempo di ritardo è di 5 ns/m).

Tabella IV.1

Tipo Linea	r (cm)	L (mH/m)	C (pF/m)	R_0 (W)	a
Cavo RG58 C/U	-	0.25	100	50	0.001
Cella Tung.	1	1.06	10.5	318	0.157
Cella Tung.	2	1.20	9.3	360	0.139
Cella Acciaio	1	1.06	10.5	318	1.57
Cella Acciaio	2	1.20	9.3	360	1.39

Da notare che questi valori sono ricavati nell’ipotesi irrealistica di linea non dispersiva; per il calcolo dell’attenuazione si sono usati i seguenti valori per la resistenza dei fili:

	Acciaio	Tungsteno
R (Ω/m)	450	45

IV.1.4 Comportamento della linea in funzione delle condizioni agli estremi

Ci riferiamo soltanto a linee non dispersive chiuse agli estremi su carichi resistivi:

$$Z_g = R_g \quad Z_c = R_c$$

I coefficienti di riflessione sono reali e in modulo minori di 1:

$$\begin{aligned} r_1 = 1 &\Leftrightarrow R_g = \infty & r_2 = 1 &\Leftrightarrow R_c = \infty \\ r_1 = -1 &\Leftrightarrow R_g = 0 & r_2 = -1 &\Leftrightarrow R_c = 0 \end{aligned}$$

La soluzione delle equazioni della linea forniva per il segnale in tensione la formula:

$$V(s, x) = V_g \frac{R_0}{R_g + R_0} \frac{[e^{-xf} + r_2 a^{-2} e^{+xf}]}{1 - r_1 r_2 a^{-2}}$$

il termine a denominatore può essere sviluppato in serie:

$$(1 - r_1 r_2 a^{-2})^{-1} = 1 + (r_1 r_2 a^{-2}) + (r_1 r_2 a^{-2})^2 + \dots$$

da cui si può scrivere:

$$V(s, x) = V_g(s) \frac{R_0}{R_g + R_0} \left\{ e^{-xf} + r_2 e^{[-f(2l-x)]} + r_1 r_2 e^{[-f(2l+x)]} + r_1 r_2^2 e^{[-f(4l-x)]} + \dots \right\}$$

antitrasformando si ottiene infine il segnale in tensione, funzione del tempo e del punto della linea considerato, avendo indicato con $u(t)$ la funzione gradino:

$$V(t, x) = \frac{R_0}{R_g + R_0} \left\{ e^{-ax} V_g(t - Tx) u(t - Tx) + r_2 e^{-ax(2L-x)} V_g(t - T(2L-x)) u(t - T(2L-x)) + \right. \\ \left. + r_1 r_2 e^{-ax(2L+x)} V_g(t - T(2L+x)) u(t - T(2L+x)) + \dots \right\}$$

Il tutto si può vedere come se la linea fosse sede di onde (di tensione o di corrente) che si propagano in un verso o nell'altro: i termini dispari dello sviluppo rappresentano onde progressive, mentre quelli pari onde regressive che si propagano alla velocità $v = 1/T$; il termine esponenziale tiene conto dell'attenuazione: solo nel caso di linea non dissipativa è assente. Ora si spiega anche il motivo del nome dato ai coefficienti di riflessione: rappresentano infatti la frazione dell'onda che dopo la riflessione, all'inizio o alla fine della linea, continua a propagarsi.

IV.1.5 Linea dispersiva, in particolare con elevata R

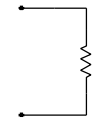
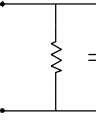
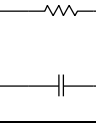
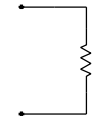
Nel caso generale di linee dispersive l'impedenza caratteristica, come si è visto, non è semplicemente resistiva, ma dipende dalla frequenza:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + sL}{G + sC}}$$

la formula può essere meglio compresa ricorrendo a dei circuiti equivalenti validi in opportuni intervalli di frequenza.

Questi circuiti, mostrati nella Tabella IV.2, sono stati ottenuti sviluppando la formula generale e sono validi nell'ipotesi che valga la relazione $LG \ll RC$.^[L2]

Tabella IV.2

ω	Z_0	$\frac{I}{Z_0}$	Circuito equivalente
$\omega \rightarrow 0$	$\sqrt{\frac{R}{G}}$	$\sqrt{\frac{G}{R}}$	
$\omega \ll \frac{G}{C}, \omega \ll \frac{R}{L}$		$\sqrt{\frac{G}{R}} + j\omega \frac{C}{2\sqrt{GR}}$	
Caso generale	$\sqrt{\frac{R+sL}{G+sC}}$	$\sqrt{\frac{G+sC}{R+sL}}$	
$\omega \gg \frac{G}{C}, \omega \gg \frac{R}{L}$	$\sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R}{2j\omega \sqrt{LC}}$		
$\omega \rightarrow \infty$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\sqrt{\frac{C}{L}}$	

Nell'ultima riga della tabella si nota come, al crescere della frequenza, l'impedenza caratteristica tenda ad una costante: in realtà bisogna tenere presente che G e R dipendono dalla frequenza e quindi questa costanza non permane indefinitamente.

Nel caso R sia grande (supponiamo che l'ordine di grandezza degli altri parametri sia quello di un comune cavo coassiale) il valore dell'impedenza caratteristica a basse frequenze è elevato e l'andamento costante viene raggiunto a più alte frequenze.

Alcune considerazioni si possono fare riguardo l'attenuazione considerando la linea come un quadripolo, la cui attenuazione in tensione è data dalla:

$$A_v = a^{-1} \frac{1 + r_2}{1 + r_2 a^{-2}}, \quad a = e^{lf}$$

$$f = \sqrt{LC \left[s^2 + s \left(\frac{G}{C} + \frac{R}{L} \right) + \frac{RG}{CL} \right]}$$

che ne mostra la dipendenza dalla frequenza.

Supponendo per semplicità la linea adattata sul carico, l'attenuazione è:

$$A_v = e^{-lf}$$

per cui a basse frequenze dipende come la radice di R .

IV.2 ALCUNE CONSIDERAZIONI SULLE MISURE FATTE

Il fatto che i tubi a drift non si possano considerare delle linee non dispersive pone dei notevoli problemi all'esatta determinazione della resistenza caratteristica: non si tratta di un semplice resistore, ma di un'impedenza, in generale con una complessa dipendenza dalla frequenza.

Da ciò, oltre alla classica misura con impulsatore e trimmer, si è usato l'analizzatore HP 4396A con l'opzione 43961A per le misure di impedenze. Nei paragrafi seguenti vengono esposti i risultati dei due metodi.

Tutte le misure sono state eseguite sul prototipo Q2 ponendo in serie più celle, in modo da simulare una camera di maggiore lunghezza (nell'esperimento saranno usate camere fino a 4 m di lunghezza), utilizzando degli spezzoni di filo di circa 8 cm di lunghezza che andavano a collegare i pin terminali di due fili (Figura IV.4).



Figura IV.4: modalità con la quale sono state collegate in serie più celle, in questo caso 4.

Inizialmente Q2 era provvista di soli anodi in acciaio. Dalle prime misure con l'impulsatore si è notata una grande difficoltà a distinguere i segnali riflessi a causa della grande resistenza dei fili e quindi della forte attenuazione della linea. Questo ci ha indotto a sostituire i fili in acciaio di alcune celle con tungsteno dorato (8) e rameberillio (1). Un'ultima considerazione: nella Figura IV.5 è rappresentata schematicamente la sezione di una cella con evidenziate le capacità delle strips verso massa e verso l'anodo. Dato che $C1$ è molto più grande di $C2$, la capacità tra filo e massa in pratica coincide con quest'ultima, quindi è irrilevante connettere a massa catodi e strips durante le misure¹. Lo stesso discorso si può fare per i catodi.

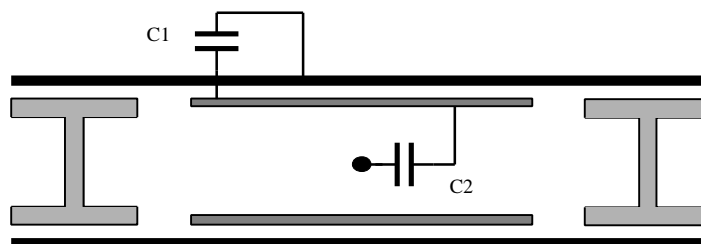


Figura IV.5: capacità delle strips verso massa e verso l'anodo.

¹ La cosa è stata comunque verificata sperimentalmente.

IV.3 MISURA CON IMPULSATORE E TRIMMER

Utilizzando i fili in tungsteno dorato (le misure non sono state fatte con l'acciaio, dato che l'alta resistenza del filo impediva di vedere le riflessioni dei segnali di ingresso dell'impulsatore) abbiamo misurato la resistenza caratteristica della camera con l'usuale metodo del trimmer: mandato in ingresso un impulso di tensione si è regolato il trimmer (da 500Ω f.c.) in modo da non osservare riflessioni sul segnale visualizzato sull'oscilloscopio.

Nella Tabella IV.3 vengono riportati i risultati delle misure²; tra questi viene data anche la resistenza totale della linea R_{tot} , utile come controllo sull'effettivo numero di tubi connessi in serie. Nel calcolo della lunghezza della linea si considerano le lunghezze dei vari fili collegati assieme (2568 ± 1 mm per ciascun filo) e gli spezzoni necessari; nel calcolo della resistenza per unità di lunghezza del tungsteno, ovviamente, non si considerano gli spezzoni che hanno resistenza trascurabile.

Tabella IV.3

Tubi in serie	Lunghezza linea (m)	R_{tot} (W)	R_W/L (W/m)	R_0 (W)
2	5.216	235 ± 3	45.8 ± 0.6	270 ± 5
4	10.512	471 ± 4	45.8 ± 0.4	224 ± 5
6	15.808	707 ± 4.5	45.9 ± 0.3	155 ± 5
8	20.600	941 ± 6	45.8 ± 0.3	80 ± 5

Sempre con lo stesso metodo, mandando un impulso in ingresso e cortocircuitando l'uscita, si è determinato il tempo di ritardo in 3.6 ± 0.2 ns, l'errore (non piccolo) è dovuto alla forma molto scadente dei segnali, che rendeva difficile misurare la larghezza tra fronte di salita e fronte di discesa dopo la riflessione all'ingresso.

Una conseguenza del fatto che l'impedenza caratteristica non sia semplicemente resistiva per linee dispersive è illustrato dalla Figura IV.6 della pagina seguente: il primo grafico si riferisce alla risposta della camera (sono connessi in serie 8 tubi con filo di tungsteno) all'ingresso per un impulso rettangolare di tensione, il secondo è la risposta di 2 celle in serie, utilizzando altre 6 celle per adattare l'ingresso della linea (sempre con filo di tungsteno).

²L'errore attribuito alla misura è la variazione nella resistenza del trimmer per cui si cominciano a vedere sull'oscilloscopio riflessioni dovute al disadattamento della linea.

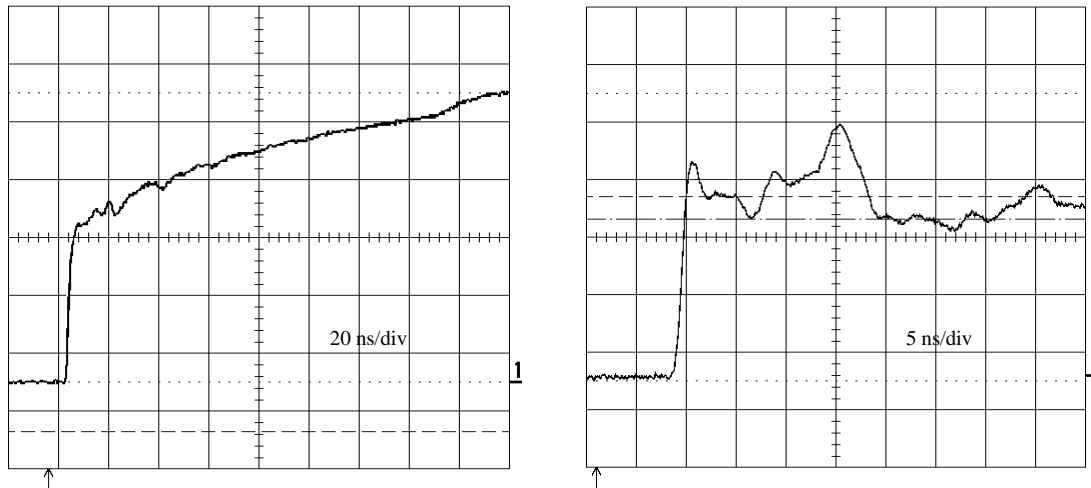
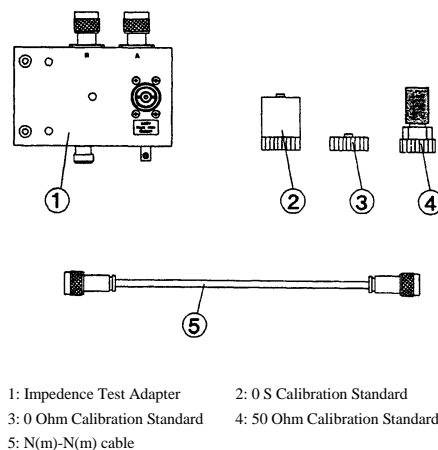


Figura IV.6: confronto, per un segnale a gradino, tra linea adattata all'ingresso e non.

Nel grafico a sinistra la tensione invece di rimanere costante dopo lo scalino iniziale (come dovrebbe nel caso l'impedenza caratteristica fosse resistiva) sale lentamente e il motivo si può capire facilmente ricorrendo ai circuiti equivalenti visti in Tabella IV.2; nel grafico a destra l'adattamento determina uno scalino più netto, a parte la forma del segnale non perfetta, in cui non si nota più la lenta salita del primo caso.

IV.4 HP 43961A IMPEDENCE TEST KIT

L'aggiunta di questo kit all'analizzatore di spettro e rete HP 4396A permette la misura dell'impedenza con il metodo I-V fino alla frequenza di 1.8 GHz: il metodo utilizzato dal solo analizzatore di rete (misura dei coefficienti di riflessione), infatti, ha difficoltà per la misura di impedenze che si discostano dai 50 Ω; nella Figura IV.7 ne sono mostrati i vari componenti.



- 1: Impedence Test Adapter
- 2: 0 S Calibration Standard
- 3: 0 Ohm Calibration Standard
- 4: 50 Ohm Calibration Standard
- 5: N(m)-N(m) cable

Figura IV.7: componenti il kit per la misura dell'impedenza.

Alcune caratteristiche del kit:

- visualizzazione diretta dei parametri di impedenza misurati: $|Z|$, $|Y|$, θ_z , R , X , θ_y , ecc.;
- compensazione OPEN/SHORT/LOAD per minimizzare gli errori;
- polarizzazione DC esterna;
- analisi con circuiti equivalenti.

IV.4.1 Metodo di misura I-V

Nella schema viene illustrato il metodo di misura I-V per determinare l'impedenza del DUT (Device Under Test):

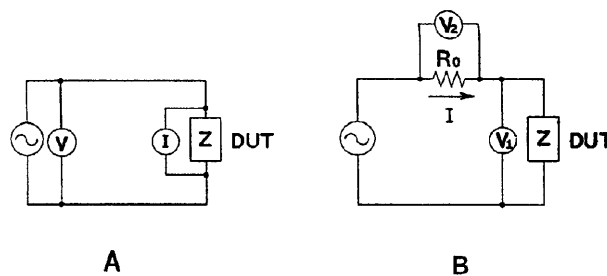


Figura IV.8: schema del metodo di misura I-V.

L'impedenza incognita si può calcolare dalla misura di tensione e corrente e utilizzando la legge di Ohm (circuito A):

$$Z = \frac{V}{I}$$

la corrente I si può però ottenere, come fa l'impedenzimetro, dalla misura di tensione ai capi di una resistenza nota, R_0 (circuito B):

$$Z = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R_0$$

IV.4.2 Metodo del coefficiente di riflessione

L'analizzatore di rete dell'HP 4396A ha la possibilità di convertire il coefficiente di riflessione in impedenza permettendone quindi la determinazione. La riflessione è determinata dall'impedenza del DUT:

$$Z = R_0 \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \quad (-1 \leq \Gamma \leq 1)$$

Se l'impedenza del DUT è uguale all'impedenza caratteristica non c'è riflessione. Quando l'impedenza è infinita il segnale di ingresso è completamente riflesso.

Quindi al variare dell'impedenza del DUT (da 50Ω fino all'infinito) il segnale riflesso varia da zero a uno: la differenza nel livello del segnale riflesso è molto piccola in rapporto alla differenza di impedenza per valori elevati di questa.

Invece con il metodo I-V l'errore di misura non dipende dall'impedenza del DUT perché questa è data dal rapporto tra una tensione ed una corrente: il grande vantaggio di questo metodo consiste quindi nella possibilità di misurare un ampio intervallo di valori con un'eguale accuratezza.

IV.4.3 Schema della misura di impedenza

Nella Figura IV.9 è riportato schematicamente il circuito di misura con l'HP 43961A connesso. Il segnale in ingresso è fornito dall'uscita RF OUT dell'analizzatore; le misure di tensione per la determinazione dell'impedenza vengono fatte dalle porte A ed R.

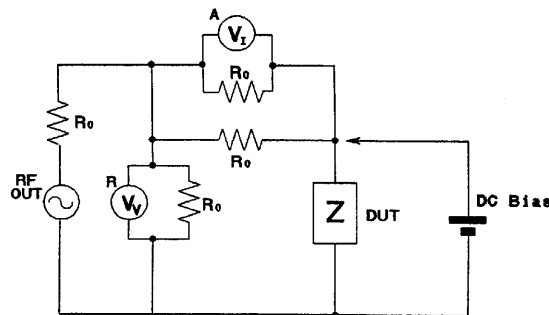


Figura IV.9: circuito equivalente del kit connesso al DUT.

IV.4.4 Livello del segnale di test applicato al DUT

Il segnale di test applicato dipende dal segnale in uscita dall'HP 4396A, dall'impedenza di uscita, dalla connessione del kit HP 43961A e dall'impedenza del DUT.

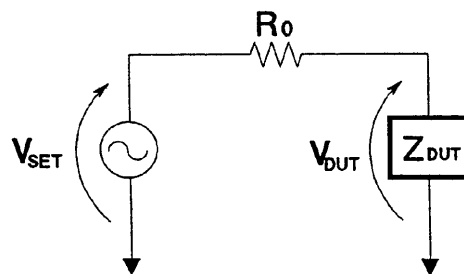


Figura IV.10: circuito equivalente semplificato dell'analizzatore e del kit.

Considerando la Figura IV.10, il segnale applicato al DUT è:

$$V_{DUT} = V_{SET} \frac{Z_{DUT}}{(Z_{DUT} + R_0)} [V]$$

dove:

- V_{DUT} è il livello di tensione reale applicato;
- Z_{DUT} l'impedenza del DUT;
- R_0 l'impedenza di ingresso (50Ω);
- V_{SET} la tensione determinata dal livello di uscita dell'analizzatore:

$$V_{SET} = \sqrt{10^{\frac{P_{SET}}{10}} \cdot 0.001 \cdot R_0}$$

con P_{SET} [dBm] il livello della potenza in uscita scelto (l'HP 4396A definisce il livello di uscita con RF OUT terminato sui 50Ω).

IV.4.5 Performance

Per quanto riguarda la misura del modulo dell'impedenza si ha, per l'errore, la formula seguente:

$$Z_a = A + (B / |Z_m| + C \cdot |Z_m|) \cdot 100 \text{ [%]}$$

dove i parametri A, B e C sono definiti nella Figura IV.11.

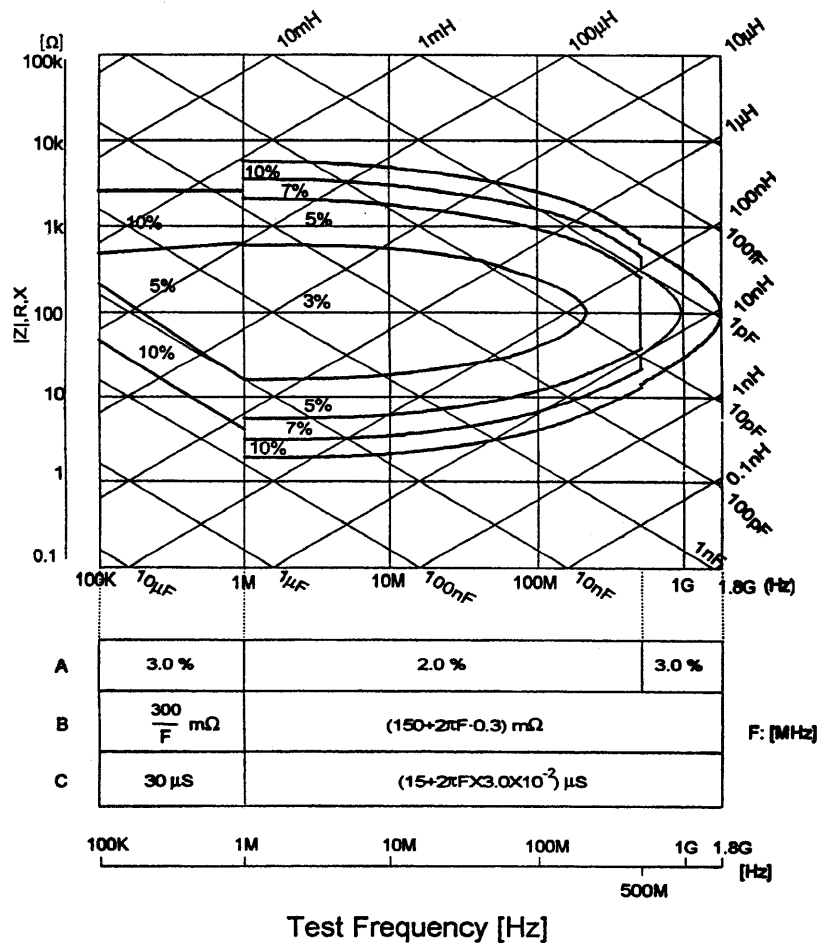


Figura IV.11: rappresentazione degli errori nelle misure di impedenza.

L'accuratezza è specificata dal costruttore sotto le condizioni descritte nella Tabella IV.4. Le misure sono state effettuate rispettando tali condizioni.

Tabella IV.4

Warm up time	>30 min	Correzione	ON
Temperatura ambiente	23 ± 5 °C	IFBW	≤300 Hz
Livello segnale	da -6 a 14 dBm	Media (cal)	≥8

IV.5 MISURE CON IMPEDENZIMETRO

IV.5.1 Misura resistenza caratteristica

Precedentemente abbiamo trovato l'espressione per l'impedenza di ingresso di una generica linea:

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + r_2 a^{-2}}{1 - r_2 a^{-2}}$$

particolarizziamola ai due casi di linea, rispettivamente aperta e chiusa:

$$Z_i^o = Z_0 \frac{1 + a^{-2}}{1 - a^{-2}} \quad Z_i^s = Z_0 \frac{1 - a^{-2}}{1 + a^{-2}}$$

il prodotto delle due espressioni fornisce il quadrato dell'impedenza caratteristica:

$$Z_0^2 = Z_i^o Z_i^s$$

Abbiamo perciò misurato con l'impedenzimetro della HP l'impedenza di ingresso della camera chiudendo o aprendo l'uscita. Sono stati considerati i casi di Tabella IV.5; il cavo RG58 di 7.20 ± 0.01 m è utilizzato come verifica dei risultati ottenuti, essendone ben note le caratteristiche.

Tabella IV.5

Filo anodo	Celle collegate
Tungsteno dorato	1-2-4
Acciaio	1
Rame-Berillio	1

I risultati ottenuti sono riportati nelle figure delle pagine seguenti: per ogni caso nel primo grafico è mostrato il modulo dell'impedenza all'ingresso della linea con l'altro estremo chiuso o aperto (il caso di linea aperta si riconosce facilmente dalla maggiore impedenza iniziale), mentre nel secondo quello dell'impedenza caratteristica calcolato come detto sopra.

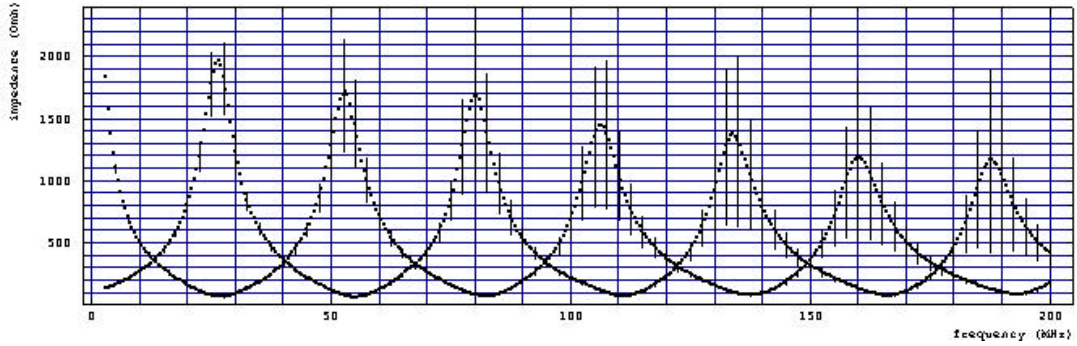


Figura IV.12: modulo dell'impedenza di una cella tungsteno open/short.

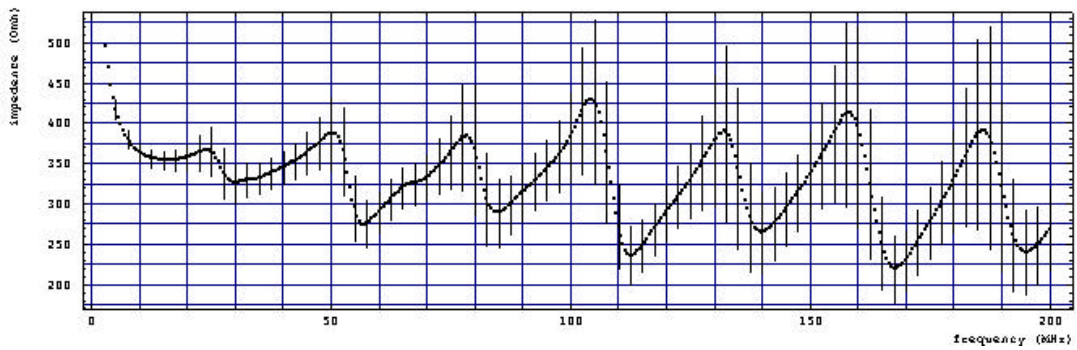


Figura IV.13: modulo dell'impedenza caratteristica di una cella tungsteno.

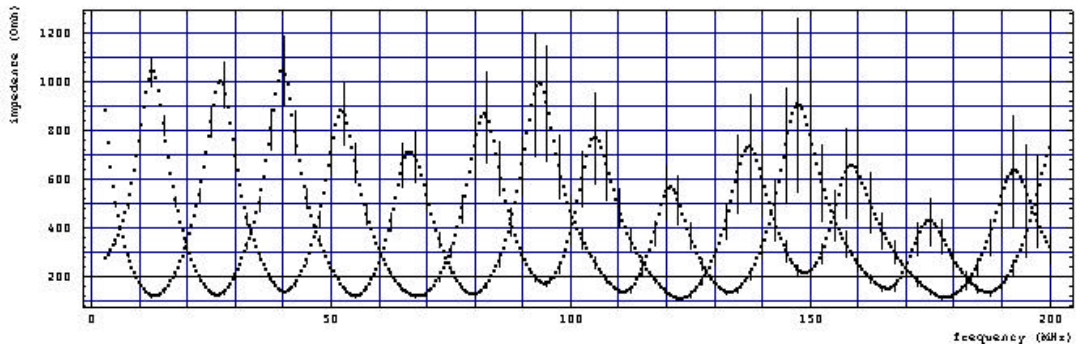


Figura IV.14: modulo dell'impedenza di due celle tungsteno open/short.

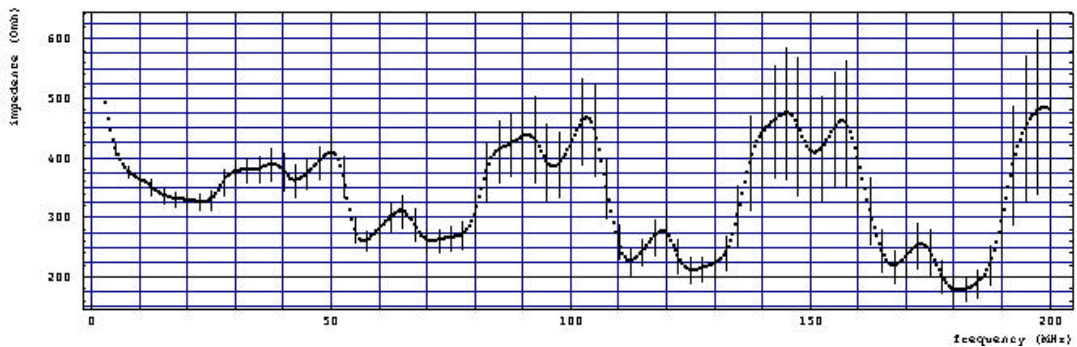


Figura IV.15: modulo dell'impedenza caratteristica di due celle tungsteno.

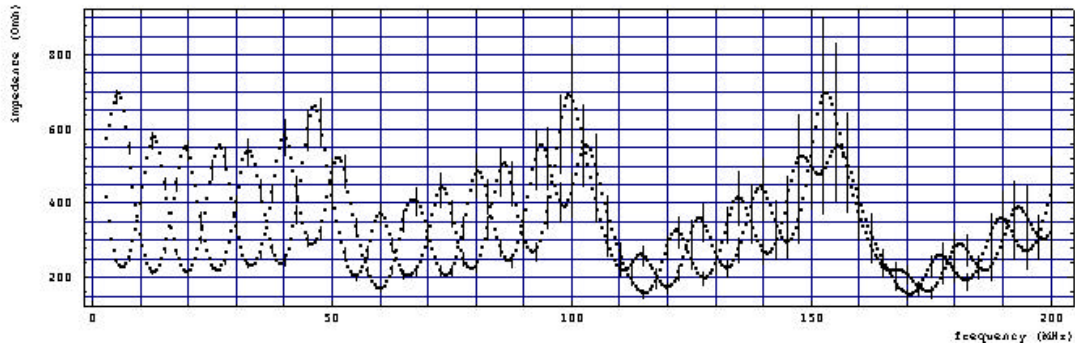


Figura IV.16: modulo dell'impedenza di quattro celle tungsteno open/short.

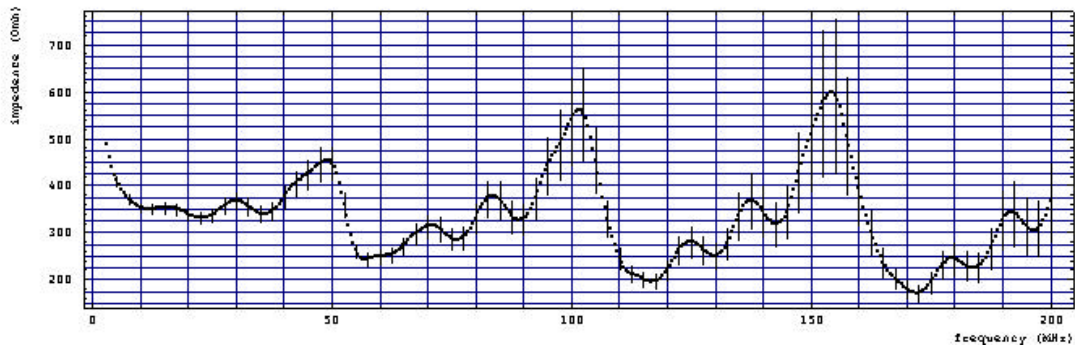


Figura IV.17: modulo dell'impedenza caratteristica di quattro celle tungsteno.

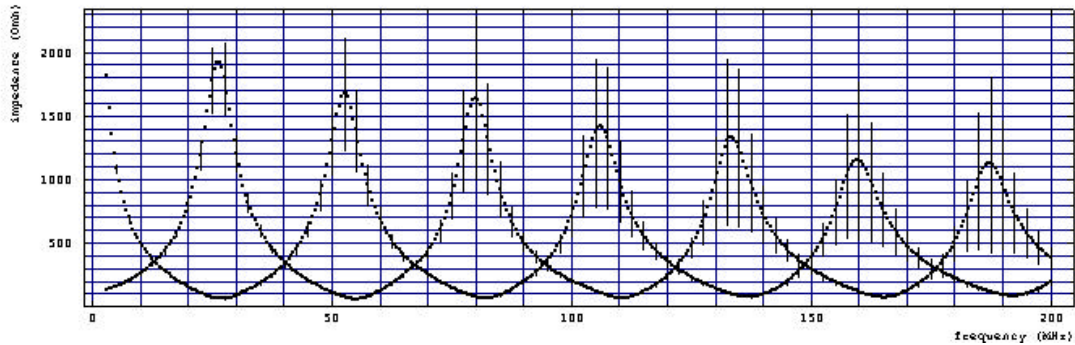


Figura IV.18: modulo dell'impedenza di una cella rame-berillio open/short.

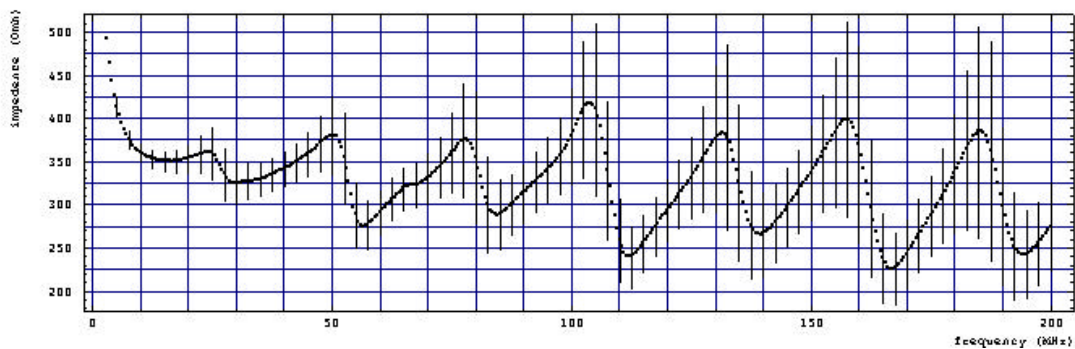


Figura IV.19: modulo dell'impedenza caratteristica di una cella rame-berillio.

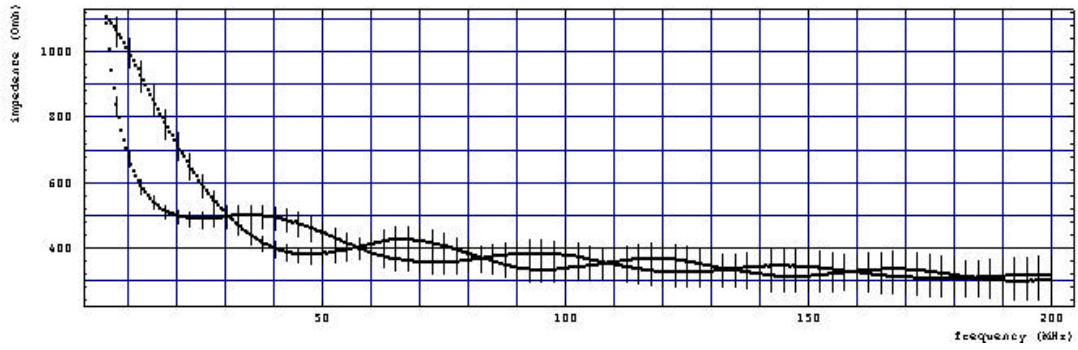


Figura IV.20: modulo dell'impedenza di una cella acciaio open/short.

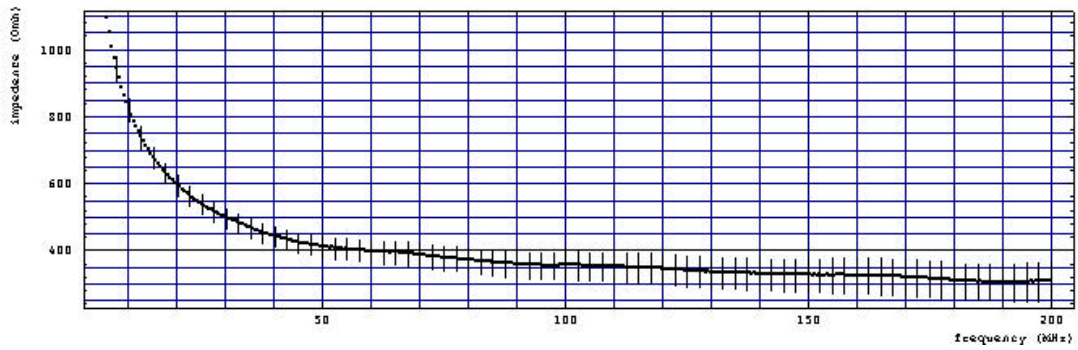


Figura IV.21: modulo dell'impedenza caratteristica di una cella acciaio.

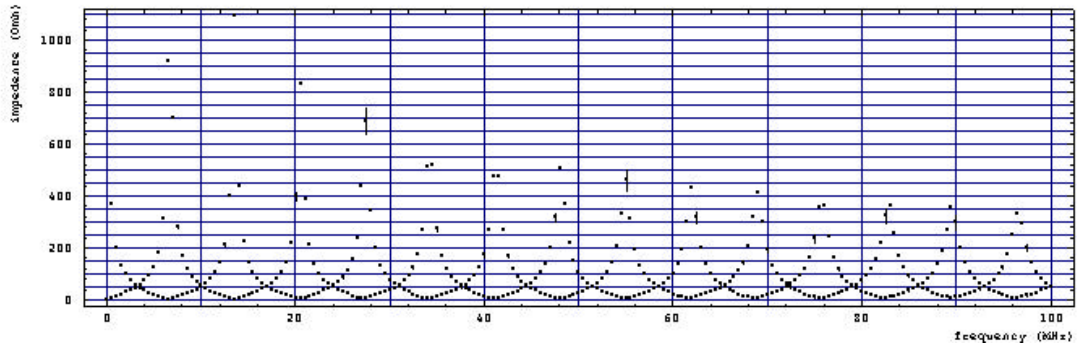


Figura IV.22: modulo dell'impedenza cavo RG58 open/short.

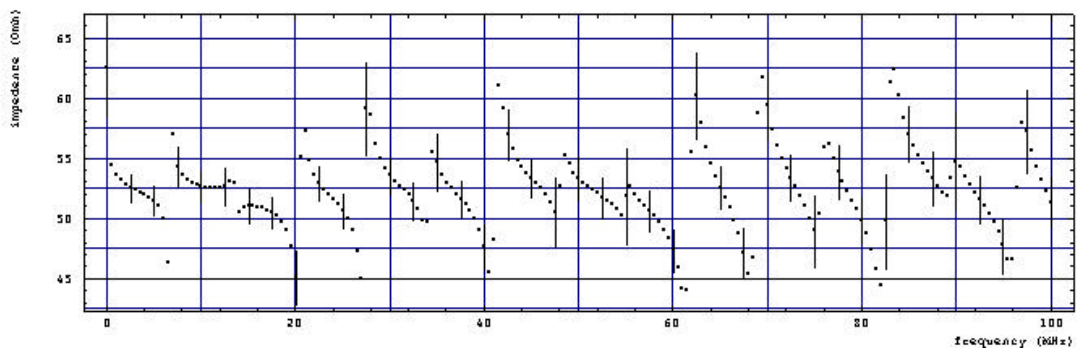


Figura IV.23: modulo dell'impedenza caratteristica cavo RG58.

Alcune considerazioni:

- guardando al caso del cavo RG58 si può dire che i valori ottenuti sono sufficientemente attendibili;
- il comportamento del rame-berillio è molto simile al tungsteno come era prevedibile, avendo entrambi la stessa resistenza per unità di lunghezza;
- si nota subito la differenza tra acciaio e tungsteno dovuta alla grande differenza (un fattore 10) nella resistenza dei fili;
- il comportamento dell'impedenza caratteristica a basse frequenze indica nettamente il fatto che le celle non sono linee non dispersive;
- le oscillazioni minori nel caso di 2 e 4 celle di tungsteno si spiegano considerando la non uniformità della linea nei tratti di giunzione.

In conclusione si può dire che il modulo dell'impedenza caratteristica, dopo il tratto iniziale, si stabilizza attorno ai 350 Ω con oscillazioni regolari di un centinaio di Ω . Nel caso dell'acciaio solo dopo i 50 MHz c'è un andamento costante inizialmente attorno ai 400 Ω per poi calare progressivamente.

IV.5.2 Misura tempo ritardo della linea

Dai grafici del paragrafo precedente si notano l'alternarsi regolare di massimi e minimi. Questo fatto si può spiegare facilmente considerando la linea di trasmissione sede di oscillazioni stazionarie con le condizioni agli estremi imposte dalla chiusura o apertura della linea. Nello schema di Figura IV.24 sono mostrati i primi due modi di oscillazione nei vari casi possibili.

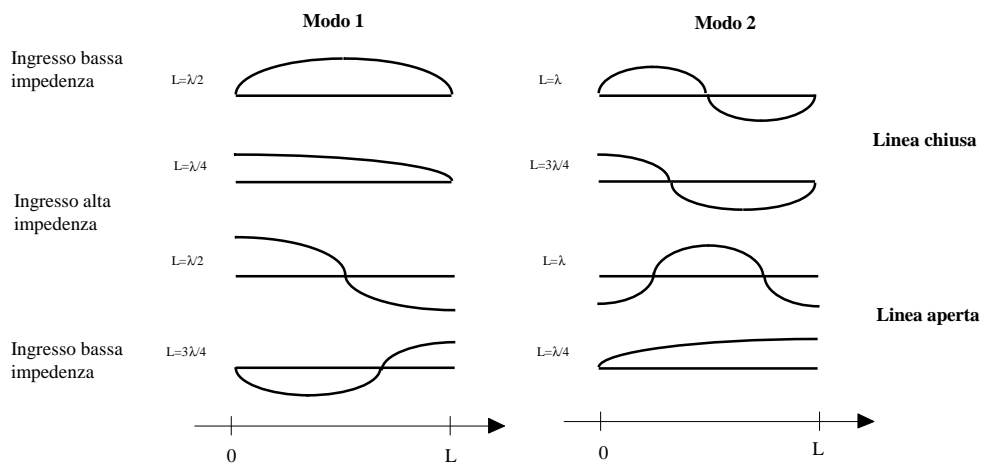


Figura IV.24: primi modi di oscillazione considerando le varie possibilità agli estremi della linea.

Nella Tabella IV.6 della pagina seguente sono riportate le relazioni tra L (lunghezza della linea) e la lunghezza d'onda per la risonanza, nei vari casi.

Tabella IV.6

RISONANZA	Ingresso bassa impedenza	Ingresso alta impedenza
Linea chiusa	$L = n \frac{l}{2}, n = 1, 2, \dots$	$L = (2n + 1) \frac{l}{4}, n = 0, 1, \dots$
Linea aperta	$L = (2n + 1) \frac{l}{4}, n = 0, 1, \dots$	$L = n \frac{l}{2}, n = 1, 2, \dots$

Dalla misura della frequenza di risonanza si può determinare il tempo di ritardo per unità di lunghezza T della linea. Dalla nota relazione:

$$l \cdot n = v$$

si ottiene, nei rispettivi casi:

$$T = \frac{l}{L} \frac{2n+1}{4n} \quad \left| \quad T = \frac{l}{L} \frac{n}{2n} \right.$$

$$n = 0, 1, \dots \quad \left| \quad n = 1, 2, \dots \right.$$

Nella Tabella IV.7 sono riportati i risultati ottenuti: nel calcolo sono state considerate anche le giunzioni tra le celle.

Tabella IV.7

filo	linea	Minimi			Massimi		
		media (ns)	Std. Dev. (ns)	num dati	media (ns)	Std. Dev. (ns)	num dati
Tung. 1 cella	Open	3.55	0.03	4	3.66	0.02	3
	Short	3.52	0.02	3	3.64	0.02	4
Tung. 2 celle	Open	3.54	0.05	7	3.57	0.08	7
	Short	3.55	0.08	7	3.59	0.03	7
Tung. 4 celle	Open	3.58	0.10	15	3.57	0.07	14
	Short	3.57	0.07	15	3.62	0.17	15
Cu-Be 1 cella	Open	3.56	0.02	4	3.67	0.01	3
	Short	3.53	0.01	3	3.65	0.01	4
Acciaio 1 cella	Open	3.91	0.07	3	4.12	0.06	2
	Short	4.02	0.04	3	4.18	0.13	3
RG58 7.20 m	Open	5.09	0.03	7	5.09	0.07	7
	Short	5.07	0.03	7	5.07	0.08	7

Dalla tabella si nota come il valore trovato per l'acciaio sia superiore agli altri: probabilmente ciò è dovuto alla maggiore attenuazione dei segnali ed alla conseguente loro degradazione. Capacità e induttanza per unità di lunghezza (che determinano la velocità di propagazione) sono infatti gli stessi in tutti i casi.

In definitiva, facendo una media e trascurando i valori dell'acciaio, possiamo considerare che il tempo di ritardo sia 3.58 ± 0.05 ns.

IV.5.3 Calcolo capacità e induttanza per unità di lunghezza della linea

Considerando il caso della linea aperta, a basse frequenze si ha in pratica una capacità: facendo un fit lineare si può quindi ricavare la capacità per unità di lunghezza della linea. Nella Tabella IV.8 sono riportati i risultati ottenuti assieme al caso del cavo RG58 come verifica sull'attendibilità di quanto fatto.

Nella stessa tabella viene poi ricavata l'induttanza per unità di lunghezza utilizzando la relazione:

$$T = \sqrt{LC}$$

usando per il ritardo il valore calcolato con il metodo delle risonanze.

Tabella IV.8

Tipo Linea	C (pF)	L (nH)
Tung. 1 cella	10.5 ± 0.2	1.22 ± 0.06
Tung. 2 cella	10.4 ± 0.2	1.23 ± 0.06
Tung. 4 cella	10.9 ± 0.3	1.18 ± 0.07
Acciaio	11.2 ± 0.3	1.14 ± 0.07
Rame	10.7 ± 0.2	1.20 ± 0.06
RG58	95 ± 5	0.27 ± 0.03

Come si nota i risultati sono tutti fra di loro compatibili, facendo una media otteniamo il valore di 10.74 ± 0.3 pF per la capacità (perfettamente compatibile con quanto calcolato nel capitolo 3) e di 1.19 ± 0.04 µH per l'induttanza, sempre per unità di lunghezza.

IV.5.4 Calcolo conduttanza per unità di lunghezza

Come si vede dalla Tabella IV.2 l'impedenza caratteristica per frequenze non troppo alte si può rappresentare con un circuito equivalente dato dal parallelo di una resistenza e una capacità: operando oltre la frequenza di taglio del filtro rimane la sola parte capacitiva. Abbiamo così ricavato questa capacità con un fit lineare della parte iniziale della curva dell'impedenza caratteristica ottenuta dalle misure con l'impedenzometro.

Nella Tabella IV.9 è riportato il valore ricavato per la capacità C_p e la conduttanza per unità di lunghezza G della linea calcolato con la formula:

$$G = \left(\frac{C}{C_p} \right)^2 \frac{1}{4R}$$

della Tabella IV.2.

Tabella IV.9

Tipo Linea	C_p (pF)	G (nS/m)
Tung. 1 cella	277 ± 10	16 ± 1.3
Tung. 2 cella	275 ± 10	16 ± 1.5
Tung. 4 cella	280 ± 11	17 ± 1.6
Acciaio	91 ± 5	16.8 ± 2
Rame	270 ± 12	17.5 ± 1.7

I valori ottenuti sono tutti compatibili anche nel caso dell'acciaio, nonostante la forma dell'impedenza caratteristica molto diversa rispetto agli altri. C'è da osservare che l'intervallo di frequenze utilizzato per il fit è un po' al limite della validità della formula che fornisce la conduttanza, pertanto questi valori possono essere solo indicativi.

IV.6 MISURA DELL'ATTENUAZIONE

Per determinare l'attenuazione della linea si è utilizzato il Network Analyzer della HP questa volta come analizzatore di rete: la linea è stata adattata ad entrambi gli estremi con i valori derivati dalle precedenti misure, così come è stato terminato su 50Ω il cavo di collegamento che porta il segnale di riferimento dall'analizzatore alla camera. Lo schema è mostrato in Figura IV.25.

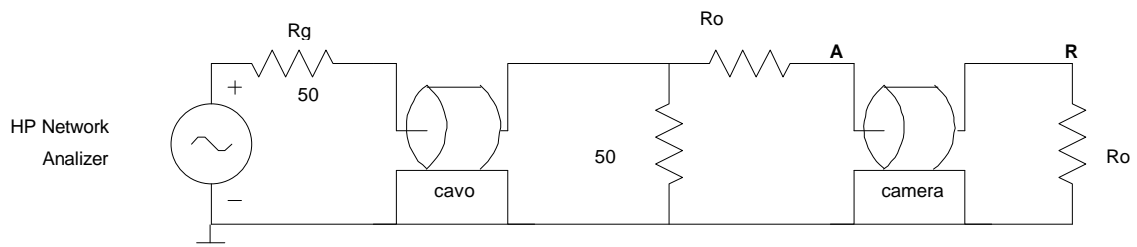


Figura IV.25: schema utilizzato per la misure di attenuazione: il punto **R**, letto con una sonda attiva per rendere trascurabili le capacità parassite, costituisce l'ingresso dell'analizzatore, mentre il punto **A** è utilizzato come riferimento per la calibrazione.

Dalla Figura IV.26 si osserva il comportamento molto simile (i fili hanno la stessa resistenza per unità di lunghezza) del rame e del tungsteno: si nota una maggiore attenuazione alle alte frequenze del rame, ciò si può spiegare ricordando che il filo in tungsteno ha una doratura superficiale che viene maggiormente interessata alla conduzione a queste frequenze.

Le oscillazioni sono riconducibili a fenomeni di risonanza, le frequenze sono infatti le stesse di quelle trovate nella misura dell'impedenza di ingresso.

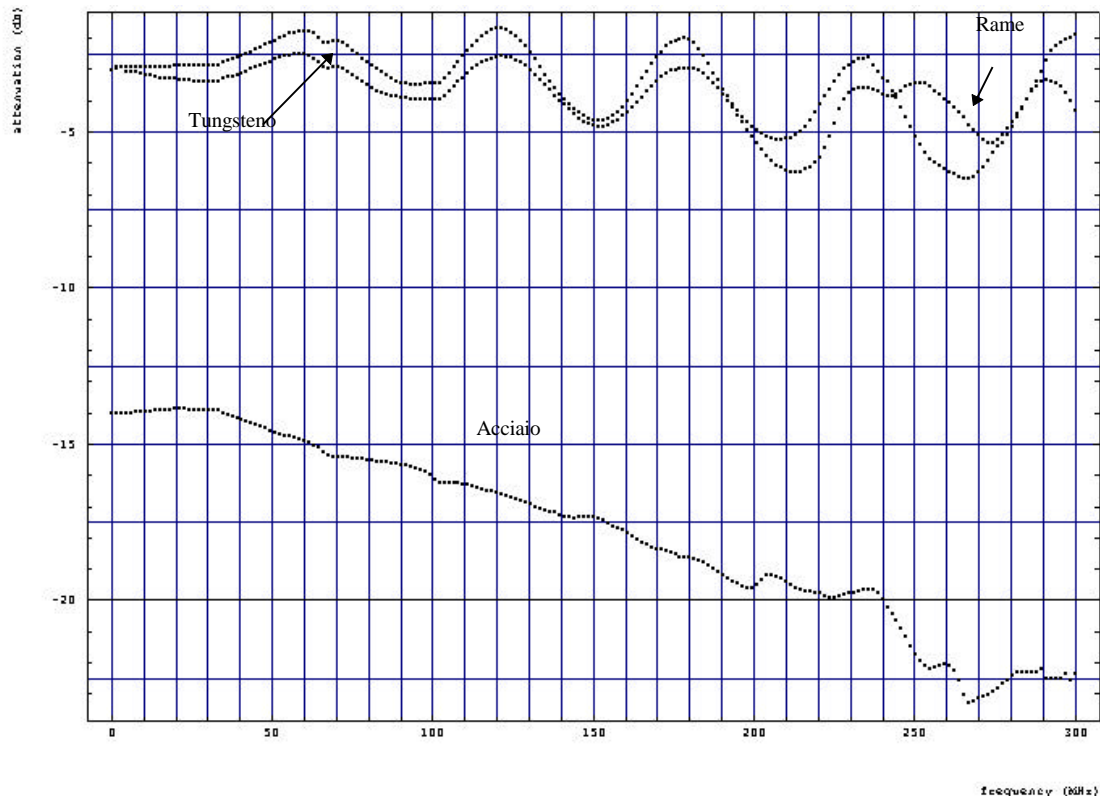


Figura IV.26: attenuazione in decibel della camera in funzione della frequenza per i fili in tungsteno, rame e acciaio di 2.5 m di lunghezza.

Molto diverso invece il comportamento dell'acciaio che mostra una forte dipendenza dalla frequenza dopo alcune decine di MHz; la parte iniziale si spiega facilmente con la grande resistenza del filo (circa 10 volte quella degli altri due). Questo comportamento ha generato una certa preoccupazione sulla risposta temporale della camera e ha richiesto un maggiore approfondimento che sarà trattato nel capitolo 7.