



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA
TESI DI LAUREA MAGISTRALE

PROVE DI MISURA DI EFFICIENZA DI
SCHERMATURA CON CELLA TEM COASSIALE

RELATORE: Prof. Daniele Desideri

Dipartimento di Ingegneria Elettrica

LAUREANDO: Rampazzo Davide

ANNO ACCADEMICO 2010/2011

Indice

Sommario	1
Introduzione	3
Capitolo 1 – Linee di trasmissione e campo TEM	5
1.1 Generalità	5
1.2 Definizioni.....	5
1.3 Relazioni.....	6
Capitolo 2 – L’efficienza di schermatura	13
2.1 Descrizione.....	13
2.2 Relazioni.....	13
2.3 Analisi della soluzione esatta nella regione di campo lontano	15
Capitolo 3 – La cella TEM	19
3.1 Descrizione.....	19
3.2 Metodologie di test di efficienza di schermatura.....	22
3.2.1 Metodo a cella TEM coassiale secondo standard ASTM ES7-83	22
3.2.2 Metodo a cella TEM coassiale secondo standard ASTM D4935-10	26
3.2.3 Standard di misura modificato	33
3.3 Altre tecniche di misura di efficienza di schermatura	36
3.3.1 Il MIL-STD-285.....	37
3.3.2 L’IEEE STD-299.....	38
Capitolo 4 – Strumenti utilizzati per la realizzazione delle prove	41
4.1 Introduzione	41
4.2 L’accoppiatore direzionale	41
4.3 L’oscilloscopio	43
4.4 I generatori di segnale	44
4.5 I multimetri.....	45
4.6 L’amplificatore.....	45
4.7 Il generatore di corrente	46
4.8 Il saldatore elettrico	47
4.9 Il calibro	47
Capitolo 5 – La resistenza di contatto	49
5.1 Introduzione	49
5.2 La resistenza di costrizione	51

5.2.1 Determinazione della resistenza di costrizione	51
5.3 La resistenza di film	55
5.4 Gli errori dovuti alla presenza della resistenza di contatto: un esempio.....	57
Capitolo 6 – Il sistema magnetron sputtering per la realizzazione di schermi	59
6.1 Introduzione: tecniche di deposizione di film sottile.....	59
6.2 Descrizione del sistema magnetron sputtering presente nel laboratorio.....	60
6.2.1 La camera di sputtering	61
6.2.2 Il sistema di pompaggio	61
6.2.3 Catodi con sistema a magnete permanente.....	61
6.2.4 Sistema di raffreddamento	62
6.2.5 Sistema di sicurezza	62
6.2.6 L'alimentatore	62
6.3 Modalità di realizzazione di film sottili.....	63
Capitolo 7 – Prove di misura	67
7.1 Introduzione	67
7.2 La cella TEM.....	67
7.3 Smontaggio e montaggio della cella.....	68
7.4 Verifiche preliminari	69
7.5 Misure di efficienza di schermatura	70
7.6 Risultati delle prove su campione di peek con deposito in rame (spessore 250 nm).....	71
7.7 Risultati delle prove su campione di peek con deposito in rame (spessore 500 nm).....	78
7.8 Presentazione di alcune schermate dell'oscilloscopio durante le misure	81
Conclusioni	87
Bibliografia	89
Ringraziamenti	93

SOMMARIO

Questo lavoro di tesi si riferisce a misure di efficienza di schermatura su depositi nanometrici ottenuti con tecnica magnetron sputtering.

In particolare si è assistito alla realizzazione dei film, sui quali poi sono state effettuate le campagne di misura per definirne l'efficienza di schermatura.

Il "mezzo" che le ha consentite è un nuovo prototipo di cella TEM coassiale la cui grossa novità rispetto alle celle tradizionali presentate negli standard ASTM risiede nel conduttore centrale smontabile e rimontabile per avvitanamento. Ciò consente di "stringere" il campione oggetto di prova in una sorta di morsa permettendo un contatto di elevata intensità (pressione) riducendo quindi di molto il problema della resistenza di contatto, il cui effetto è quello di una riduzione dell'efficienza di schermatura. Si possono quindi evitare le grosse complicazioni delle celle tradizionali: la verniciatura dei contatti con argento nella cella secondo standard ASTM ES7-83 (che ne complica notevolmente la ripetibilità della misura) e il problema dell'utilizzo di due campioni (di misura e di riferimento) in quella secondo standard ASTM D4935-10.

I risultati ottenuti nelle due prove di misura confortano tale studio, dato che sono stati trovati valori di resistenza di contatto dell'ordine dei milliohm o frazioni di milliohm, valori in generale difficilmente ottenibili con altri tipi di cella.

INTRODUZIONE

Il rapido diffondersi, negli ultimi decenni, di sistemi ed apparati elettrici ed elettronici, ha portato ad un crescente interesse verso quella disciplina dell'Ingegneria che va sotto al nome di Compatibilità Elettromagnetica.

In modo rigoroso, si dirà che un ambiente, un sistema o un apparato sono *elettromagneticamente compatibili* se soddisfano i seguenti tre requisiti:

- non causano interferenze con altri sistemi;
- non sono suscettibili alle interferenze di altri sistemi;
- non causano interferenze verso loro stessi.

Tra i molti aspetti di questa materia (che in realtà è un *coetus* di altre discipline: l'Elettrotecnica, i Materiali, le Misure Elettriche, la Fisica solo per citarne alcune) uno tra i più importanti riguarda certamente quello della *schermatura elettromagnetica*, ovvero la possibilità di realizzare una "barriera" che riduca l'emissività (o aumenti l'immunità) di un dispositivo.

In questa tesi in particolare si affronterà lo studio di schermi planari sottoposti a *campo elettromagnetico trasverso* (TEM), di spessore nanometrico realizzati con tecnica magnetron sputtering.

Nel primo capitolo si riporta la trattazione teorica sul campo TEM, sulle linee di trasmissione e sulla propagazione delle onde di tensione e corrente.

Nel secondo si dà invece la definizione di efficienza di schermatura, portandone anche i risultati approssimati nei casi di schermi elettricamente sottili.

Nel capitolo tre si riportano i due standard normativi più importanti riguardanti l'efficienza di schermatura di film planari (gli ASTM ES7-83 e D4935-10), ma si descrive inoltre un sistema di prova, trovato in letteratura per frequenza fino a 8 GHz, variante rispetto al dispositivo riportato nello standard D4935-10. Per completezza, si riportano altri due standard di misura che utilizzano invece antenne per la propagazione.

Nel quarto capitolo sono elencati, con le loro caratteristiche, i vari dispositivi utilizzati in laboratorio per la realizzazione pratica delle prove descritte nel dettaglio nel capitolo sette.

Il capitolo cinque tratta di un aspetto particolarmente significativo nella determinazione dell'efficienza, ovvero quello della resistenza di contatto. Di questo argomento si daranno i concetti fondamentali, considerando la teoria di Holm.

Il capitolo sei riporta invece le caratteristiche principali del sistema magnetron sputtering in dotazione presso il Dipartimento, fornendo anche le indicazioni pratiche per la realizzazione di schermi in rame su peek.

Nel capitolo sette sono riportate le misure di efficienza di schermatura ottenute utilizzando il nuovo tipo di cella.

CAPITOLO 1

LINEE DI TRASMISSIONE E CAMPO TEM

1.1 Generalità

In questa prima sezione verranno analizzate le strutture teoriche riguardanti la propagazione di onde di campo trasverso elettromagnetico (TEM) su linee di trasmissione, caratterizzato cioè dal fatto che il campo elettrico e quello magnetico sono disposti su di un piano xy ortogonale alla direzione z sulla quale giace l'asse della linea di rotazione.

1.2 Definizioni

- *Linea di trasmissione*

Si definisce linea di trasmissione un sistema formato da due o più conduttori paralleli e ravvicinati, tra loro separati da un dielettrico, in grado di guidare il trasferimento di un segnale elettromagnetico da un generatore ad un utilizzatore. Nel caso specifico del lavoro qui presentato, si farà riferimento al caso particolare di due conduttori.

Una linea di trasmissione è detta uniforme quando, dato un qualunque punto lungo la linea, la sezione trasversale risulta essere la stessa; rimane ovvio che i due conduttori possano essere di sezioni diverse. Due esempi sono raffigurati in figura 1.1.

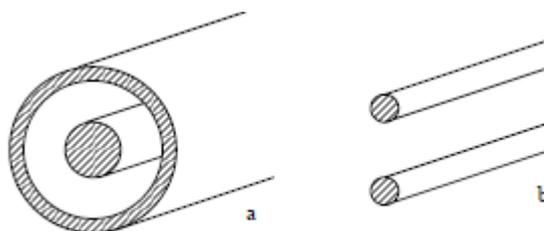


Fig.1.1 - Esempi di linea di trasmissione: cavo coassiale (a); linea bifilare (b).

- *Campo Trasverso Elettromagnetico (TEM)*

Parlando di linea di trasmissione, un'ipotesi necessaria è che la struttura dei campi attorno al conduttore sia quella di campo TEM, caratterizzato, come già in precedenza detto, dal fatto che il campo elettrico e quello magnetico sono disposti su di un piano perpendicolare all'asse della linea. Considerando cioè un sistema di riferimento xyz ad assi ortogonali del tipo mostrato in fig.1.2, deve essere, nel mezzo attorno al conduttore, $E_z = H_z = 0$, essendo z la direzione lungo la quale è posto l'asse della linea.

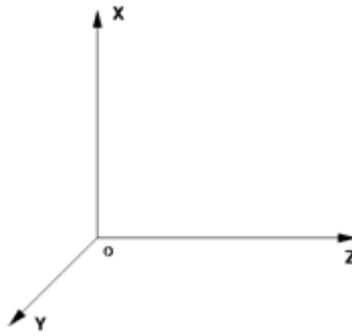


Fig.1.2 - Sistema di riferimento ad assi ortogonali considerato

In generale i campi possono comunque variare lungo x ed y, sarà cioè considerato il caso in cui

$$\frac{\partial}{\partial x} \neq 0; \frac{\partial}{\partial y} \neq 0 \quad (1.1)$$

Si osservi come le onde piane uniformi siano un caso particolare di onde TEM.

Al fine di analizzare le equazioni che coinvolgono i campi attorno alla linea di trasmissione, si considerano le seguenti ipotesi semplificative:

- unicità del mezzo attorno ai conduttori;
- mezzo privo di perdite ($\sigma = 0$);
- mezzo omogeneo, lineare ed isotropo (tali ipotesi danno la possibilità di considerare costanti la permeabilità magnetica μ e la costante dielettrica ϵ);
- nel mezzo non ci siano densità di corrente impressa ($\vec{J}_I = 0$) e di carica libera $\rho_{lib} = 0$;
- i (due) conduttori costituenti la linea di trasmissione siano *conduttori perfetti*, ovvero siano costituiti da un mezzo a conducibilità infinita. Considerando la definizione di spessore di penetrazione

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

risulta, essendo $\sigma \rightarrow \infty$, $\delta \rightarrow 0$. All'interno del conduttore perfetto quindi, poiché è nullo lo spessore di penetrazione, risultano nulli tutti i campi:

$$\vec{E} = \vec{H} = \vec{D} = \vec{B} = \vec{J} = 0$$

L'ipotesi di conduttori perfetti è peraltro necessaria: se così non fosse, una corrente lungo un conduttore avrebbe bisogno di un campo elettrico lungo il conduttore stesso, cioè un campo elettrico con componente lungo z non nulla; siccome però il campo elettrico si conserva tangente sulle interfacce dei materiali, per continuità si avrebbe campo E_z anche nel mezzo attorno al conduttore, il che contrasta l'ipotesi di campo TEM.

Con un conduttore perfetto invece, essendo $\delta = 0$, al suo interno non ci sono campi.

Nel mezzo privo di perdite è $\vec{n} \times \vec{E}_{mezzo} = 0$; il campo elettrico è normale alla superficie del conduttore perfetto, quindi è normale all'asse z, in accordo con l'ipotesi di campo TEM.

Inoltre, una corrente si può solo disporre lungo la superficie esterna dei conduttori. Per il conduttore perfetto: $\vec{n} \times \vec{H}_{mezzo} = \vec{J}_S = \vec{J}_S \cdot \vec{u}_z$; il campo magnetico è tangente alla superficie del conduttore perfetto, e si pone sul piano xy come da ipotesi di campo TEM.

1.3 Relazioni

Nel piano xy si considera una linea chiusa γ_1 che giace interamente in tale piano. Sia S_1 la superficie aperta che poggia su γ_1 .

Dalla legge di Faraday e dal teorema di Stokes, vale la seguente:

$$\oint_{\gamma_1} \vec{E} \cdot \vec{t} dl = \int_{S_1} \text{rot } \vec{E} \cdot \vec{n} dS = \int_{S_1} -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{n} dS \quad (1.2)$$

Si consideri la particolare superficie aperta che poggia sul piano xy : la normale a questa superficie ha direzione z ($\vec{n} = \pm \vec{u}_z$), come riportato in figura 1.3.

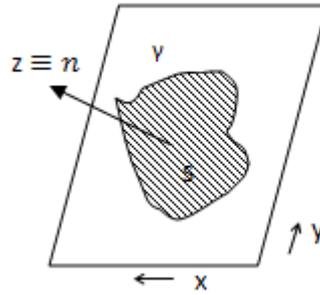


Fig. 1.3 - Superficie aperta S con contorno γ che poggia sul piano xy

Per l'ipotesi di conduttori perfetti, internamente ad essi il campo magnetico e di induzione magnetica sono nulli (in tutte le loro componenti). Inoltre gli stessi hanno nulla la componente lungo z nel mezzo privo di perdite attorno ai conduttori. In ogni caso quindi, è sul piano xy :

$$\vec{B} \cdot \vec{u}_z = 0$$

Si ottiene quindi, usando la (1.2) e considerando $\vec{n} = \pm \vec{u}_z$:

$$\int_{S_1} -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{n} dS = \int_{S_1} \pm \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{u}_z dS = \oint_{\gamma_1} \vec{E} \cdot \vec{t} dl = 0 \quad (1.3)$$

In particolare, l'ultima relazione in (1.3) è di fondamentale importanza: da essa consegue infatti la conservatività del campo elettrico, ovvero il fatto che una tensione non dipende dal particolare cammino di integrazione che è stato seguito, ma solo dagli estremi (purché il cammino di integrazione rimanga sul piano xy). Per questa ragione una tensione è esprimibile come una differenza di potenziale.

Essendo poi il campo elettrico ortogonale alla superficie del conduttore perfetto, tale superficie è una superficie equipotenziale.

Analogamente, se si considerano ancora la superficie aperta S_1 che poggia sulla linea chiusa γ_1 in figura 1.3, e si utilizza la legge di Ampere e il teorema di Stokes si perviene alla:

$$\oint_{\gamma_1} \vec{H} \cdot \vec{t} dl = \int_{S_1} \text{rot } \vec{H} \cdot \vec{n} dS = \int_{S_1} (\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot \vec{n}) dS \quad (1.4)$$

Ragionando in modo identico a quanto fatto in precedenza, si osserva che il campo elettrico e quello di spostamento elettrico sono nulli dentro al conduttore perfetto, così come essi hanno componente nulla lungo z nel mezzo attorno.

Ne risulta quindi che, in ogni punto del piano xy , vale:

$$\vec{D} \cdot \vec{u}_z = 0$$

Assumendo nuovamente che tale superficie aperta poggia completamente sul piano xy , così che sia ancora $\vec{n} = \pm \vec{u}_z$, si ottiene:

$$\int_{S_1} \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot \vec{n} dS = \int_{S_1} \pm \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot \vec{u}_z \right) dS = \int_{S_1} \vec{J} \cdot \vec{n} dS = \oint_{\gamma_1} \vec{H} \cdot \vec{t} dl \quad (1.5)$$

Dalla (1.5) si ottiene che la corrente sul conduttore è definibile in modo unico come la circuitazione del campo magnetico lungo un qualunque percorso chiuso attorno al conduttore, purché il cammino di integrazione rimanga sul piano xy .

Si osservi come tale corrente sul conduttore possa, di fatto, stare solo sulla *superficie* del conduttore (perfetto) stesso, dato che *nel* conduttore non può essere per l'ipotesi di conduttore perfetto; così come non può essere nel mezzo attorno per l'ipotesi di mezzo a conducibilità nulla.

Partendo da queste considerazioni, si ottiene che, nel mezzo privo di perdite attorno ai due conduttori perfetti, si propagano due onde TEM: una detta *onda progressiva* che si propaga nel verso positivo delle z , e un'altra, detta *onda regressiva* che si propaga nel verso negativo delle z .

È importante notare che la conservatività del campo elettrico sopra dimostrata rimane valida per i singoli termini legati all'onda progressiva e a quella regressiva.

Analogamente quindi, è definibile una d.d.p. data dal campo elettrico della sola onda progressiva, e una d.d.p. data dal campo elettrico della sola onda regressiva.

Tale discorso rimane duale per il campo magnetico: è definibile una corrente *sulla superficie* del conduttore legata alla sola onda progressiva, e una legata alla sola onda regressiva.

Per l'ipotesi di mezzo privo di perdite, tali onde, propagandosi, mantengono inalterata la loro forma.

La velocità di propagazione delle onde è ancora quella studiata nel caso di onde piane uniformi, ed è data dalla:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (1.6)$$

Inoltre, per la singola onda progressiva campo elettrico e magnetico sono ortogonali; lo stesso dicasi per l'onda regressiva.

Infine, definendo l'impedenza intrinseca $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$, la relazione tra i moduli dei campi per la singola onda è data ancora da quella ottenuta nello studio delle onde piane uniformi:

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta \quad (1.7)$$

Da queste considerazioni, si perviene alle cosiddette *equazioni del telegrafo*, che permettono di mettere in relazione tensione e corrente in una linea di trasmissione.

Per ottenere ciò, è però necessario introdurre una *capacità* e un'*induttanza* per unità di lunghezza.

Occorre allora ipotizzare che, data una qualunque sezione trasversale della linea di trasmissione, la somma delle correnti sia nulla, ovvero che in tale sezione le correnti (superficiali) nei due conduttori perfetti abbiano modulo uguale ma segno opposto.

Ovviamente, per quanto sopra, tale ipotesi è valida anche per la singola onda progressiva e per quella regressiva.

Questo permette di ottenere l'importante risultato che, sul generico piano xy , sulle superfici dei due conduttori ci siano cariche uguali in valore, ma opposte in segno; ciò dà luogo quindi alla definizione di un'induttanza e di una capacità per *unità di lunghezza* (ovvero sul piano xy).

Considerando quindi un generico tratto molto piccolo di linea di trasmissione (cioè di lunghezza $\Delta z \ll \lambda$), è possibile pervenire ad un modello del tipo di figura 1.4.

Si osservi come, per le ipotesi fatte, non ci siano nello schema resistenze longitudinali o conduttanze trasversali.

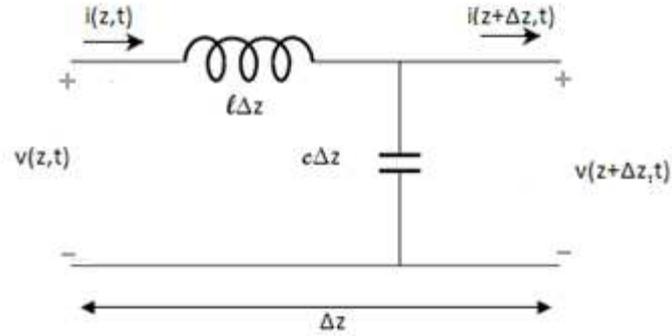


Fig.1.4 - Circuito equivalente del tratto di linea di trasmissione lungo Δz

L'aver supposto di considerare un tratto di linea sufficientemente piccolo, permette di utilizzare, per tale circuito, le equazioni di Kirchhoff ai due nodi.

Da ciò risulta:

$$\begin{cases} i(z + \Delta z, t) = i(z, t) - c\Delta z \frac{\partial}{\partial t} v(z + \Delta z, t) \\ v(z + \Delta z, t) = v(z, t) - l\Delta z \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) \end{cases} \quad (1.8)$$

Dividendo le equazioni in (1.8) per Δz , si ottengono le:

$$\begin{cases} \frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} = -c \frac{\partial}{\partial t} v(z + \Delta z, t) \\ \frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = -l \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) \end{cases} \quad (1.9)$$

Se si considera poi il limite per $\Delta z \rightarrow 0$ delle (1.9), si ottiene:

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} &\triangleq \frac{\partial}{\partial z} i(z, t) = -c \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{\partial}{\partial t} v(z + \Delta z, t) = -c \frac{\partial}{\partial t} v(z, t) \\ \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} &\triangleq \frac{\partial}{\partial z} v(z, t) = -l \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) = -l \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Riassumendo, le (1.10) forniscono il seguente risultato:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} i(z, t) = -c \frac{\partial}{\partial t} v(z, t) \\ \frac{\partial}{\partial z} v(z, t) = -l \frac{\partial}{\partial t} i(z, t) \end{cases} \quad (1.11)$$

Le equazioni (1.11) sono due equazioni differenziali del primo ordine che descrivono il passaggio del segnale elettromagnetico all'interno di una generica linea di trasmissione e sono come già indicato note nella letteratura come *equazioni del telegrafo*.

È ora possibile derivare dalle (1.11) un'equazione differenziale alle derivate parziali del secondo ordine avente come funzione incognita la tensione $v(z, t)$ (o a scelta la corrente $i(z, t)$). La scelta della funzione incognita non è rilevante visto che corrente e tensione sulla linea di trasmissione sono strettamente legate.

Derivando la prima delle (1.11) rispetto alla variabile z , si ottiene:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} i(z, t) = -c \frac{\partial^2}{\partial z \partial t} v(z, t) \quad (1.12)$$

Applicando il teorema di Schwarz di uguaglianza delle derivate seconde miste, vale:

$$\frac{\partial^2}{\partial z \partial t} v(z, t) = \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial}{\partial t} v(z, t) = \frac{\partial^2}{\partial t \partial z} v(z, t) = \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial z} v(z, t) \quad (1.13)$$

Di conseguenza la (1.12) diventa:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} i(z, t) = -c \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial z} v(z, t) \quad (1.14)$$

Sostituendo quindi la seconda delle (1.11) nella (1.14), e riordinando i termini si può ottenere la seguente equazione differenziale alle derivate parziali del secondo ordine nell'incognita $i(z, t)$:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} i(z, t) = lc \frac{\partial^2}{\partial t^2} i(z, t) \quad (1.15)$$

Analogamente, considerando la seconda delle (1.11), e derivandola in z , si ottiene:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} v(z, t) = -l \frac{\partial^2}{\partial z \partial t} i(z, t) \quad (1.16)$$

In modo identico a quanto fatto sopra, risulta valido che:

$$-l \frac{\partial^2}{\partial z \partial t} i(z, t) = -l \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial z} i(z, t) \quad (1.17)$$

Sostituendo la (1.17) nella prima delle (1.11), si ricava un'altra equazione differenziale alle derivate parziali del secondo ordine, stavolta però nell'incognita $v(z, t)$:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} v(z, t) = lc \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(z, t) \quad (1.18)$$

Ponendo $v = 1/\sqrt{lc}$, si ottiene la generale espressione:

$$v^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \varphi(z, t) = \frac{\partial^2}{\partial t^2} \varphi(z, t) \quad (1.19)$$

dove $\varphi(z, t)$ rappresenta una tra la $i(z, t)$ o la $v(z, t)$.

Si osservi come il valore di velocità sopra definito debba essere lo stesso ricavato in precedenza per le onde TEM; a prescindere dalle caratteristiche geometriche della linea di trasmissione, dovrà pertanto essere:

$$lc = \mu\varepsilon$$

L'equazione (1.19) è una equazione del tutto analoga a quella ottenibile per onde piane uniformi, e rappresenta pertanto l'*equazione dell'onda scalare*.

Come già in precedenza indicato, si perviene allora ad una soluzione che è una somma di un'onda progressiva e di una regressiva, riferite stavolta però ad una tensione ed ad una corrente, secondo quanto indicato nelle seguenti equazioni (con l'apice + si indica l'onda progressiva, con l'apice - quella regressiva):

$$v(z, t) = v^+ \left(t - \frac{z}{\omega} \right) + v^- \left(t + \frac{z}{\omega} \right) \quad (1.20)$$

$$i(z, t) = i^+ \left(t - \frac{z}{\omega} \right) + i^- \left(t + \frac{z}{\omega} \right)$$

Nel caso particolare di regime sinusoidale permanente (condizione che peraltro risulta la più comune in tutte le applicazioni dell'elettrotecnica), la (1.19) può essere riscritta nella (1.21), ricordando che:

$$\frac{\partial}{\partial t} = j\omega \Rightarrow \frac{\partial^2}{\partial t^2} = (j\omega)^2 = -\omega^2$$

e che la generica funzione $\varphi(z, t)$ diventa ora funzione della sola z e viene pertanto scritta con la notazione simbolica $\bar{\Phi}(z)$.

$$v^2 \frac{d^2}{dz^2} \bar{\Phi}(z) = -\omega^2 \bar{\Phi}(z) \quad (1.21)$$

L'equazione caratteristica associata alla (1.21) è la seguente:

$$x^2 = -\frac{\omega^2}{v^2}$$

che ha soluzioni $x_{1,2} = \pm j \frac{\omega}{v} = \pm j\beta$, dove β prende il nome di *costante di fase* e dipende dalla pulsazione delle grandezze elettriche e dalle caratteristiche del mezzo (μ e ε).

Si ottiene quindi che l'equazione dell'onda scalare in regime sinusoidale permanente diventa:

$$\bar{\Phi}(z) = \bar{\Phi}^+ e^{-j\beta z} + \bar{\Phi}^- e^{j\beta z} \quad (1.22)$$

dove $\bar{\Phi}(z)$ è una tra $\bar{I}(z)$ o $\bar{V}(z)$.

Le (1.20) in regime sinusoidale sono allora le seguenti:

$$\begin{aligned} \bar{V}(z) &= \bar{V}^+ e^{-j\beta z} + \bar{V}^- e^{j\beta z} \\ \bar{I}(z) &= \bar{I}^+ e^{-j\beta z} + \bar{I}^- e^{j\beta z} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Dalle equazioni del telegrafo scritte in regime sinusoidale:

$$\frac{d\bar{V}(z)}{dz} = -j\beta \bar{V}^+ e^{-j\beta z} + j\beta \bar{V}^- e^{j\beta z} = -j\omega l \bar{I}(z) = -j\beta v l \bar{I}(z)$$

ovvero:

$$\bar{V}^+ e^{-j\beta z} - \bar{V}^- e^{j\beta z} = \sqrt{l/c} \bar{I}(z) = Z_0 \bar{I}(z) \quad (1.24)$$

con $Z_0 = \sqrt{l/c}$ impedenza caratteristica della linea.

La seconda delle (1.23) è allora anche:

$$\bar{I}(z) = \frac{\bar{V}^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{\bar{V}^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (1.25)$$

Si sono trovate quindi le equazioni di propagazione delle onde di tensione e corrente nella linea di trasmissione in regime sinusoidale permanente, ottenute dall'ipotesi di propagazione delle onde di campo elettrico e magnetico di modo TEM in un mezzo privo di perdite.

In particolare, considerando una linea *disadattata* (ovvero chiusa su di un carico di impedenza diversa dalla sua impedenza caratteristica, per cui il termine di onda riflessa risulta non nullo) si ha che i vettori di onda di tensione progressiva e regressiva ruotano con verso opposto in un piano complesso al variare di z . Ci sarà quindi un valore di $z = z_0$ tale che i due fasori sono in fase: in tale situazione si

avrà un *massimo* del fasore di tensione. Il massimo successivo si avrà dopo una rotazione $\beta\Delta z$ di π radianti, ovvero per Δz pari a:

$$\beta\Delta z = \pi \Rightarrow \Delta z = \frac{\pi}{\beta} = \frac{\pi v}{2\pi f} = \frac{\lambda}{2} \quad (1.26)$$

La (1.26) dimostra che la distanza tra due massimi consecutivi del modulo della tensione sta a metà della lunghezza d'onda del segnale; si avrà invece un *minimo* quando i due fasori si trovano in opposizione di fase, ovvero quando, rispetto ad un massimo, si ha una rotazione (nei due sensi) di $\beta\Delta z$ di un angolo pari a $\pi/2$. Sostituendo nella (1.26), si trova che la distanza tra un massimo e un minimo è quindi pari a $\lambda/4$; la distanza tra due minimi consecutivi è ancora pari a $\lambda/2$.

Per quando riguarda la propagazione della corrente, sono valide le due seguenti considerazioni:

- si hanno ancora, in un piano complesso, un fasore di onda di corrente che ruota in senso orario e uno che ruota in senso antiorario; i loro moduli sono proporzionali a quelli delle onde di tensione secondo il fattore $1/Z_0$;
- poiché dalla (1.25) si osserva un segno meno davanti al fasore di onda regressiva, massimi e minimi della corrente *sono scambiati* rispetto a quelli della tensione, ovvero dove c'è un massimo di corrente c'è un minimo di tensione, e viceversa.

La figura seguente ne riporta un esempio.

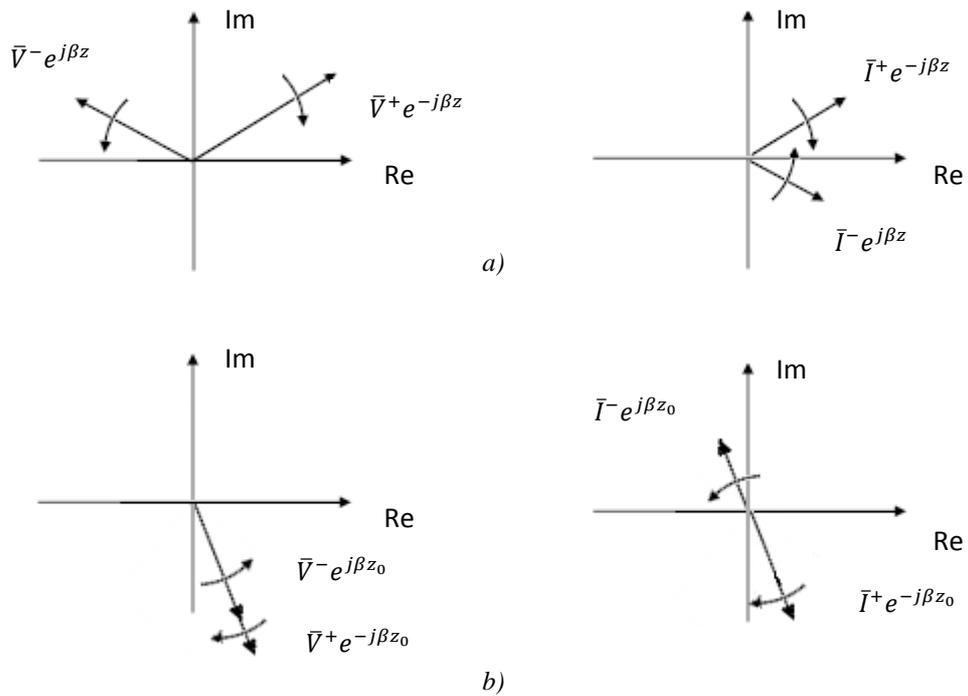


Fig. 1.5 - Fasori di tensione e corrente per uno z generico (a) e massimo di tensione (fasori in fase) con conseguente minimo di corrente (fasori in opposizione) per $z = z_0$ (b).

CAPITOLO 2

L'EFFICIENZA DI SCHERMATURA

2.1 Descrizione

Nella letteratura, per *schermo* si intende un “contenitore” metallico che racchiude completamente un dispositivo elettronico (o una sua parte). L'azione di uno schermo può essere duale: da un lato esso può contenere un dispositivo emettitore e quindi fungere da barriera contro le emissioni da questo prodotte; dall'altro può servire per proteggere il dispositivo ivi inserito da radiazioni elettromagnetiche prodotte da sorgenti esterne.

Ad ogni modo per schermo si può intendere una barriera alla trasmissione di campi elettromagnetici.

Con il termine *efficienza di schermatura* si definisce la capacità di un materiale di ridurre la trasmissione di campi propaganti al fine di isolare da un punto di vista elettromagnetico una regione da un'altra.

Molto spesso tale grandezza è di difficile quantificazione, allora il metodo più comune per ottenerla è quello di valutarla attraverso delle misure, attività che sarà proprio l'oggetto di questa tesi, come si vedrà nel seguito.

Le funzioni della schermatura sono quindi: isolare una regione, prevenire interferenze da sorgenti esterne (al fine di ridurre la suscettività di un dispositivo), o prevenire la dispersione di radiazioni indesiderate dovute a sorgenti interne.

Storicamente, la schermatura era basata sull'utilizzo di metalli dalle ben note proprietà elettromagnetiche.

Considerando però che i costi legati alla schermatura possono incidere nel costo finale di un dispositivo anche per più del 10% [15], attualmente si sta spingendo sulla ricerca di nuovi materiali. In particolare l'attenzione si è rivolta sull'utilizzo di plastiche, a sostituire i classici box metallici usati come “contenitori” dai produttori di dispositivi elettronici. Tuttavia le plastiche da sole sarebbero trasparenti alle radiazioni elettromagnetiche, per cui sono state sviluppate delle tecniche per conferire ad esse proprietà metalliche (inserimento di fibre metalliche, deposizione di film sottili con tecnica *magnetron sputtering*, ecc).

È chiaro che le caratteristiche come schermi di questi nuovi composti non possono essere conosciute a priori; da ciò segue l'importanza di poterle determinare attraverso delle misure, come in precedenza riportato.

2.2 Relazioni

Per definire l'efficienza di schermatura (nel seguito si indicherà per semplicità la sigla *SE*, dall'inglese *shielding effectiveness*), si considera il caso semplice di un'onda piana uniforme che incide ortogonalmente su un mezzo di separazione tra due materiali (che appunto costituirà lo schermo).

Considerando una propagazione dell'onda piana uniforme con verso z , con campo elettrico quindi ad essa ortogonale (ad esempio secondo x), risulta che, raggiungendo lo schermo, parte dell'onda si trasmette mentre la rimanente si riflette, ritornando verso la sorgente; tale situazione è proposta in figura 2.1.

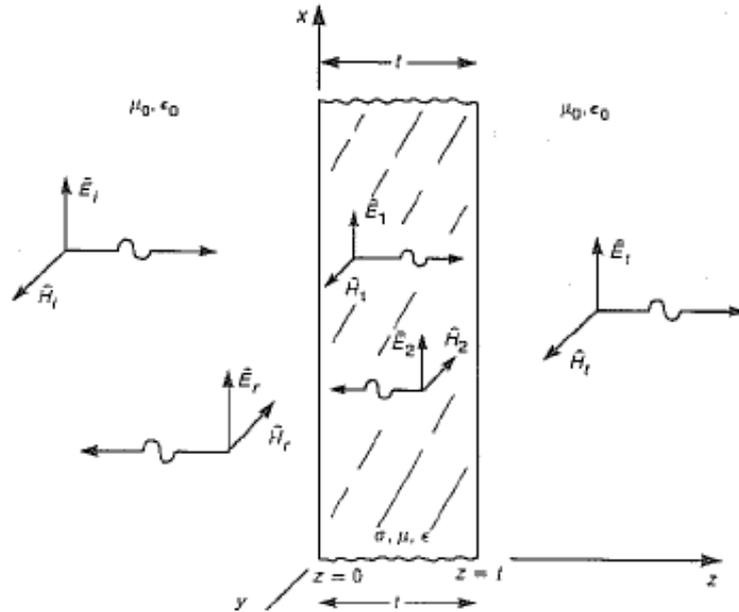


Fig. 2.1 - Propagazione dei campi elettrico e magnetico in uno schermo di spessore t [4].

Si è supposto per semplicità che sia il mezzo a destra che quello a sinistra dello schermo siano aria; il mezzo schermante è un materiale avente determinati valori di permeabilità e permittività relative (μ_R e ϵ_R), di conduttività σ e un certo spessore t .

Il campo elettrico ha solo componente lungo x , il campo magnetico solo lungo y . L'analisi è effettuata in regime sinusoidale permanente.

Indicando con \bar{E}_t e \bar{H}_t rispettivamente i fasori dei campi elettrico e magnetico trasmessi, e con \bar{E}_i e \bar{H}_i rispettivamente i fasori dei campi elettrico e magnetico incidenti sullo schermo, si danno le seguenti definizioni di SE :

$$SE(E)_{dB} = 20 \log_{10} \frac{|\bar{E}_i|}{|\bar{E}_t|} \quad (2.1)$$

$$SE(H)_{dB} = 20 \log_{10} \frac{|\bar{H}_i|}{|\bar{H}_t|} \quad (2.2)$$

Le (2.1) e (2.2) sono rispettivamente le definizioni di SE in relazione all'onda di campo elettrico e a quella di campo magnetico. Tali valori sono sempre positivi nell'ovvia considerazione che sarà sempre $|\bar{E}_i| > |\bar{E}_t|$ (lo stesso dicasi per il campo magnetico).

Si osservi tuttavia che se il mezzo a destra e a sinistra dello schermo è uguale (ad esempio aria da entrambe le parti, come in figura), poiché campo elettrico e magnetico sono tra loro legati dall'impedenza intrinseca η si ottiene il seguente risultato:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \frac{|\bar{E}_i|}{|\bar{E}_t|} = 20 \log_{10} \frac{|\eta \bar{H}_i|}{|\eta \bar{H}_t|} = 20 \log_{10} \frac{|\bar{H}_i|}{|\bar{H}_t|} \quad (2.3)$$

Ovvero le (2.1) e (2.2) coincidono.

Ne consegue quindi l'indifferenza nel trattare la SE da un punto di vista del campo magnetico o di quello elettrico (purché si rimanga comunque nel caso di onde nel campo lontano). Quando i materiali ai due lati dello schermo siano diversi e/o lo studio sia fatto nella regione di campo vicino, le due relazioni non possono più essere coincidenti. Di fatto comunque, laddove si parli in generale di SE senza ulteriori indicazioni è consuetudine intendere la (2.1), riferendosi cioè all'espressione che usa il campo elettrico.

Da notare inoltre la scelta, comune in letteratura e nelle applicazioni pratiche, di esprimere l'efficienza di schermatura in dB: avere un valore di SE pari a 100dB significa avere ottenuto una riduzione nei moduli dei campi radiati di 100.000 volte.

2.3 Analisi della soluzione esatta nella regione di campo lontano

L'ipotesi che sarà considerata nella determinazione delle espressioni è quella di *onda piana uniforme* (ovvero di propagazione di onde caratterizzate dal fatto che i campi elettrico e magnetico non variano lungo x ed y e non hanno componente lungo z , cfr. paragrafo 1.2).

Si ipotizzerà inoltre (figura (2.1)) che il mezzo (aria) a destra dello schermo sia di dimensioni infinite, ovvero che non ci sia quindi onda riflessa (l'onda cioè "si riflette all'infinito").

In regime sinusoidale permanente le espressioni dell'andamento dei campi nei mezzi sono le seguenti:

$$\vec{E}_i = \bar{E}_i e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_x \quad (2.3a)$$

$$\vec{H}_i = \bar{H}_i e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_y = \frac{\bar{E}_i}{\eta_0} e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_y \quad (2.3b)$$

$$\vec{E}_r = \bar{E}_r e^{j\beta_0 z} \vec{u}_x \quad (2.3c)$$

$$\vec{H}_r = -\bar{H}_r e^{j\beta_0 z} \vec{u}_y = -\frac{\bar{E}_r}{\eta_0} e^{j\beta_0 z} \vec{u}_y \quad (2.3d)$$

$$\vec{E}_1 = \bar{E}_1 e^{-\dot{\gamma} z} \vec{u}_x \quad (2.3e)$$

$$\vec{H}_1 = \bar{H}_1 e^{-\dot{\gamma} z} \vec{u}_y = \frac{\bar{E}_1}{\dot{\eta}} e^{-\dot{\gamma} z} \vec{u}_y \quad (2.3f)$$

$$\vec{E}_2 = \bar{E}_2 e^{\dot{\gamma} z} \vec{u}_x \quad (2.3g)$$

$$\vec{H}_2 = -\bar{H}_2 e^{\dot{\gamma} z} \vec{u}_y = -\frac{\bar{E}_2}{\dot{\eta}} e^{\dot{\gamma} z} \vec{u}_y \quad (2.3h)$$

$$\vec{E}_t = \bar{E}_t e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_x \quad (2.3i)$$

$$\vec{H}_t = \bar{H}_t e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_y = \frac{\bar{E}_t}{\eta_0} e^{-j\beta_0 z} \vec{u}_y \quad (2.3l)$$

dove β_0 è la costante di fase nella propagazione d'onda in aria (rapporto tra la pulsazione e la velocità di propagazione) e $\dot{\gamma} = \alpha + j\beta$ è la costante di propagazione nel mezzo con perdite.

Per la risoluzione delle (2.3) sono necessarie quattro equazioni che sono ottenute dall'imposizione delle condizioni al contorno dello schermo, in altre parole per $z=0$ e $z=t$.

Dalle equazioni di continuità alle interfacce del campo elettrico e di quello magnetico, si possono scrivere le seguenti:

$$\vec{E}_i|_{z=0} + \vec{E}_r|_{z=0} = \vec{E}_1|_{z=0} + \vec{E}_2|_{z=0} \quad (2.4a)$$

$$\vec{E}_1|_{z=t} + \vec{E}_2|_{z=t} = \vec{E}_t|_{z=t} \quad (2.4b)$$

$$\vec{H}_i|_{z=0} + \vec{H}_r|_{z=0} = \vec{H}_1|_{z=0} + \vec{H}_2|_{z=0} \quad (2.4c)$$

$$\vec{H}_1|_{z=t} + \vec{H}_2|_{z=t} = \vec{H}_t|_{z=t} \quad (2.4d)$$

Sostituendo le (2.4) nelle (2.3) si ottengono quattro equazioni, la cui combinazione permette infine di determinare la (2.1):

$$\bar{E}_i + \bar{E}_r = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 \quad (2.5a)$$

$$\bar{E}_1 e^{-\dot{\gamma} t} + \bar{E}_2 e^{\dot{\gamma} t} = \bar{E}_t e^{-j\beta_0 t} \quad (2.5b)$$

$$\frac{\bar{E}_i}{\eta_0} - \frac{\bar{E}_r}{\eta_0} = \frac{\bar{E}_1}{\dot{\eta}} - \frac{\bar{E}_2}{\dot{\eta}} \quad (2.5c)$$

$$\frac{\bar{E}_1}{\dot{\eta}} e^{-\dot{\gamma}t} - \frac{\bar{E}_2}{\dot{\eta}} e^{\dot{\gamma}t} = \frac{\bar{E}_t}{\eta_0} e^{-j\beta_0 t} \quad (2.5d)$$

Le (2.5a-d) permettono di determinare il rapporto \bar{E}_i/\bar{E}_t :

$$\frac{\bar{E}_i}{\bar{E}_t} = e^{-j\beta_0 t} e^{\dot{\gamma}t} \frac{(\eta_0 + \dot{\eta})^2}{4\dot{\eta}\eta_0} \left[1 - \frac{(\eta_0 - \dot{\eta})^2}{(\eta_0 + \dot{\eta})^2} e^{-2\dot{\gamma}t} \right] \quad (2.6)$$

L'espressione in (2.6), inserita nella (2.1) permette di calcolare la soluzione *esatta* che viene comunemente semplificata nella letteratura tenendo conto del fatto che molto spesso lo schermo è un materiale *buon conduttore*, cioè con $\sigma \gg \omega\epsilon$, essendo ω la pulsazione delle grandezze elettriche in regime sinusoidale permanente.

In questa ipotesi, l'espressione della costante di propagazione

$$\dot{\gamma} = \alpha + j\beta = \sqrt{-\epsilon\omega^2\mu + j\omega\mu\sigma} = \sqrt{\omega\mu(-\omega\epsilon + j\sigma)}$$

diventa più semplicemente la:

$$\dot{\gamma} \cong \sqrt{j\sigma\omega\mu} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j)\sqrt{\sigma\omega\mu}$$

La parte reale α ha quindi lo stesso modulo di quella immaginaria β :

$$\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\sigma\omega\mu} = \sqrt{\sigma f\pi\mu} = \frac{1}{\delta}$$

Con questa considerazione l'espressione di SE derivante dalla (2.6) è la seguente:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{\bar{E}_i}{\bar{E}_t} \right| = 20 \log_{10} e^{\frac{t}{\delta}} + 20 \log_{10} \left| \frac{(\eta_0 + \dot{\eta})^2}{4\dot{\eta}\eta_0} \right| + 20 \log_{10} \left| 1 - \frac{(\eta_0 - \dot{\eta})^2}{(\eta_0 + \dot{\eta})^2} e^{-2\dot{\gamma}t} \right| \quad (2.7)$$

Nella (2.7) si distinguono le tre componenti costituenti l'efficienza di schermatura, in particolare:

- perdite per assorbimento $A_{dB} \triangleq 20 \log_{10} e^{\frac{t}{\delta}}$
- perdite per riflessione $R_{dB} \triangleq 20 \log_{10} \left| \frac{(\eta_0 + \dot{\eta})^2}{4\dot{\eta}\eta_0} \right|$
- perdite per riflessioni multiple $M_{dB} \triangleq 20 \log_{10} \left| 1 - \frac{(\eta_0 - \dot{\eta})^2}{(\eta_0 + \dot{\eta})^2} e^{-2\dot{\gamma}t} \right|$

L'ipotesi di buon conduttore permette però alcune semplificazioni:

- essendo $|\dot{\eta}| \ll \eta_0$, la quantità $R_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{(\eta_0 + \dot{\eta})^2}{4\dot{\eta}\eta_0} \right| \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} \right| \cong 20 \log_{10} \frac{\eta_0}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega\mu}}$;
- per la stessa ragione, la quantità $M_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 - \frac{(\eta_0 - \dot{\eta})^2}{(\eta_0 + \dot{\eta})^2} e^{-2\dot{\gamma}t} \right| \cong 20 \log_{10} |1 - e^{-2\dot{\gamma}t}| = 20 \log_{10} |(1 - e^{-\dot{\gamma}t})(1 + e^{-\dot{\gamma}t})|$.

Nell'ipotesi poi che lo schermo abbia spessore molto più grande dello spessore di penetrazione ($t \gg \delta$) il termine $(1 - e^{-2\dot{\gamma}t}) = \left(1 - e^{-2\left(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta}\right)t}\right)$ tende a 1, da cui risulta che $M_{dB} \rightarrow 0$. In tali ipotesi la (2.7) assume la forma:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} e^{\frac{t}{\delta}} + 20 \log_{10} \frac{\eta_0}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega\mu}} \quad (2.8)$$

Laddove non sia trascurabile (spessore di penetrazione confrontabile con lo spessore dello schermo) il termine M_{dB} in generale risulta essere negativo o comunque piccolo. Ad esempio per un buon conduttore con $\frac{t}{\delta} = 0,1$, si ottiene $M_{dB} = -11,8$ dB.

Nella letteratura tecnica e negli articoli scientifici tuttavia, molto spesso anziché parlare di efficienza di schermatura si parla di *insertion loss* (IL).

Dato un generatore di segnale e un ricevitore, tra i quali sia interposto uno schermo, il valore di IL (generalmente espresso in decibel) è dato dalla seguente:

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_R}{P_R'} \right) \quad (2.9)$$

dove P_R è la potenza al ricevitore senza lo schermo, e P_R' è invece la potenza al ricevitore a schermo inserito.

Da un punto di vista pratico la norma ASTM 4935-10 (che sarà ripresa nel seguito) indica la (2.9) come possibile definizione alternativa di SE ; praticamente le due definizioni (IL o SE) sono da considerarsi equivalenti (nel successivo capitolo se ne proporrà una dimostrazione).

CAPITOLO 3

LA CELLA TEM

3.1 Descrizione

Una cella TEM (o cella di Crawford) è una linea di trasmissione chiusa, coassiale, a sezione rettangolare o cilindrica, all'interno della quale si propaga un'onda TEM.

In generale, essa è realizzata da una graduale espansione delle dimensioni di una linea di trasmissione coassiale, in modo tale che sia sufficientemente larga per permettere l'inserimento di un EUT (*Equipment Under Test*) tra il conduttore interno e quello esterno, senza alterazioni significative delle proprietà della linea.

In generale la struttura è quindi quella di una linea coassiale, con un conduttore centrale allargato chiuso alle estremità con delle rastremature coniche o piramidali che ne permettono il collegamento con un tradizionale cavo coassiale da 50 Ω . Si fa in modo inoltre che l'impedenza della linea sia anch'essa di 50 Ω .

In figura 3.1 è proposto un esempio di cella TEM rettangolare.



Fig. 3.1 - Esempio di cella TEM a sezione rettangolare [18]

All'interno di una cella TEM a sezione rettangolare si può osservare il piatto metallico (in genere di rame o ottone) che costituisce il conduttore interno. La struttura rettangolare esterna di alluminio o acciaio realizza invece il conduttore esterno, ed è prevista di un'apertura per l'introduzione dei dispositivi da provare.

Per quanto riguarda le dimensioni della cella, ci si può riferire a quanto indicato in [9]. L'autore presenta uno schema di cella indicando quali sono le massime dimensioni di progetto per poter operare fino a determinati valori di frequenza. Infatti la frequenza massima alla quale funziona correttamente la cella è legata alle sue dimensioni geometriche; oltre a questa frequenza cominciano a propagarsi modi superiori rispetto a quello TEM. Esistono quindi anche dei limiti alle massime misure della cella, che di conseguenza diventano limiti anche alle dimensioni dell'EUT. È questo uno dei maggiori compromessi da affrontare in fase progettuale: per poter arrivare a frequenze dell'ordine del GHz occorrono celle relativamente piccole, con la conseguente riduzione dello spazio disponibile per il campione in prova.

La struttura è riportata in figura 3.2, le dimensioni massime ammesse sono riportate in tabella 3.1.

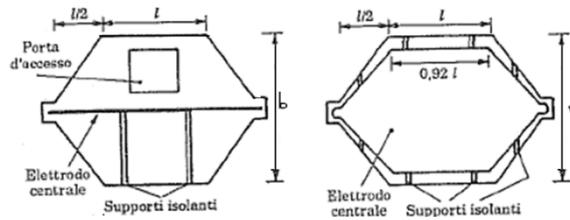


Fig.3.2 - Struttura di cella TEM rettangolare [9]

Tab. 3.1: dimensioni massime ammesse per limite di frequenza

Frequenza massima [MHz]	Cella quadrata			Cella rettangolare		
	b [cm]	w [cm]	t [cm]	b [cm]	w [cm]	t [cm]
100	150	123.83	0.157	90	108.15	0.157
300	50	41.28	0.157	30	36.05	0.157
500	30	24.77	0.157	18	21.83	0.157

Per quanto riguarda l'accuratezza della misura, occorre precisare che il dispositivo inserito per la prova determina alterazioni dell'impedenza caratteristica della linea, oltre che sulle capacità distribuite: occorre quindi siano limitate anche le dimensioni dell'EUT.

Inoltre si sottolinea che l'area di prova all'interno della cella è sempre quella centrale (quella cioè a sezione costante): lì infatti le linee di campo elettrico sono effettivamente perpendicolari rispetto all'asse della cella (direzione z). Andando verso le estremità, cioè verso le rastremature, comincia a divenire importante una componente parallela di tali linee di campo, il che contrasterebbe con l'ipotesi di campo TEM. L'andamento delle linee di campo elettrico e magnetico nella cella sono proposte in figura 3.3: si osserva il campo elettrico ortogonale al setto planare, quello magnetico ad esso parallelo, pur rimanendo i due campi tra loro ortogonali (come da ipotesi di campo TEM).

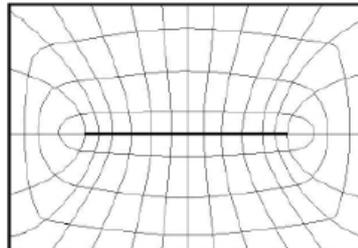


Fig. 3.3 - Andamento delle linee di campo elettrico e di campo magnetico nella cella [12]

Esistono diverse varianti a questo tipo di cella, che verranno ora sommariamente descritte.

Il modello più semplice è la cella TEM *aperta*: si tratta di una cella rettangolare priva delle pareti laterali. Si opta per questa scelta quando siano preponderanti i criteri di economicità e leggerezza della struttura. Da un punto di vista pratico però la mancanza delle pareti laterali non dà luogo ad un sistema chiuso, per cui possono diventare sensibili le interferenze con l'esterno.

In figura 3.4 se ne propone un esempio.

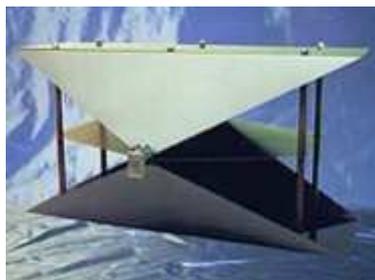


Fig. 3.4 - Cella TEM aperta prodotta dalla Teseo s.p.a. Torino [17]

Un altro tipo di cella è la GTEM (acronimo di *Gigahertz transverse electromagnetic mode*), che rappresenta, come ben dice il nome, una variante alla cella di Crawford in grado di spingersi a valori di frequenza più elevati. Infatti mentre una cella TEM tradizionale funziona correttamente fino a qualche centinaia di MHz, già le prime celle GTEM toccavano il GHz, e attualmente si può lavorare fino ai 3-4 GHz.

Costruttivamente la GTEM è anch'essa una linea di trasmissione TEM, al pari di un cavo coassiale, con sezione trasversale crescente, terminata alla sua estremità (la "base" della piramide, si veda la figura seguente) da una rete di resistenze di carico e materiale assorbente. È inoltre sempre previsto uno sportello per l'inserimento dell'EUT. Tale apertura può essere anche utile per vedere all'interno, ma in generale le moderne GTEM sono dotate di telecamere interne per poter leggere un eventuale display sull'EUT. Ovviamente le migliori prestazioni in frequenza si pagano in termini di costo rispetto ad una cella TEM tradizionale.

In figura è rappresentato uno schema di cella GTEM e l'andamento delle linee di campo elettrico e magnetico rispetto al setto (che corrisponde al conduttore centrale di un cavo coassiale).

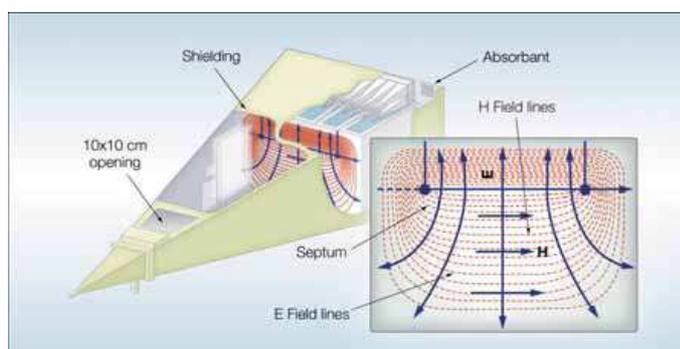


Fig. 3.5 - Sezione di cella GTEM e andamento delle linee di campo [10]

Ulteriori sviluppi nella ricerca hanno portato alla realizzazione della cella DTEM (*Dual Coaxial TEM Cell*), consistente nella sovrapposizione di due celle RCTL (*Rectangular Coaxial Transmission Line*) "normali" appoggiate l'una sopra l'altra con una finestra di comunicazione su cui si interpone il campione da misurare. Grazie all'apertura tra le due celle, il campo generato (noto e uniforme) nella prima cella passa nella seconda. Inserendo nell'apertura un materiale schermante, l'accoppiamento tra le due celle si riduce. Tale riduzione è una misura diretta di SE del materiale sottoposto a test.

Utilizzo principale è quindi ancora una volta quello della misura di SE dei materiali, ma anche la valutazione dell'influenza delle aperture e la verifica sulla correttezza di metodi numerici.

Uno schema di cella DTEM è riportato in figura 3.6.

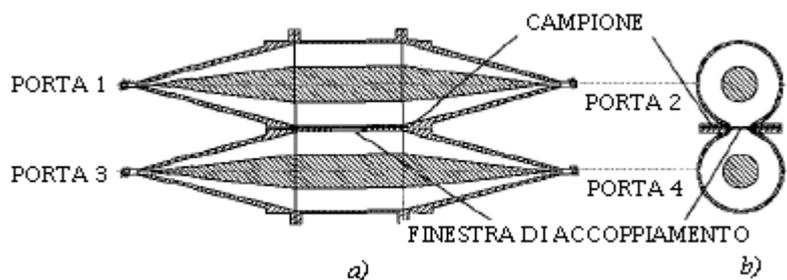


Fig. 3.6 - Cella DTEM, sezione frontale (a) e laterale (b) [21]

Per la realizzazione delle misure si realizza uno schema di questo tipo (in riferimento alla figura 3.6): alla porta 1 è connesso il generatore di segnale; alla porta 2 un carico di 50 Ω; un'onda TEM è generata nella cella superiore, e l'accoppiamento attraverso l'apertura eccita un'onda TEM in quella inferiore, la quale viene assorbita da un ricevitore di segnale alla porta 4 e da un carico alla porta 3. Un'importante particolarità rispetto alle celle tipo FCSH (*Flanged Coaxial Sample Holder*) che si vedranno nel seguito è che in una DTEM il campo elettrico è perpendicolare al campione in prova.

3.2 Metodologie di test di efficienza di schermatura

Nel capitolo precedente si è data la definizione di efficienza di schermatura; vengono allora in questo paragrafo presentate le varie metodologie di test per misurarla.

In particolare i vari metodi si differenziano a seconda del campo di applicabilità in frequenza, della forma/dimensione del campione e dell'apparato di misura.

Saranno qui considerati i seguenti:

- Metodo a cella TEM coassiale secondo gli standard ASTM ES7-83 ASTM D4935-10
- Metodo secondo lo standard MIL-STD-285
- Metodo secondo lo standard IEEE-STD-299

3.2.1 Metodo a cella TEM coassiale secondo standard ASTM ES7-83

Il sistema a cella TEM coassiale per la misura di SE in schermi planari è caratterizzato dal fatto che lo schermo sottoposto a prova si pone a contatto tra il conduttore esterno e quello interno. Il conduttore interno è continuo; la sezione della cella è circolare.

Le indicazioni normative legate a questo tipo di cella sono fornite dal Metodo ES7-83 dell'ASTM (*American Society for Testing and Materials*). L'obiettivo indicato in tale norma è la misura di efficienza di schermatura su campioni di materiale conduttivo, materiali composti o plastiche caricate con materiali conduttori.

Il principio alla base del metodo è quello della valutazione del valore di *Insertion Loss (IL)* tra il caso in cui la cella sia vuota e quello in cui vi sia invece inserito il campione.

In figura 3.7 è proposto un esempio di cella TEM coassiale a conduttore continuo.

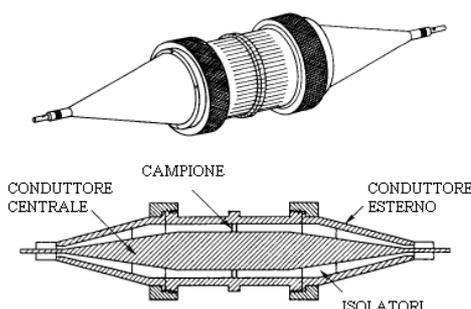


Fig. 3.7 - Cella TEM coassiale a conduttore continuo secondo Standard ASTM ES7-83.
Vista complessiva e in sezione [19].

Dalla figura sopra riportata, si osservano il conduttore continuo centrale e la possibilità di smontare la cella per potersi inserire il campione. In particolare quest'ultimo avrà forma circolare ad anello, in quanto deve necessariamente avere un foro centrale per il passaggio del conduttore interno. Il campione è sempre inserito a metà della cella, e lungo la sezione centrale sono previste delle aperture che permettono di tenerlo bloccato con delle viti nella sua posizione.

La struttura è quella di un conduttore centrale di diametro allargato avente terminazioni di forma conica in grado di connettersi col pin centrale di un cavo BNC. Il conduttore esterno è anche esso allargato nella parte centrale realizzando delle dimensioni che permettano di avere una impedenza caratteristica di 50 Ω , valore di impedenza che deve essere valido per *tutto* l'apparato di misura (generatore di segnale, cavi di collegamento, ricevitore), per permettere il miglior accoppiamento del sistema. In particolare vale la seguente espressione per la determinazione dell'impedenza caratteristica della cella:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_e \left(\frac{a}{b} \right) = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right) \quad (3.1)$$

dove a è il raggio interno e b quello esterno della cella coassiale e $\epsilon_r = 1$ è la permittività relativa dell'aria. La dimostrazione della (3.1) è immediata considerando la determinazione della capacità e

dell'induttanza per unità di lunghezza in un cavo coassiale avente q quantità di carica per unità di lunghezza:

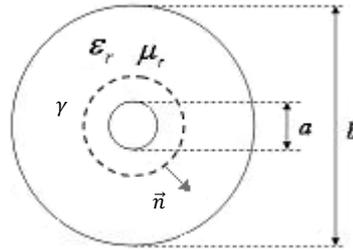


Fig. 3.8 - Sezione di cavo coassiale di raggio interno a ed esterno b

È noto che la circuitazione del campo elettrico su di una linea chiusa γ è pari al rapporto tra la quantità di carica e la permittività del mezzo:

$$\oint_{\gamma} \vec{E} \cdot \vec{n} dl = \frac{q}{\epsilon} = 2\pi r E \quad (3.2)$$

Per la simmetria radiale è:

$$\vec{E} = \frac{q}{2\pi\epsilon r} \vec{u}_r \quad (3.3)$$

La tensione (che per la conservatività del campo elettrico è una d.d.p.) è data dall'integrale del campo elettrico tra gli estremi di integrazione a e b :

$$V = \int_a^b \vec{E} \cdot \vec{u}_r dr = \frac{q}{2\pi\epsilon} \log_e \frac{b}{a} \quad (3.4)$$

da cui, per la definizione di capacità (per unità di lunghezza), è:

$$c = \frac{q}{V} = \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a}} \text{ [F/m]} \quad (3.5)$$

Il valore di induttanza per unità di lunghezza è ora immediatamente determinabile in quanto per una linea uniforme di trasmissione è: $lc = \mu\epsilon$. Risulta quindi:

$$l = \frac{\mu\epsilon}{c} = \frac{\mu}{2\pi} \log_e \frac{b}{a} \text{ [H/m]} \quad (3.6)$$

Dalla ben nota definizione di impedenza caratteristica, ed essendo la propagazione in aria, per cui è μ_0 pari a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m e ϵ_0 pari a $8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m, si ottiene:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_0}{2\pi} \log_e \frac{b}{a}}{\frac{2\pi\epsilon_0}{\log_e \frac{b}{a}}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \log_e \frac{b}{a} \text{ [\Omega]} \quad (3.7)$$

Sostituendo i valori opportuni, si trova infine la (3.1).

Le dimensioni della cella proposta dallo standard sono le seguenti: lunghezza 543 mm e diametro esterno del conduttore esterno nella parte centrale a sezione costante di 133 mm.

Le dimensioni del campione anulare sono invece riportate in figura 3.9.

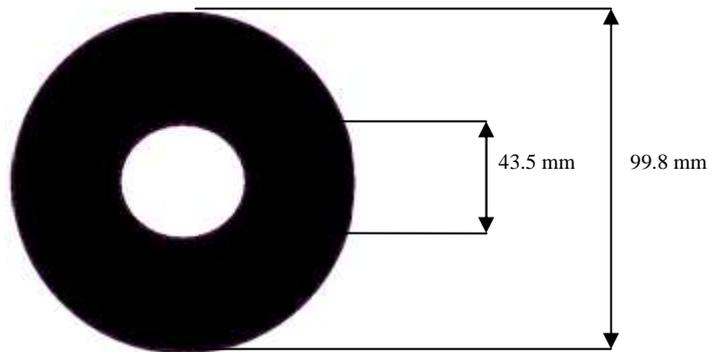


Fig. 3.9 - Dimensioni del campione anulare secondo standard ASTM ES7-83 [19]

È immediato verificare che con queste dimensioni (che coincidono ovviamente con il diametro del conduttore interno e il diametro interno del conduttore esterno) si rispetta la condizione di impedenza caratteristica di valore 50Ω .

Il range di frequenza di validità dello standard è limitato superiormente a circa 1.4 GHz: oltre tale valore cominciano a comparire modi superiori a quello di propagazione TEM. I limiti inferiori invece sono solo quelli legati alle apparecchiature utilizzate.

Per determinare il valore di IL si parte dalla sua definizione:

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} \right) \quad (3.8)$$

dove P_{REF} è la potenza al ricevitore in assenza dello schermo e P_{LOAD} la potenza al ricevitore con lo schermo inserito.

Uno schema equivalente che può essere considerato è quello di figura 3.10, dove con l'interruttore aperto, si rappresenta la misura della P_{REF} ; con l'interruttore chiuso la misura della P_{LOAD} .

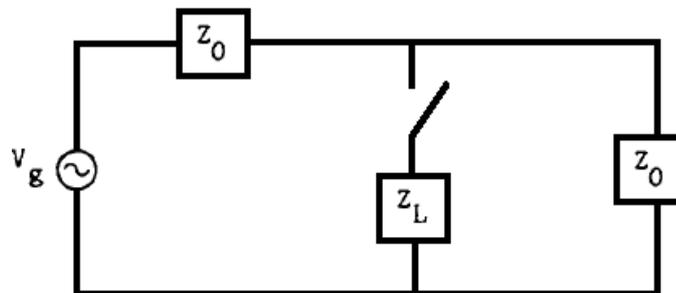


Fig. 3.10 - Schema elettrico equivalente di cella coassiale secondo standard ASTM ES7-83.

Come indicato in (3.8), il valore di IL è noto quando siano note le potenze al carico (di impedenza pari alla caratteristica) nel caso di presenza o assenza dello schermo. È allora:

$$P_{REF} = Z_0 \cdot I^2 = Z_0 \cdot \left(\frac{V}{2Z_0} \right)^2 = \frac{V^2}{4Z_0} \quad (3.9)$$

In presenza del campione, si definisce una impedenza Z_P data dal parallelo tra Z_0 e Z_L :

$$Z_P = \frac{Z_L \cdot Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Sostituendo allora Z_p nello schema, si determina la corrente nell'unica maglia:

$$I = \frac{V}{Z_0 + Z_p} \quad (3.10)$$

Da cui si ottiene la corrente al ricevitore applicando il partitore di corrente:

$$\begin{aligned} I_0 &= I \cdot \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{V}{Z_0 + Z_p} \cdot \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{V}{Z_0 + \frac{Z_L \cdot Z_0}{Z_L + Z_0}} \cdot \frac{Z_L}{Z_0 + Z_L} \\ &= \frac{V \cdot Z_L}{Z_0^2 + 2Z_L Z_0} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Dalla corrente trovata in (3.11) si perviene quindi alla potenza sul ricevitore:

$$P_{LOAD} = Z_0 \cdot I_0^2 = Z_0 \cdot \left(\frac{V \cdot Z_L}{Z_0^2 + 2Z_L Z_0} \right)^2 = \frac{V^2 \cdot Z_L^2}{Z_0 \cdot (Z_0 + 2Z_L)^2} \quad (3.12)$$

È ora possibile fare il rapporto tra le (3.9) e (3.12), pervenendo alla:

$$\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} = \frac{\frac{V^2}{4Z_0}}{\frac{V^2 \cdot Z_L^2}{Z_0 \cdot (Z_0 + 2Z_L)^2}} = \frac{(Z_0 + 2Z_L)^2}{4Z_L^2} = \left(\frac{Z_0 + 2Z_L}{2Z_L} \right)^2 = \left(1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right)^2 \quad (3.13)$$

Infine inserendo la (3.13) nella (3.8) si ottiene la soluzione cercata:

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} \right) = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right) \quad (3.14)$$

Si osservi quindi come dalla (3.14) sia possibile esprimere il valore di IL solo dalla conoscenza dell'impedenza caratteristica della linea e dall'impedenza del carico (cioè dello schermo).

In realtà occorre considerare un grosso limite a questa metodologia: la presenza di impedenze (resistenze) di contatto tra la cella e il campione.

A causa di ciò il sistema non è più rappresentabile come in figura 3.10; una sua schematizzazione più verosimile può essere invece la seguente, nella quale le impedenze $Z_{C'}$ e $Z_{C''}$ sono supposte in serie con l'impedenza dello schermo.

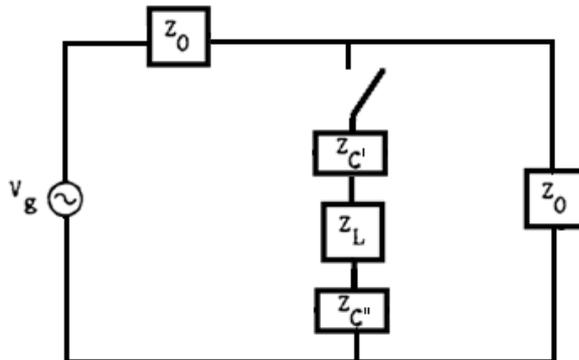


Fig. 3.11 - Schema elettrico equivalente con impedenze di contatto di cella coassiale secondo standard ASTM ES7-83

Il valore di P_{REF} è ancora una volta quello dato in (3.9), essendo ininfluenza la presenza delle resistenze di contatto nella sua determinazione; per determinare invece il P_{LOAD} si consideri il parallelo tra il ramo centrale e il ramo di carico, che porta alla seguente impedenza:

$$Z_P = \frac{(Z_L + Z'_C + Z''_C) \cdot Z_O}{Z_L + Z'_C + Z''_C + Z_O} \triangleq \frac{Z_S \cdot Z_O}{Z_S + Z_O}$$

La corrente nell'unica maglia rimasta è allora data dalla:

$$I = \frac{V}{Z_O + Z_P} = \frac{V(Z_O + Z_S)}{Z_O^2 + 2Z_O Z_S} \quad (3.15)$$

In analogia con quanto fatto in precedenza si applica il partitore di corrente giungendo infine al valore di P_{LOAD} :

$$P_{LOAD} = Z_O \cdot I_0^2 = Z_O \cdot \left(\frac{V Z_S}{Z_O(Z_O + 2Z_S)} \right)^2 \quad (3.16)$$

Infine quindi è possibile determinare il valore di IL :

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} \right) = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{Z_O}{2(Z_L + Z'_C + Z''_C)} \right) \quad (3.17)$$

Si osservi dalla precedente (3.17) il fatto ovvio che se $Z'_C, Z''_C \rightarrow 0$ (caso ideale) il risultato torna ad essere quello in (3.14). È chiaro come tanto più sia marcata la non idealità del contatto, tanto più si otterranno delle prestazioni meno brillanti in termini di efficienza, al punto che se $Z'_C, Z''_C \rightarrow Z_L$ la misura perderebbe completamente di significato.

Alcune migliorie sarebbero ottenibili verniciando il campione nei punti di contatto con dell'argento, materiale ottimo conduttore; di contro però ciò determina grosse difficoltà nella ripetibilità delle misure, dipendendo da quanto è lo spessore dello strato di vernice, da quanto tempo esso è stato dato, se è stato dato a campione già inserito o prima di inserirlo, ecc.

In ogni caso, anche con questo trattamento, i valori minimi ottenibili di Z_C sarebbero comunque superiori al $m\Omega$.

Di fatto questo limite ha reso obsoleto l'utilizzo dello standard ASTM ES7-83. Attualmente si ha lo standard ASTM D4935-10, che tratta la cella coassiale flangiata.

Tale sistema riduce infatti in modo sensibile l'incertezza legata alla presenza delle resistenze di contatto grazie al fatto che i contatti sono fatti su superfici molto grandi; le due flange poi non entrano tra loro in contatto elettrico quando vi è interposto un campione col suo dielettrico di supporto, motivo per cui l'accoppiamento tra di esse diventa solo di tipo capacitivo. Nel paragrafo seguente sarà allora approfondito quest'altro tipo di cella, riportando e studiando anche in questo caso un circuito elettrico equivalente del sistema.

3.2.2 Metodo a cella TEM coassiale secondo standard ASTM D4935-10

Lo standard ASTM D4935-10 indica una procedura ufficiale per la determinazione dell'efficienza di schermatura di un materiale planare verso onde piane uniformi nel *campo lontano*. Il campo elettrico e quello magnetico sono tangenti alla superficie del materiale (e ortogonali alla direzione di propagazione dell'onda).

Il range di frequenza applicabile va da 30 MHz a 1.5 GHz, aspetto questo che sarà oggetto di alcune critiche e possibili correzioni come si vedrà nel seguito.

Inoltre, nel caso di campioni *elettricamente sottili* (cioè aventi spessore almeno inferiore ad un centesimo della lunghezza dell'onda incidente), isotropi e con conducibilità, permittività e permeabilità non dipendenti dalla frequenza, sono sufficienti poche misure a frequenze diverse, in quanto il valore di SE risulta non variabile con essa.

Al contrario, quando non siano vere le ipotesi di cui sopra, occorrono diverse misure a frequenze diverse entro la banda di interesse.

La norma dà poi una definizione ulteriore di SE , che può essere aggiunta a quella fornita nel cap.2, ovvero:

$$SE_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad (3.18)$$

dove P_1 è la potenza trasferita attraverso un campione di riferimento e P_2 quella trasferita con lo schermo (la norma quindi conferma di fatto l'uguaglianza tra SE e IL). Il campione usato per riferimento deve dare luogo alla stessa discontinuità nella linea di trasmissione data dal carico quando esso abbia le stesse caratteristiche elettriche e lo stesso spessore.

L'apparato di misura è costituito da un generatore di segnale, un ricevitore e una cella coassiale flangiata, tra loro collegati da cavi coassiali e attenuatori.

In particolare è richiesto che generatore e ricevitore abbiano impedenza rispettivamente in uscita e in ingresso di 50Ω , oltre ad un ovvio range di frequenze di lavoro compatibile con quello al quale si vuole provare la cella. Anche i cavi di collegamento (in genere coassiali a doppio schermo) devono avere impedenza di 50Ω , per fare in modo che tale valore di impedenza rimanga invariato in tutto il sistema. La misura si articola quindi in due fasi: una prima prova viene fatta inserendo il campione di riferimento e misurando quindi la potenza P_1 , dopo di che il riferimento viene tolto e si inserisce al suo posto il campione da provare (misurando allora la potenza P_2).

La cella è una linea di trasmissione coassiale allargata chiusa con degli incastrici conici alle estremità e avente dimensioni tali da ottenere il più possibile un'impedenza costante di 50Ω lungo tutto lo sviluppo della cella (si osservino nella figura seguente, in riferimento alla (3.2), le dimensioni dei conduttori: $a = 7.6\text{ cm}$, $b = 3.2\text{ cm}$). Al centro di essa un paio di flange (da cui il nome *FCSH - Flanged Coaxial Sample Holder*) sostiene il campione in prova; come già indicato, l'accoppiamento tra le due metà della cella è di tipo capacitivo. A tal proposito l'insieme è tenuto unito sulle flange esterne con delle viti di nylon e non di metallo, proprio per evitare che correnti di conduzione possano passare attraverso di esse.

In figura 3.12 si propone una sezione di cella TEM flangiata.

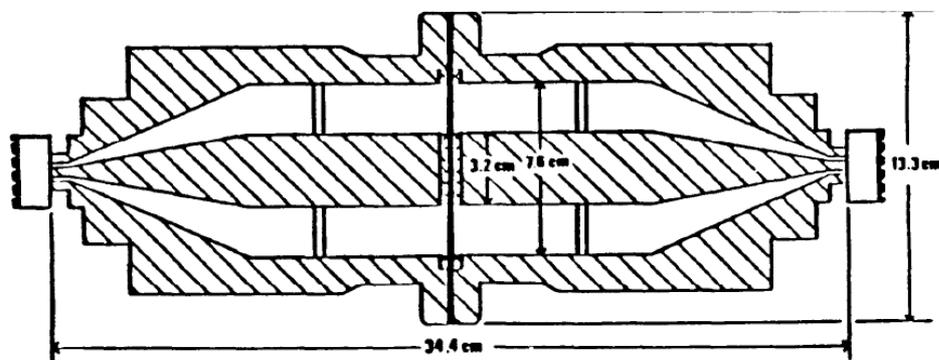


Fig. 3.12 - Sezione di cella coassiale flangiata secondo standard ASTM D4935-10 [20]

Nella parte successiva la norma dà indicazioni sulle caratteristiche del campione di carico e di quello di riferimento, precisando che essi debbano essere dello stesso materiale e dello stesso spessore. Quest'ultimo aspetto in particolare è quello maggiormente critico: l'uguaglianza dello spessore è determinante della buona ripetibilità delle misure. In particolare la norma considera campione in prova e di riferimento aventi uguale spessore se la differenza tra essi è inferiore a $25\mu\text{m}$, con variazioni inferiori al 5% del valore medio; è chiaro come questa necessità di produrre due campioni con così precise caratteristiche determini una notevole complicazione nel metodo.

In figura 3.13 sono rappresentati il campione di carico e di riferimento (la parte colorata di nero è la parte "piena", quella lasciata bianca rappresenta lo spazio d'aria).

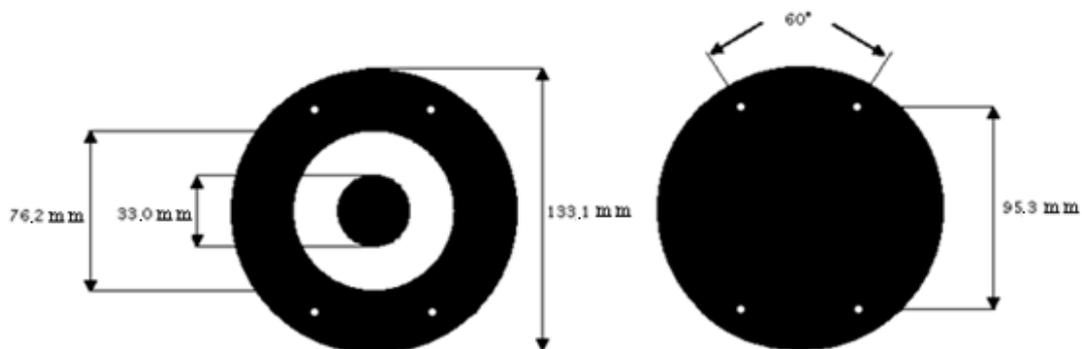


Fig. 3.13 - Campione di carico (a dx) e di riferimento (a sx) secondo standard ASTM D4935-10 [6]

Nel capitolo relativo alle tecniche di realizzazione di schermi con tecnica *magnetron sputtering*, verrà presentato anche il modo con cui ottenere il campione di riferimento di cui sopra.

Uno schema equivalente che può essere studiato per la determinazione delle *IL* secondo quanto definito in (3.18) è il seguente:

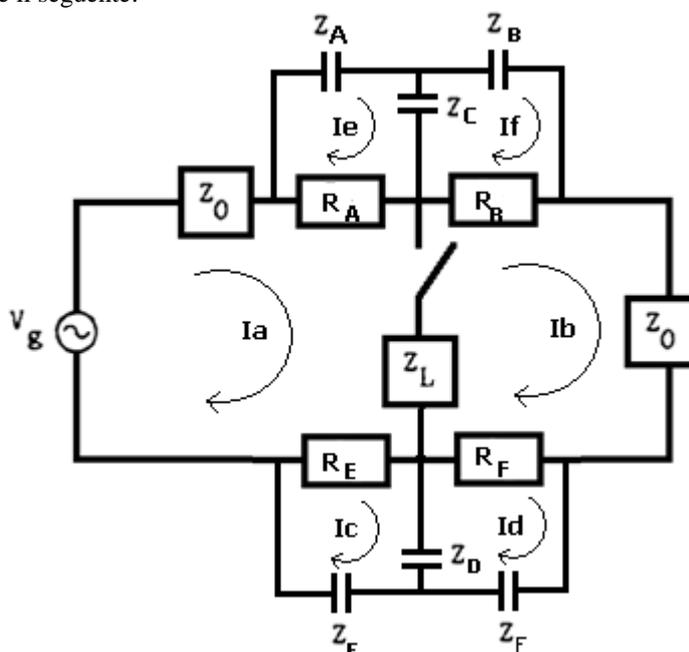


Fig. 3.14 - Schema equivalente di cella coassiale flangiata secondo standard ASTM D4935-10

Nello schema di figura 3.14 si osservano ancora una volta l'impedenza Z_0 caratteristica di linea, l'impedenza del carico Z_L (presente o assente), le resistenze di contatto R_A, R_B, R_E, R_F e in aggiunta sono presenti le impedenze capacitive Z_A, Z_B, Z_E, Z_F tra le flange e Z_C e Z_D tra flangia e campione.

La determinazione del valore di *IL* può essere fatta a partire dal sistema di equazioni seguente, in riferimento alle correnti riportate in figura.

$$\begin{cases} I_A(Z_0 + R_A + Z_L + R_E) - I_B Z_L - I_E R_A - I_C R_E = V \\ I_B(Z_0 + R_B + Z_L + R_F) - I_A Z_L - I_F R_B - I_D R_F = 0 \\ I_E(Z_A + R_A + Z_C) - I_A R_A - I_F Z_C = 0 \\ I_F(Z_B + R_B + Z_C) - I_B R_B - I_E Z_C = 0 \\ I_C(Z_D + R_E + Z_E) - I_A R_E - I_D Z_D = 0 \\ I_D(Z_D + R_F + Z_F) - I_B R_F - I_C Z_D = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Si ottiene quindi un sistema di sei equazioni nelle sei incognite correnti; l'obiettivo sarà di determinare la corrente I_B in modo tale da ottenere la potenza trasmessa su Z_0 ; i passaggi più significativi nella risoluzione sono riportati nel seguito.

Ricavando la corrente I_C nelle ultime due equazioni:

$$I_C = \frac{I_D(Z_D + Z_F + R_F) - I_B R_F}{Z_D} = \frac{R_E I_A + Z_D I_D}{Z_D + Z_E + R_E} \quad (3.20)$$

ovvero:

$$I_D(Z_D + Z_F + R_F)(Z_D + Z_E + R_E) - I_B R_F(Z_D + Z_E + R_E) = R_E I_A Z_D + I_D Z_D^2 \quad (3.21)$$

definendo $N \triangleq (Z_D + Z_F + R_F)(Z_D + Z_E + R_E) - Z_D^2$, la (3.21) può essere resa più compatta nelle (3.22a-b):

$$I_D N = R_E I_A Z_D + I_B R_F(Z_D + Z_E + R_E). \quad (3.22a)$$

o analogamente:

$$I_D = \frac{R_E I_A Z_D + I_B R_F(Z_D + Z_E + R_E)}{N} \quad (3.22b)$$

Ricavando I_F dalla quarta equazione:

$$I_F = \frac{Z_C I_E + R_B I_B}{(Z_B + R_B + Z_C)} \quad (3.23)$$

inserendo la (3.23) nella terza delle (3.19) si arriva alla (3.24):

$$I_E(Z_A + R_A + Z_C) - I_A R_A - \frac{Z_C I_E + R_B I_B}{(Z_B + R_B + Z_C)} Z_C = 0. \quad (3.24)$$

In analogia al caso precedente si definisce $M \triangleq (Z_B + R_B + Z_C)(Z_A + R_A + Z_C) - Z_C^2$, riducendo così la (3.24) nella (3.25a):

$$I_E M = R_A I_A (Z_B + R_B + Z_C) + I_B R_B Z_C \quad (3.25a)$$

Ovvero:

$$I_E = \frac{R_A I_A (Z_B + R_B + Z_C) + I_B R_B Z_C}{M}. \quad (3.25b)$$

Inserendo la (3.22b) nella (3.20):

$$I_C = \frac{R_E I_A}{Z_E + Z_D + R_E} + \frac{Z_D I_D}{Z_D + R_E + Z_E} = \frac{R_E(N + Z_D^2)}{N(Z_E + Z_D + R_E)} I_A + \frac{R_F Z_D}{N} I_B \quad (3.26)$$

Allo stesso modo, inserendo la (3.25b) nella (3.23):

$$\begin{aligned} I_F &= \frac{Z_C}{(Z_B + R_B + Z_C)} \frac{R_A I_A (Z_B + R_B + Z_C) + I_B R_B Z_C}{M} + \frac{R_B}{(Z_B + R_B + Z_C)} I_B \\ &= \frac{R_A Z_C}{M} I_A + \frac{R_B(M + Z_C^2)}{M(Z_B + R_B + Z_C)} I_B \end{aligned} \quad (3.27)$$

Sono quindi state esplicitate le quattro correnti nelle maglie capacitive in funzione delle sole correnti I_A e I_B . Si può quindi continuare utilizzando le due prime equazioni del sistema:

$$\begin{aligned} I_A(Z_0 + R_A + Z_L + R_E) - I_B Z_L - \frac{I_A(Z_B + R_B + Z_C)R_A^2}{M} - I_B \frac{R_A R_B Z_C}{M} \\ - \frac{R_E^2(N + Z_D^2)}{N(Z_E + Z_D + R_E)} I_A - \frac{R_E R_F Z_D}{N} I_B = V \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$I_B(Z_0 + R_B + Z_L + R_F) - I_A Z_L - I_A \frac{R_A R_B Z_C}{M} - \frac{R_B^2 (M + Z_C^2)}{M(Z_C + Z_B + R_B)} I_B - \frac{R_E R_F Z_D}{N} I_A - \frac{I_B (Z_D + R_E + Z_E) R_F^2}{N} = 0. \quad (3.29)$$

Raccogliendo i termini simili e osservando che:

$$\frac{(M + Z_C^2)}{M(Z_C + Z_B + R_B)} = \frac{(Z_A + Z_C + R_A)}{M}$$

$$\frac{(N + Z_D^2)}{N(Z_D + Z_E + R_E)} = \frac{(Z_F + Z_D + R_F)}{N}$$

si ottiene il sistema seguente:

$$\begin{cases} CI_A - BI_B = V \\ -BI_A + AI_B = 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

nelle cui equazioni per semplicità si è posto:

$$A \triangleq Z_0 + R_B + Z_L + R_F - \frac{R_B^2}{M} (Z_A + Z_C + R_A) - \frac{R_F^2}{N} (Z_D + Z_E + R_E);$$

$$B \triangleq Z_L + \frac{R_A R_B Z_C}{M} + \frac{R_E R_F Z_D}{N};$$

$$C \triangleq Z_0 + R_A + Z_L + R_E - \frac{R_A^2}{M} (Z_B + Z_C + R_B) - \frac{R_E^2}{N} (Z_D + Z_F + R_F).$$

Risolvendo il sistema (3.30) (due equazioni nelle due incognite correnti) si arriva alla seguente:

$$I_B = V \frac{B}{AC - B^2}. \quad (3.31)$$

Se ora si pone $A' \triangleq A - B$ e $C' \triangleq C - B$, ovvero:

$$A' \triangleq Z_0 + \frac{R_B [Z_A (Z_B + Z_C) + Z_B (R_A + Z_C)]}{M} + \frac{R_F [Z_E (Z_F + Z_D) + Z_F (R_E + Z_D)]}{N}$$

$$C' \triangleq Z_0 + \frac{R_A [Z_B (Z_A + Z_C) + Z_A (R_B + Z_C)]}{M} + \frac{R_E [Z_F (Z_E + Z_D) + Z_E (R_F + Z_D)]}{N}$$

la corrente cercata I_B assume l'espressione:

$$I_B = V \frac{B}{(A' + B)(C' + B) - B^2} = V \frac{B}{B(A' + C') + A'C'}. \quad (3.32)$$

Si perviene dunque all'espressione della potenza al ricevitore (si ricordi che si sta trattando il caso con carico inserito tra le due flange):

$$P_{LOAD} = Z_0 V^2 \left| \frac{B}{B(A' + C') + A'C'} \right|^2. \quad (3.33)$$

Per determinare il valore di P_{REF} occorre considerare il caso di assenza del carico, ovvero il caso in cui "l'interruttore" in figura 3.14 fosse aperto. Ciò è equivalente a pensare l'interruttore chiuso su di un carico a impedenza infinita; sia quindi $Z_L \rightarrow \infty$. Ripartendo nell'analisi svolta ponendo $I_A = I_B = I$, si ottiene l'equazione seguente, che sostituisce le prime due del sistema (3.19):

$$I(Z_0 + R_A + R_B + Z_0 + R_E + R_F) - I_F R_B - I_E R_A - I_C R_E - I_D R_F = V \quad (3.34)$$

Le altre equazioni in (3.19) restano le stesse, nelle quali ancora si ponga $I_A = I_B = I$. Procedendo in modo analogo a quanto già fatto, si perverrrebbe all'espressione della corrente:

$$I = \frac{V}{A' + C'} \quad (3.35)$$

È quindi immediatamente determinabile la P_{REF} :

$$P_{REF} = Z_0 I^2 = Z_0 V^2 \left| \frac{1}{A' + C'} \right|^2 \quad (3.36)$$

Lo stesso risultato era ottenibile osservando il fatto che per $Z_L \rightarrow \infty$, dalla definizione data a B , è anche $B \rightarrow \infty$. P_{REF} è quindi ottenibile anche come limite di P_{LOAD} per B che tende all'infinito:

$$P_{REF} = \lim_{B \rightarrow \infty} P_{LOAD} = \lim_{B \rightarrow \infty} Z_0 V^2 \left| \frac{B}{B(A' + C') + A'C'} \right|^2 = Z_0 V^2 \left| \frac{1}{A' + C'} \right|^2 \quad (3.37)$$

Ovviamente le (3.36) e (3.37) sono coincidenti.

Si giunge dunque alla determinazione del valore di IL secondo la (3.18):

$$\begin{aligned} IL_{dB} &= 10 \log_{10} \frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} = 10 \log_{10} \frac{Z_0 V^2 \left| \frac{1}{A' + C'} \right|^2}{Z_0 V^2 \left| \frac{B}{B(A' + C') + A'C'} \right|^2} = \\ &= 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{A'C'}{(A' + C')B} \right|. \end{aligned} \quad (3.38)$$

In realtà lo studio del circuito equivalente della cella flangiata può essere leggermente semplificato considerando la simmetria della struttura. Infatti è ipotizzabile che le resistenze di contatto, le capacità tra le flange e le capacità flangia-campione siano tra loro uguali.

Alla luce di ciò il circuito equivalente in figura 3.14 può essere sostituito dal seguente, nel quale sono cambiate le "etichette" dei vari parametri elettrici:

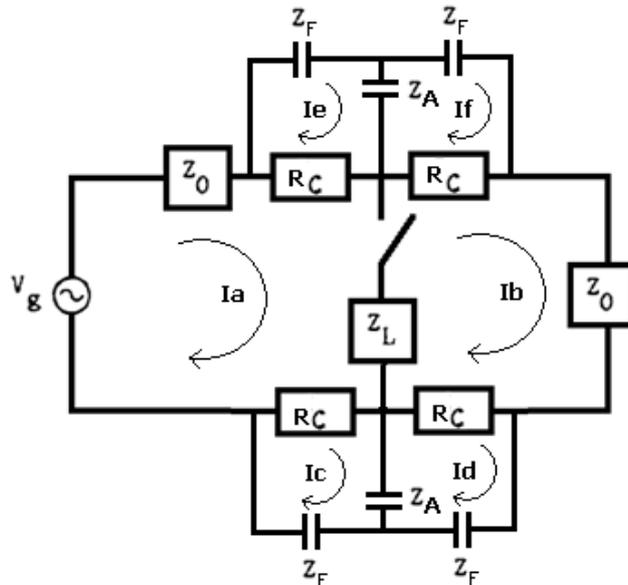


Fig. 3.15 - Schema equivalente (cfr. fig. 3.14) con uguaglianza dei parametri

Evitando di riproporre tutti i passaggi per la risoluzione del circuito (per altro assolutamente identici ai

precedenti facendo le opportune sostituzioni), si riportano solo i più significativi. Il sistema (3.19) diventa:

$$\begin{cases} Z_0 I_A + R_C(I_A - I_E) + Z_L(I_A - I_B) + R_C(I_A - I_C) = V \\ Z_0 I_B + Z_L(I_B - I_A) + R_C(I_B - I_F) + R_C(I_B - I_D) = 0 \\ Z_F I_C + Z_A(I_C - I_D) + R_C(I_C - I_A) = 0 \\ Z_F I_D + Z_A(I_D - I_C) + R_C(I_D - I_B) = 0 \\ Z_F I_E + Z_A(I_E - I_F) + R_C(I_E - I_A) = 0 \\ Z_F I_F + Z_A(I_F - I_E) + R_C(I_F - I_B) = 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

La risoluzione del sistema porta ai seguenti risultati:

$$I_B = V \cdot \frac{B}{A^2 - B^2} \quad (3.40)$$

dove:

$$A \triangleq Z_0 + Z_L + 2R_C - 2 \frac{R_C^2(Z_F + Z_A + R_C)}{(Z_F + Z_A + R_C)^2 - Z_A^2}$$

$$B \triangleq Z_L + 2 \frac{R_C^2 Z_A}{(Z_F + Z_A + R_C)^2 - R_C^2}$$

Ponendo poi:

$$A' \triangleq A - B$$

La (3.40) equivale a:

$$I_B = V \cdot \frac{B}{(A' + B)^2 - B^2} = V \cdot \frac{B}{A'^2 + 2A'B} \quad (3.41)$$

Si può quindi ottenere:

$$P_{LOAD} = Z_0 I_B^2 = Z_0 V^2 \cdot \left| \frac{B}{A'^2 + 2A'B} \right|^2 \quad (3.42)$$

Nel caso invece sia stato inserito il campione di riferimento, in assenza quindi del carico, si ha per quanto già visto $Z_L \rightarrow \infty$, quindi $B \rightarrow \infty$. Facendo quindi il limite:

$$P_{REF} = \lim_{B \rightarrow \infty} P_{LOAD} = \lim_{B \rightarrow \infty} Z_0 V^2 \cdot \left| \frac{B}{A'^2 + 2A'B} \right|^2 = Z_0 V^2 \frac{1}{|2A'|^2} \quad (3.43)$$

È ora possibile dare il valore di IL secondo la (3.18):

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}} \right) = \frac{Z_0 V^2 \frac{1}{|2A'|^2}}{Z_0 V^2 \cdot \left| \frac{B}{A'^2 + 2A'B} \right|^2} = 20 \log_{10} \left| \frac{A'^2 + 2A'B}{2A'B} \right|. \quad (3.44)$$

Si può osservare come la lecita considerazione fatta sull'uguaglianza dei parametri dia la possibilità di gestire espressioni matematicamente più semplici.

Ritornando comunque alla generale espressione in (3.38) (ma analoghi risultati sarebbero ottenibili considerando la più semplice (3.44)) è possibile fare delle importanti valutazioni.

Se infatti si ponesse il caso di *idealità* dei contatti tra le flange e il campione si avrebbe che $R_i = 0$ e $Z_i = 0$ ($i = A, B, E, F$). È immediato verificare che le espressioni date per A' , B , C' diverrebbero $A' = C' = Z_0$ e $B = Z_L$. Sostituendole quindi nella (3.38) si ottiene:

$$\begin{aligned}
IL_{dB} &= 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{A'C'}{(A' + C')B} \right| = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0 Z_0}{(Z_0 + Z_0)Z_L} \right| \\
&= 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right|.
\end{aligned} \tag{3.45}$$

Ovvero si ritrova il risultato già trovato in (3.14) per la cella a conduttore centrale continuo nel caso di assenza delle resistenze di contatto. Ovviamente questo è un risultato atteso: dato infatti un identico campione (rappresentato dalla identica impedenza Z_L) e avendo ipotizzato in entrambi i casi l'*idealità* del sistema, è doveroso aspettarsi che i due metodi (standard ASTM ES7-83 e ASTM D4935-10) forniscano lo stesso risultato.

Purtroppo però, da un punto di vista pratico (ma di questo si tratterà più diffusamente parlando della cella TEM utilizzata per le prove di misura) la presenza delle resistenze di contatto può essere significativa e portare a risultati piuttosto falsati rispetto a quelli trovati nelle ipotesi di idealità. Considerando allora il sistema interessato da grandezze elettriche a frequenze via via più elevate, possono essere considerate dei corti le impedenze capacitive ($1/\omega C$) tra le flange ($Z_A, Z_B, Z_E, Z_F \rightarrow 0$) mentre non sono trascurabili le resistenze e le capacità flangia-campione.

Analizzando anche quest'ultimo caso si ottiene che ancora $A' = C' = Z_0$ mentre $B = Z_L + R_A R_B Z_C / [R_A R_B + Z_C (R_A + R_B)] + R_E R_F Z_D / [R_E R_F + Z_D (R_E + R_F)]$.

Si può notare che se il materiale schermante è un buon conduttore (Z_L sufficientemente piccola) le resistenze di contatto potrebbero assumere valori confrontabili con quello dell'impedenza di carico stessa; nell'espressione di B allora il risultato sarebbe particolarmente affetto da errori e questo si propagherebbe inevitabilmente anche sul valore di IL trovato.

D'altro canto in questa ipotesi di impedenze capacitive tra le flange trascurabili sarebbe sufficiente che solo una faccia dello schermo (ad esempio quella di sinistra, si pensi agli schermi metallici su supporti plastici) fosse buona conduttrice ($R_A, R_E \rightarrow 0$) per ritrovare la (3.45) del caso ideale.

Come ultimo caso in analisi, si consideri quello dello schermo avente elevata resistività superficiale. In tale caso i valori di resistenza di contatto possono diventare preponderanti rispetto alla capacità tra le flange. L'ultima espressione di B trovata allora diverrebbe:

$$\begin{aligned}
B &= Z_L + \lim_{R_A, R_B \rightarrow \infty} \frac{R_A R_B Z_C}{R_A R_B + Z_C (R_A + R_B)} + \lim_{R_E, R_F \rightarrow \infty} \frac{R_E R_F Z_D}{R_E R_F + Z_D (R_E + R_F)} \\
&= Z_L + \lim_{R_A, R_B \rightarrow \infty} \frac{R_A R_B Z_C}{R_A R_B (1 + \frac{Z_C (R_A + R_B)}{R_A R_B})} + \lim_{R_E, R_F \rightarrow \infty} \frac{R_E R_F Z_D}{R_E R_F (1 + \frac{Z_D (R_E + R_F)}{R_E R_F})} = Z_L + Z_C + Z_D.
\end{aligned}$$

Inserendo quindi tale espressione (assieme a $A' = C' = Z_0$) nella (3.38) si trova la:

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0}{2(Z_L + Z_C + Z_D)} \right|. \tag{3.46}$$

È chiaro allora come il risultato sia dipendente da come sono tra loro legate l'impedenza dello schermo e le impedenze capacitive tra le flange: se queste sono confrontabili, la misura ne risulta completamente falsata.

3.2.3 Standard di misura modificato

Come già in precedenza indicato, il limite di applicabilità in frequenza dello standard ASTM D4935-10 è fissato a circa 1.5 GHz, valore oltre il quale la comparsa di modi superiori rende problematica la misura. Ai giorni nostri però esistono in commercio o nel campo militare numerosi dispositivi (si pensi soltanto a quelli di comunicazione, tipo UMTS o GSM) che lavorano su valori di frequenza ben più elevati; frequenze dell'ordine dei 10 GHz diventano allora molto comuni.

Per questo motivo, sarà presentato nel seguito un lavoro riguardante proprio lo studio di metodi di ampliamento del range di frequenza; i suoi riferimenti sono alle voci [15,16] della bibliografia.

Lo scopo di questa trattazione è quello di presentare una procedura innovativa per la determinazione della SE su film sottili di materiale conduttivo depositato su materiale dielettrico, nel range di frequenza fino a 8 GHz. L'incremento del range di frequenza è stato reso possibile da una riduzione delle dimensioni della cella, che come si vedrà sono inversamente proporzionali alla frequenza di *cut off* oltre la quale compaiono i modi superiori.

L'apparato di misura è composto da un VNA (*Vector Network Analyzer*), una coppia di cavi coassiali, il campione di riferimento e quello da provare.

Al capitolo 2 si è ricordata in (2.7) la relazione che esprime l'efficienza di schermatura nelle sue tre componenti. In particolare si supponga ancora che il materiale di schermatura sia buon conduttore ($\sigma \gg \omega\varepsilon$), e ci si ponga in condizioni di frequenza sufficientemente bassa per cui sia $t \ll \delta$ (dove t è lo spessore dello schermo).

Si è visto come in queste condizioni $R_{dB} \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} \right|$, e $M_{dB} \cong 20 \log_{10} |1 - e^{-2\dot{\gamma}t}|$; inoltre è stato dimostrato che $\dot{\gamma} = \frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta}$.

La (2.7) può diventare allora:

$$\begin{aligned} SE_{dB} &\cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} e^{t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})} \left(1 - e^{-t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})}\right) \left(1 + e^{-t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})}\right) \right| = \\ &= 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} \left(1 - e^{-t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})}\right) \left(1 + e^{t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})}\right) \right| = \\ &= 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} \left(e^{t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})} - e^{-t(\frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta})}\right) \right|. \end{aligned} \quad (3.47)$$

L'espressione trovata in (3.47) è ulteriormente semplificabile ricordando lo sviluppo in serie di Taylor della funzione esponenziale:

$$\begin{aligned} SE_{dB} &\cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} \left(1 + \frac{t}{\delta} + j\frac{t}{\delta}\right) - \left(1 - \frac{t}{\delta} - j\frac{t}{\delta}\right) \right| = \\ &= 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\dot{\eta}} 2\frac{t}{\delta}(1 + j) \right|. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Infine nel materiale buon conduttore può essere semplificata l'espressione dell'impedenza intrinseca complessa:

$$\dot{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\mu}} \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = (1 + j) \frac{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}{\sigma} = (1 + j) \frac{1}{\delta\sigma} \quad (3.49)$$

Inserendo l'espressione in (3.49) nella (3.48), si ottiene la seguente:

$$SE_{dB} \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0 \delta \sigma}{4(1 + j)} 2\frac{t}{\delta}(1 + j) \right| = 20 \log_{10} \frac{\eta_0 \sigma t}{2}. \quad (3.50)$$

Tale espressione semplificata risulta essere di ottima utilità pratica in quanto dà un valore di SE immediatamente determinabile quando siano noti lo spessore e il materiale costituente lo schermo.

A tal proposito, si coglie l'occasione di aprire una parentesi e dimostrare quanto asserito nel capitolo 2 in relazione all'uguale significato di SE e IL . Trattando la cella flangiata e quella a conduttore continuo, si è determinato il valore di IL nel caso di idealità dei contatti:

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right|.$$

Si vuole verificare quindi che la (3.50) e la (3.14) sono coincidenti. Per farlo, occorre determinare chi sono i parametri in esse contenuti:

- Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea; trattandosi di una cella coassiale si fa riferimento al cavo coassiale, è quindi noto che $Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \log_e \frac{r_2}{r_1}$ dove r_1 è il raggio del conduttore interno, mentre r_2 è il raggio interno del conduttore esterno.
- Z_L è l'impedenza dello schermo in prova; trattandosi di schermature metalliche piane, si tratta di fatto di una resistenza. Il valore di resistenza di un anello può essere determinato dalla seguente:

$$R = \frac{\rho}{2\pi t} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \frac{\rho}{2\pi t} \log_e \frac{r_2}{r_1}$$

Sostituendo queste relazioni nella (3.14) si ottiene la seguente:

$$\begin{aligned} IL_{dB} &= 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0}{2Z_L} \right| = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{\frac{\eta_0}{2\pi} \log_e \frac{r_2}{r_1}}{2 \rho \frac{1}{2\pi t} \log_e \frac{r_2}{r_1}} \right| = \\ &= 20 \log_{10} \left(1 + \frac{\eta_0 t}{2 \rho} \right) = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{\sigma \eta_0 t}{2} \right). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Nel buon conduttore, è vero che $1 + \sigma \eta_0 t / 2 \cong \sigma \eta_0 t / 2$: considerando ciò nella (3.51) si ritrova la (3.50): si è verificato quindi che *IL* e *SE* coincidono.

Ritornando all'articolo citato, la cella *FCSH* utilizzata è rappresentata in figura, assieme ai già visti campioni di riferimento e di misura (ovviamente essi sono quelli previsti dallo standard; si osservi la presenza di fori lungo la circonferenza esterna per permettere l'inserimento delle viti di fissaggio).

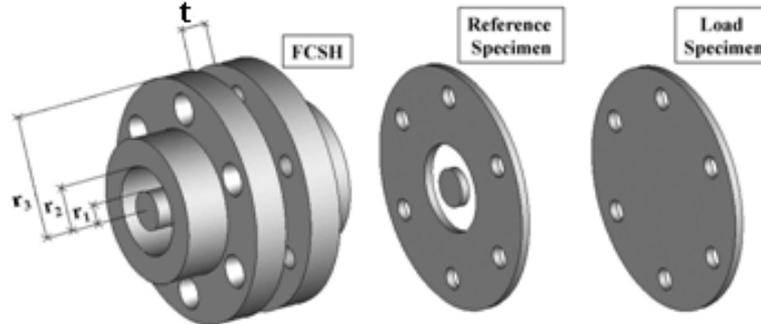


Fig. 3.16 - Nuovo tipo di cella coassiale flangiata per frequenze di oltre 8 GHz [16]

L'incremento delle frequenze applicabili è legato alle minori dimensioni della cella stessa. Infatti considerando una cella coassiale cilindrica, di raggio r_1 e r_2 come in figura, la frequenza di *cut-off* oltre la quale compaiono modi superiori a quello di propagazione TEM è espressa dalla:

$$f_c = \frac{c_0}{\pi(r_1 + r_2)} \quad (3.52)$$

dove c_0 è la velocità della luce nel vuoto.

Le dimensioni dei raggi sono state scelte imponendo il valore di impedenza caratteristica della cella a 50 Ω e la f_c a 8 GHz. Occorre cioè risolvere il seguente semplice sistema, nelle incognite r_1 e r_2 :

$$\begin{cases} f_c = \frac{c_0}{\pi(r_1 + r_2)} \\ Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \log_e \frac{r_2}{r_1} \end{cases} \quad (3.53)$$

Esplicitando un raggio funzione dell'altro nella seconda equazione e sostituendo nella prima, si ottiene:

$$\begin{cases} r_1 = \frac{c_0}{\pi f_c \left(1 + e^{\frac{2\pi Z_0}{\eta_0}}\right)} \\ r_2 = \frac{c_0}{\pi f_c} \left(1 - \frac{1}{1 + e^{\frac{2\pi Z_0}{\eta_0}}}\right) \end{cases} \quad (3.54)$$

Ponendo Z_0 pari a 50Ω , f_c a 8 GHz , e note le costanti $c_0=300.000 \text{ km/s}$ e $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = \sqrt{4\pi \cdot 10^{-7}/8,85 \cdot 10^{-12}} \cong 377 \Omega$, si ottiene $r_1=3.5 \text{ mm}$ e $r_2=8 \text{ mm}$.

Ipotizzando invece di aver utilizzato una cella tipo standard ASTM D4935-10, avente dimensioni riportate in figura 3.12 ($r_1=38 \text{ mm}$ e $r_2=16 \text{ mm}$), si ottiene ovviamente un uguale valore di Z_0 (il rapporto è uguale) ma il valore di f_c è limitato a 1.75 GHz .

La scelta invece del raggio maggiore r_3 di figura segue obiettivi contrastanti. Da un lato infatti si dovrebbe fare in modo che esso abbia valori elevati per aumentare l'accoppiamento capacitivo tra le due flange e per permettere di avere lo spazio sufficiente ad inserire le viti di fissaggio; dall'altro si vorrebbe che esso fosse piccolo per limitare le dimensioni del campione e del riferimento (che devono coprire interamente la flangia) e per evitare possibili fenomeni di risonanza. È stato osservato infatti, attraverso metodi di simulazione numerica, che picchi di risonanza nell'andamento dei parametri di scattering si riscontrano a frequenze via via più basse all'aumentare di r_3 . Nel lavoro di Sarto e Tamburrano sono state quindi realizzate tre celle: una secondo lo standard (nell'articolo FCSH1) e altre due (FCSH2-3) con i raggi $r_1=3.5 \text{ mm}$ e $r_2=8 \text{ mm}$ ma con due diversi valori di r_3 : rispettivamente 39 e 22 mm . Si è trovato che per un campione con $t=1 \text{ mm}$ e $\epsilon_r=2.9$ la risonanza si è avuta nel primo caso a circa 3 GHz , nel secondo a quasi 7 . Da ciò si capisce come, in riferimento a questo aspetto, si debba cercare di contenere il più possibile il valore di r_3 , per evitare di avere risonanze troppo sotto alla frequenza di *cut off*.

Per confermare la validità dei risultati del nuovo tipo di cella, si propone infine l'andamento della SE misurato fino a 1.5 GHz nei due metodi. Ad esempio per un campione multistrato in stagno-nickel e policarbonato, l'andamento è proposto in grafico 3.1, nel quale si può osservare come praticamente gli andamenti siano quasi sovrapposti. Si osservi come le misure siano giustamente state eseguite fino a circa 1.5 GHz : oltre tale valore infatti, come si è ripetutamente detto, lo standard ASTM non è più applicabile.

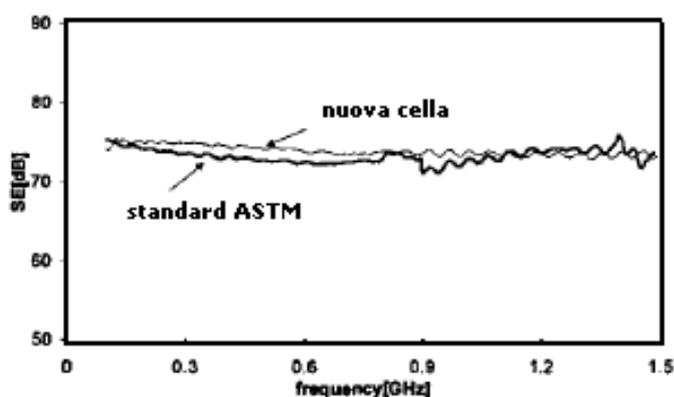


Grafico 3.1 - Confronto tra gli andamenti del valore di SE con nuova cella e con standard [15]

3.3 Altre tecniche di misura di efficienza di schermatura

Nel seguito sono presentate per completezza due altre tecniche di misura di SE che utilizzano antenne come dispositivi in trasmissione e ricezione, diversamente dalla propagazione su cella TEM vista finora.

3.3.1 II MIL-STD-285

Questo standard è stato proposto dall'*US Department of Defense* nel 1956 con il titolo "Metodi di prova per misure di attenuazione per involucri e schermi elettromagnetici" (il titolo nella versione originale è "*Attenuation Measurements for Enclosures, Electromagnetic Shielding, For Electronic Purposes, Method Of*").

Il suo scopo era quello della valutazione di *SE* su applicazioni militari. È rimasto valido fino al 1997, anno in cui il Dipartimento della Difesa lo ha abrogato.

Al suo articolo uno se ne specifica l'obiettivo: "Questo standard tratta un metodo per la misura dell'attenuazione di schermi elettromagnetici in un range di frequenze da 100 kHz a 10 GHz". L'efficienza di schermatura viene definita come il valore di attenuazione da dare al generatore di segnale in assenza dello schermo per avere al ricevitore lo stesso segnale presente con schermo inserito quando il segnale in partenza non sia stato attenuato.

Dal lato pratico la *SE* viene determinata come rapporto tra il campo elettrico misurato al ricevitore senza lo schermo (E_1) e con lo schermo inserito (E_2): $SE_{dB} = |\bar{E}_1/\bar{E}_2|$.

È un metodo che funziona usando due antenne, tra le quali alternativamente si interpone o meno la barriera di schermatura. È d'obbligo che tra le due misurazioni la posizione delle antenne rimanga invariata.

Lo standard inoltre richiede che l'antenna ricevente sia posta in una camera di schermo avente una apertura in corrispondenza delle due antenne; su tale apertura viene inserito lo schermo. Nei casi in cui la rimozione dello schermo dalla struttura sia complicato, è possibile in alternativa portare fuori dalla camera l'antenna stessa. Il generatore di segnale invece, prosegue la norma, sia lasciato esternamente all'area di test. A maggior chiarezza in figura 3.17 si propone lo schema di misura.

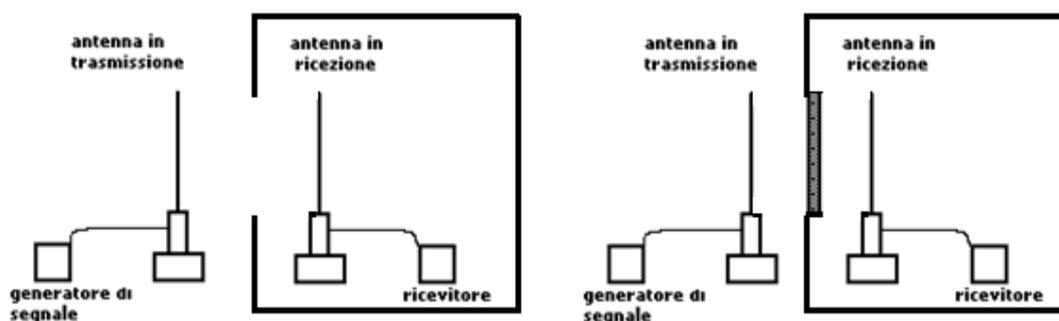


Fig. 3.17 - Apparato di misura secondo MIL-STD 285; a sinistra misura senza schermo, a destra con schermo inserito.

Il segnale dal generatore può essere inviato con una onda continua, modulata o ad impulsi. Lo standard identifica quindi tre differenti sorgenti sulle quali può essere definita la *SE* secondo le seguenti specifiche:

- Campo magnetico a bassa impedenza. Le antenne di ricezione e trasmissione sono spire di 12" di diametro a distanza di 12" dallo schermo. Il range di frequenza in questo caso va da 150 a 200 kHz; il valore di *SE* deve essere almeno di 70 dB.
- Campo elettrico ad elevata impedenza. Le antenne di ricezione e trasmissione sono aste lunghe 41" distanti 12" dallo schermo. I test devono essere fatti a 200 kHz, 1 MHz e 18 MHz; il valore di *SE* deve essere almeno di 100 dB.
- Onde piane. Le antenne sono dipoli; quella trasmittente è posta a 72" dallo schermo, quella in ricezione a 2". Il test deve essere condotto a 400 MHz e il valore di *SE* deve essere almeno di 100 dB.

Nonostante lo standard dia indicazioni, come si è visto, molto precise e rigorose, presenta alcune mancanze. Innanzitutto non si fa riferimento a come posizionare e orientare le antenne, bensì si parla solo di distanze; queste scelte sono quindi lasciate a chi effettua il test. Si potrebbe pensare che la norma sottintenda che l'orientamento da scegliere sia quello che determina la massima attenuazione; di fatto a causa di questo vuoto normativo laboratori diversi hanno determinato differenti valori di efficienza per lo stesso schermo.

Inoltre durante la prova senza schermo possono nascere accoppiamenti induttivi tra le antenne, motivo per cui le loro caratteristiche possono essere abbastanza diverse in presenza o in assenza dello schermo.

3.3.2 L'IEEE STD-299

Lo standard IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) STD-299, pubblicato nel 1960, è stato proposto come un'approfondita e dettagliata trattazione di tecniche di test per barriere di schermatura ad alta efficienza. Dopo una prima revisione del 1991 che tuttavia non ne cambiò le specifiche fondamentali, subì significanti integrazioni nel 1997 incorporando diversi concetti del MIL-STD-285 che in quell'anno veniva definitivamente ritirato. La versione del 1997 allargò la sua applicabilità oltre le schermature ad alta efficienza, fornendo procedure di test per schermature più piccole che cercavano inoltre di essere maggiormente economiche. Si diede inoltre grande importanza alla ripetibilità delle misure, che dovevano in ogni caso garantire l'accuratezza imposta nella versione originale.

Dal lato pratico questo standard indica metodi di misura di SE su range di frequenza da 9 kHz a 18 GHz (con particolari tecniche estensibile da 50 Hz a 100 GHz). La dimensione più piccola del box schermante nella versione originale doveva essere di almeno due metri (che era la dimensione minima affinché al suo interno potesse essere contenuta una antenna biconica per misure su onde piane nel range 30-50 MHz).

A differenza del MIL-STD-285 in questo standard non si definiscono requisiti minimi che devono essere posseduti dalla schermatura per superare il test; è lasciato a chi misura stabilire se il valore di SE trovato possa essere sufficiente o no. Inoltre l'indicazione del range di frequenze da applicare è solo indicativo: nello standard è chiaramente indicato che le reali frequenze di misura vadano accordate tra laboratorio di misure, venditore ed acquirente dello schermo.

Sono inoltre definite tre "fasce" di misura:

- Bassa frequenza (9 kHz-20 MHz). Sia la sorgente di campo magnetico che il ricevitore sono antenne con spire di 30 cm di diametro. Per la sorgente si utilizza un generatore di segnale con amplificatore. La definizione di SE è relativa al campo magnetico: $SE_{dB} = 20 \log_{10} |\bar{H}_1 / \bar{H}_2|$, dove i pedici 1 e 2 indicano rispettivamente che il campo è misurato senza e con lo schermo. Nel primo caso le due antenne sono distanti tra loro $d_{cm} = 60 + t$, dove t è lo spessore in cm dello schermo; nel secondo entrambe distano 30 cm dallo schermo. Si noti come così facendo non sia necessario doverle spostare quando si passa dalla misura senza schermo a quella con schermo.
- Range di risonanza (20-300 MHz). Le antenne possono essere biconiche (fino a 100 MHz) o a dipolo lungo mezza lunghezza d'onda (oltre i 100 MHz). L'efficienza di schermatura è definita in questo caso in termini di campo elettrico o di potenza: $SE_{dB}(E) = 20 \log_{10} |\bar{E}_1 / \bar{E}_2|$, $SE_{dB}(P) = 20 \log_{10} |P_1 / P_2|$, con ovvio significato dei pedici 1 e 2. L'antenna trasmittente è sempre posizionata fuori della schermatura, mentre quella in ricezione è all'interno. La distanza della prima dallo schermo deve essere di 1.7 m; la seconda di almeno 0.3 m; le prove devono essere fatte sia con antenne disposte verticalmente che orizzontalmente. La misura senza schermo viene fatta ponendo le due antenne fuori da esso a 2 metri di distanza l'una dall'altra, mentre l'analizzatore di segnale rimane dentro lo schermo.
- Alta frequenza (300 MHz-18 GHz). Le modalità di misura sono identiche al caso precedente; cambiano ovviamente i tipi di antenna andando su in frequenza (antenne horn, log-periodiche)

Anche questo metodo non è immune da problemi. Tra i principali si possono ricordare possibili alterazioni delle caratteristiche delle antenne dovute alla presenza dello schermo, la necessità di effettuare tre prove per definire la SE in tutto il range di frequenza (non è detto ci sia un legame diretto tra i tre risultati ottenuti) e la presenza dei cavi esternamente alla schermatura che sono sorgenti di campo magnetico alle basse frequenze.

La figura 3.18 riporta l'apparato di misura indicato nello standard.

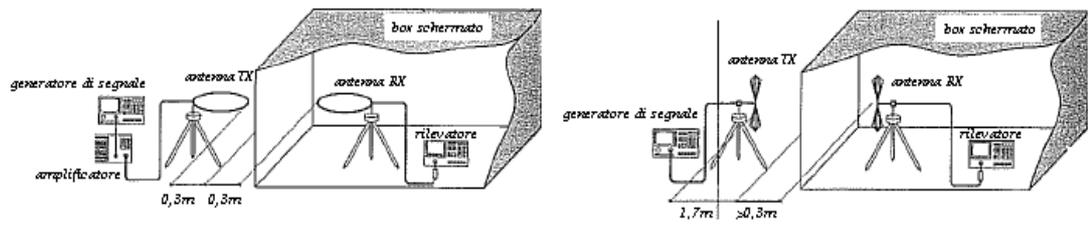


Fig. 3.18 - Setup di misura secondo standard IEEE 299; a sinistra in bassa frequenza, a destra in alta frequenza e risonanza [22]

CAPITOLO 4

STRUMENTI UTILIZZATI PER LA REALIZZAZIONE DELLE PROVE

4.1 Introduzione

In questo capitolo vengono illustrate le caratteristiche e le specifiche tecniche dei vari dispositivi e strumenti utilizzati per la realizzazione delle prove. Tutti i dispositivi utilizzati sono di proprietà e inventariati presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica dell'Università di Padova.

Le informazioni riportate sono contenute nei manuali tecnici e nei data sheet degli strumenti, reperiti in forma cartacea o on-line sui siti internet delle diverse case costruttrici.

4.2 L'accoppiatore direzionale

L'accoppiatore direzionale è una struttura a quattro porte, caratterizzata dall'aver due coppie di porte disaccoppiate (tra le quali quindi la trasmissione è nulla). Si tratta di un dispositivo *passivo*, molto spesso utilizzato nel campo delle radio tecnologie, in grado di trasferire una certa quantità di potenza elettromagnetica in una linea di trasmissione ad un'altra porta per poter essere usata in un altro circuito. È importante sottolineare che il funzionamento è consentito in una sola direzione (da cui l'aggettivo *direzionale* nel nome); non è possibile l'accoppiamento con potenza entrante dalla porta in uscita. Il simbolo elettrico dell'accoppiatore direzionale è proposto in figura:

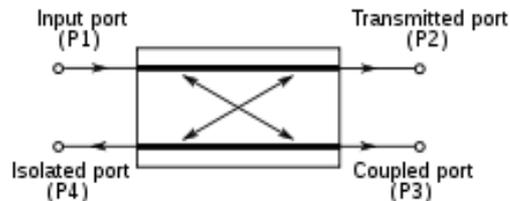


Fig. 4.1 - Simbolo elettrico dell'accoppiatore direzionale [17]

Molto spesso accanto alla designazione delle porte si trova scritto un valore in dB: si tratta del fattore di accoppiamento, del quale si tratterà nel seguito.

La porta 1 è la porta alla quale è applicata potenza; dalla porta 3, detta porta *accoppiata*, l'onda incidente viene portata al visualizzatore di segnale, dopo essere stata attenuata di un opportuno fattore. La porta 2 è la porta di trasmissione, alla quale viene collegata la cella TEM: in tale modo sull'oscilloscopio sarà visualizzata l'onda di tensione trasmessa. Gli accoppiatori direzionali sono dispositivi simmetrici: per questo esiste anche una quarta porta, quella *isolata*. Una quota della potenza alla porta 2 è accoppiata con la porta 4, alla quale arriva il segnale riflesso dallo schermo collegato alla porta 2, anch'esso da visualizzare con l'oscilloscopio.

I parametri principali che caratterizzano il dispositivo sono i seguenti:

- il fattore di accoppiamento;
- l'isolamento;
- la direttività;
- le perdite.

Il *fattore di accoppiamento* C è definito nel modo seguente:

$$C_{3,1} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \text{ [dB]} \quad (4.1)$$

dove P_1 è la potenza in ingresso alla porta 1 mentre P_3 è la potenza in uscita dalla porta accoppiata. Il fattore di accoppiamento è una delle principali proprietà che caratterizzano il dispositivo. Il segno meno è posto davanti al logaritmo per ottenere una quantità positiva, dato che il solo logaritmo darebbe una quantità sempre negativa (o al limite nulla) essendo $P_3 \leq P_1$. Il valore è inoltre dipendente dalla frequenza e, nonostante diverse strutture siano state sviluppate, non è teoricamente possibile realizzare un accoppiatore direzionale con C costante. Per questo motivo il valore di C presente nei data-sheet del dispositivo è sempre riferito a metà della banda di frequenza.

L'isolamento I in un accoppiatore direzionale è definito come la differenza (in dB) tra il livello di segnale alla porta di ingresso (1) e quello alla porta isolata (4) quando le altre due porte siano chiuse su opportuni carichi (50Ω).

$$I_{4,1} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \text{ [dB]} \quad (4.2)$$

È possibile inoltre definire anche l'isolamento tra le altre due porte (2 e 3), nel qual caso una delle porte di uscita è utilizzata come porta in ingresso, l'altra è considerata quella di uscita mentre le due porte rimanenti (la 1 e la 4) sono collegate ad un carico. In analogia alla (4.2) è allora:

$$I_{3,2} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_2} \right) \text{ [dB]} \quad (4.3)$$

I due parametri così definiti possono essere tra loro diversi (ma comunque si ottengono valori comunque vicini, ad esempio 30 dB per il primo e 25 dB per il secondo). In ogni caso un accoppiatore direzionale è tanto migliore tanto più il livello di isolamento è elevato.

La direttività D è direttamente legata all'isolamento e all'accoppiamento, essendo definita come:

$$\begin{aligned} D_{3,4} &= -10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_3} \right) = - \left[10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) - 10 \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \right] = \\ &= I_{4,1} - C_{3,1} \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (4.4)$$

dove P_3 è la potenza ottenuta dalla porta accoppiata mentre P_4 è la potenza in uscita dalla porta isolata. La direttività dovrebbe assumere i valori più elevati possibili, ed è indice della capacità del dispositivo di separare onde viaggianti in versi opposti.

Nel dispositivo supposto ideale, si definiscono le perdite L dalla porta 1 alla porta 2, dovute all'accoppiamento con la porta 3, nel modo seguente:

$$L_{2,1} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{P_3}{P_1} \right) \text{ [dB]} \quad (4.5)$$

Infine si propone la matrice dei parametri di scattering per l'accoppiatore ideale (caratterizzato cioè da un isolamento infinito e un accoppiamento perfetto):

$$S = \begin{bmatrix} 0 & T & K & 0 \\ T & 0 & 0 & K \\ K & 0 & 0 & T \\ 0 & K & T & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

dove T e K sono rispettivamente i coefficienti di trasmissione e di accoppiamento, legati a C ed L dalle seguenti:

$$L = -20 \log_{10} |T| \text{ [dB]} \quad (4.7)$$

$$C = 20 \log_{10}|K| \text{ [dB]}$$

La diagonale principale è fatta di soli zeri per l'accoppiamento perfetto (intendendo con ciò che la potenza in ingresso ad ogni porta non è mai riflessa indietro alla stessa porta); la stessa caratteristica presenta anche l'antidiagonale, stavolta a causa del perfetto isolamento tra la porta in ingresso e quella isolata.

Il dispositivo utilizzato nelle prove è il modello DC3400A prodotto dalla Amplifier Research, le cui specifiche sono riassunte nella seguente tabella:

Tabella 4.1 - Caratteristiche tecniche dell'accoppiatore direzionale

Range di frequenza	10kHz – 400MHz
Potenza massima	200W continuativi, 400W picco
Fattore di accoppiamento C	40 ± 0.8 dB
Direttività D	25 dB (tipica), 20 dB (minima)
Perdite massime	0.5 dB
Impedenza	50 Ω
Connettori (m = maschio, f = femmina)	Connettore 1: N(m), connettore 2: N(f) Connettore 3: N(f), connettore 4: N(f)
Peso	0.8 kg
Dimensioni (lunghezza, altezza, profondità)	13.2x6.8x4.1cm

4.3 Oscilloscopio

Lo strumento utilizzato per la visualizzazione delle forme d'onda nelle prove è un oscilloscopio digitale YOKOGAWA modello DL9140.

Le sue caratteristiche tecniche principali sono riportate nella seguente tabella:

Tabella 4.2 - Caratteristiche tecniche dell'oscilloscopio

Max velocità di campionamento	5 GS/sec
Band Width (banda passante)	1GHz
Canali in ingresso	4 (CH1-CH4) -possibilità di gestire e combinare fino a 4 segnali contemporaneamente
Impedenza in ingresso dei canali	50 Ω ± 1.5% 1 MΩ ± 1.0% con parallelo di 20 pF 10 MΩ ± 2.0% con parallelo di 14pF e sonda PB500
Accoppiamento in ingresso	AC, DC, GND, DC50 Ω
Max tensione in ingresso	Con ingresso 1 MΩ: 150 V _{rms} Con ingresso 50 Ω: 5 V _{rms} o 10 V _{picco}
Sensibilità dell'asse verticale	Con ingresso 1 MΩ: da 2 mV/div. a 5 V/div. Con ingresso 50 Ω: da 2 mV/div. a 500 mV/div.
Precisione dell'offset	Da 2 mV/div. a 50 mV/div.: ± 1.0% + 0.2 mV Da 100 mV/div. a 500 mV/div.: ± 1.0% + 2 V Da 1 V/div. a 5 V/div.: ± 1.0% + 20 mV

Nella figura successiva è proposta una foto e uno schema dell'oscilloscopio utilizzato:

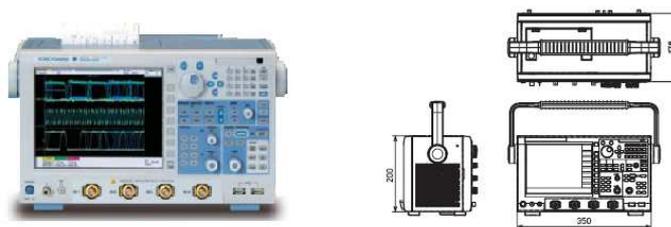


Fig. 4.2 - Fotografia dell'oscilloscopio e sue viste laterali e frontali [24]

4.4 I generatori di segnale

Il generatore di segnale è uno strumento in grado, entro il suo range di applicabilità, di generare un segnale sinusoidale secondo le specifiche di frequenza ed ampiezza scelte dall'operatore. Pur non essendolo in realtà, molto spesso è considerato comunque uno strumento di misura, in quanto è indispensabile per la caratterizzazione dei dispositivi da provare.

Gli strumenti scelto per le prove sono due: il primo è un *signal generator* modello 8647A prodotto dalla Hewlett Packard (HP®, ora parte di Agilent Technologies).

Una schematizzazione dello strumento è proposto alla figura seguente, mentre le sue specifiche tecniche sono riportate in tabella 4.3. Il costruttore specifica che tali caratteristiche sono garantite in un range di temperatura massimo 0 - 40° C e dopo aver effettuato un *warm-up* del dispositivo di almeno 30 minuti.

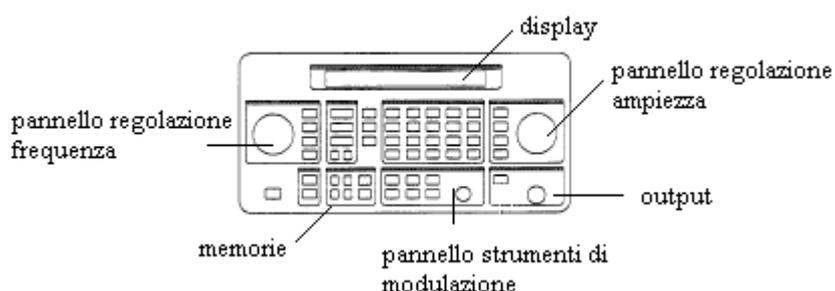


Fig. 4.3 - Generatore di segnale-vista pannello frontale utente [24]

Tabella 4.3 - Caratteristiche tecniche del generatore di segnale HP 8647A

Range di frequenza	250 kHz – 1000 MHz
Risoluzione in frequenza	1Hz
Precisione in frequenza	3×10^{-6}
Range di ampiezza in uscita	Da +10 a -136 dBm
Risoluzione in ampiezza	0.1 dB
Precisione in ampiezza	± 1.5 dB
Impedenza in uscita	50 Ω
Alimentazione	Da 90 a 264 V, da 48 a 440 Hz
Peso	7 kg
Dimensioni (lunghezza, altezza, profondità)	165x330x333 mm

L'altro generatore di segnale è il modello 33120A prodotto da Agilent Technologies: le sue caratteristiche sono raccolte alla tabella seguente:

Tabella 4.4 - Caratteristiche tecniche del generatore di segnale Agilent 33120A

Forme d'onda generabili	sinusoide, onda quadra, triangolare, rampa
Range di frequenza	100 μ Hz- 15 MHz
Risoluzione in frequenza	10 μ Hz
Precisione in frequenza	10 ppm
Range di ampiezza in uscita	50 mVpp – 10 Vpp
Risoluzione in ampiezza	3digits
Precisione in ampiezza	$\pm 1\%$ (a 1 kHz)
Impedenza in uscita	50 Ω
Alimentazione	110/120/220/240 V ; 45-66 Hz e 360-440 Hz
Peso	4 kg
Dimensioni (lunghezza, altezza, profondità)	254.4x103.6x374 mm
Condizioni di funzionamento	0 – 55° C
Condizioni di riposo	-40 – 70° C

4.5 Multimetri

Nelle misure sono stati utilizzati i multimetri seguenti, a seconda del caso come voltmetri, amperometri o ohmetri: le loro caratteristiche sono riassunte nella tabella che segue (per semplicità si riportano solo le grandezze nel campo di interesse; la misura di resistenza diretta da strumento è servita solo per la verifica della presenza di contatto, senza particolare interesse per il valore misurato, cfr. cap.7):

Tabella 4.5 - Caratteristiche tecniche dei multimetri

HP 974A	Dati generali	Condizioni di funzionamento	0 – 40° C, u.r. max 80%	
		Condizioni di riposo	-25 – 60° C, u.r. max 70%	
	Tensione CC (fino a 500 mV)	Risoluzione	10 μ V	
		Precisione	$\pm (0.05\% + 2)$	
		Resistenza in ingresso	maggiore di 1000 M Ω	
	Corrente CC (fino a 10 A)	Risoluzione	1 mA	
		Precisione	$\pm (0.7\% + 2)$	
		Resistenza in ingresso	minore di 0.05 Ω	
		Max corrente in ingresso	15 A (con fusibile)	
	Resistenza (fino a 500 Ω)	Risoluzione	10 m Ω	
		Precisione	$\pm (0.06\% + 2)$	
		Corrente di prova	minore di 800 μ A	
Tensione max circuito aperto		minore di 5.5 V		
FLUKE 23III	Dati generali	Condizioni di funzionamento	0 – 35° C. u.r. max 90% 35 – 50° C. u.r. max 70%	
		Condizioni di riposo	-40 – 60° C	
	Tensione CC (fino a 320 mV)	Risoluzione	0.1 mV	
		Precisione	$\pm (0.3\% + 1)$	
		Resistenza in ingresso	maggiore di 10 M Ω	
	Corrente CC (fino a 10 A)	Risoluzione	10 mA	
		Precisione	$\pm (1.5\% + 2)$	
		Max corrente in ingresso	20 A (max 30 secondi)	
	Resistenza (fino a 320 Ω)	Risoluzione	0.1 Ω	
		Precisione	$\pm (0.06\% + 2)$	
	AGILENT 34401A	Dati generali	Condizioni di funzionamento	max precisione in 0 – 55° C in 0 – 40° C con u.r. 80%
			Condizioni di riposo	-40 – 70° C
Tensione CC (fino a 100mV)		Risoluzione	0.1 μ V	
		Precisione	$\pm (0.0030\% V_{\text{letta}} + 0.0030\% V_{\text{fs}})$	
		Resistenza in ingresso	maggiore di 10 M Ω	
Corrente CC (fino a 10 A)		Risoluzione	1 mA	
		Precisione	$\pm (0.7\% + 2)$	
		Resistenza in ingresso	minore di 0.05 Ω	
		Max corrente in ingresso	15 A (con fusibile)	
Resistenza (fino a 500 Ω)		Risoluzione	10 m Ω	
		Precisione	$\pm (0.06\% + 2)$	
		Corrente di prova	minore di 800 μ A	
	Tensione max circuito aperto	minore di 5.5 V		

4.6 L'amplificatore

Il segnale in uscita dal generatore di funzione viene gestito dall'amplificatore Amplifier Research mod. 25A250A per poi passare all'accoppiatore direzionale. L'amplificatore ha un controllo del guadagno in uscita che permette di mantenere il valore efficace delle sinusoidi all'oscilloscopio del valore desiderato. Come sarà ricordato nel capitolo riguardante le prove di misura su cella TEM,

l'ampiezza del segnale in uscita *non* è costante al variare della frequenza, bensì ha l'andamento riportato nel grafico seguente:

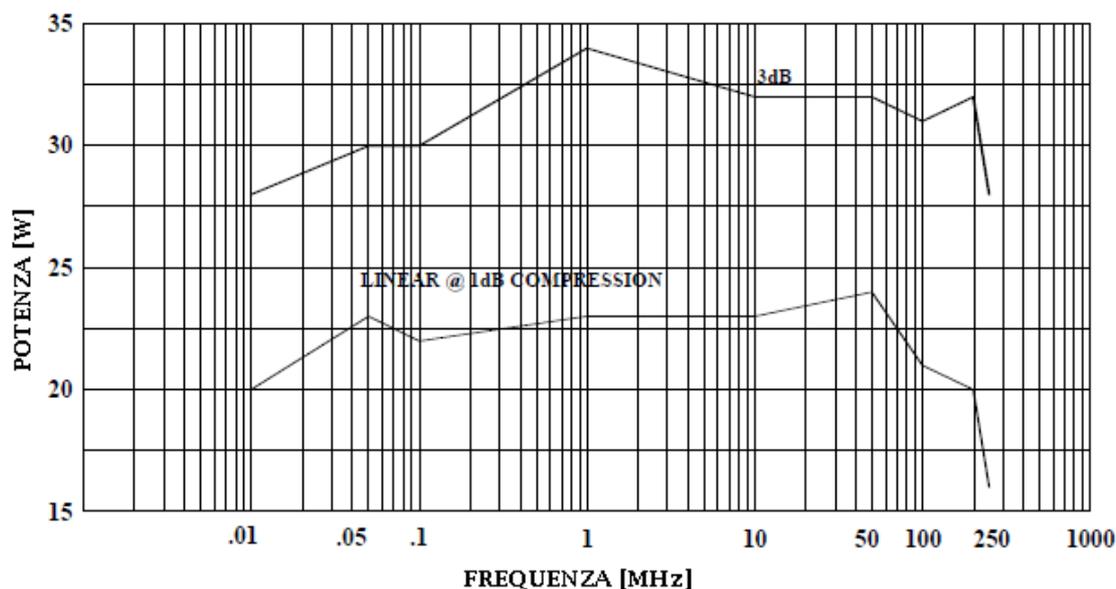


Grafico 4.1 - Andamento della potenza di uscita al variare della frequenza nell'amplificatore AR 25A250A [24]

A causa di ciò, durante lo svolgimento della campagna di misure, ogniqualvolta si va a cambiare la frequenza di prova, occorre risistemare il *gain* dello strumento per poter avere un'uscita il più possibile costante.

Le sue caratteristiche sono riportate nella tabella seguente:

Tabella 4.6 - Caratteristiche tecniche dell'amplificatore AR25A250A

Range di frequenza	10 kHz- 250 MHz
Potenza in uscita	25 W minimo
Potenza in ingresso all'uscita nominale	1 mW massimo
Guadagno (con regolazione massima)	44 dB minimo
Aggiustamento del guadagno in range continuo	18 dB minimo
Impedenza in ingresso	50 Ω
Impedenza in uscita	50 Ω
Alimentazione	90-135/180-270 Vac, monofase 47-63 Hz
Peso	15.9 kg
Dimensioni	50.3x15.5x30.0 cm

4.7 Il generatore di corrente

Il generatore di corrente utilizzato nella misura di resistenza di contatto è l'alimentatore STAB AR300 serie PROFESSIONAL. Un apposito selettore permette di scegliere se lo strumento debba funzionare come generatore di tensione o corrente; la regolazione viene fatta dall'operatore attraverso la rotazione di una manopola, mentre un display permette la lettura dei valori impostati. È sempre buona norma comunque, prima di alimentare un circuito sensibile, verificarli prima con un multimetro. Le sue caratteristiche tecniche principali sono riassunte nella tabella che segue:

Tabella 4.7 - Caratteristiche tecniche del generatore di corrente STAB AR300

Tensione in uscita	regolabile da 3 a 30 Vcc
Corrente in uscita	regolabile da 0 a 2.5 A
Corrente di servizio continuo alla max tensione	1.5 A
Protezione di rete	fusibile 1.6 A
Stabilità in uscita	±0.2 V
Sensibilità in corrente	0.01 A

Ripple	3 mV
Condizioni di lavoro	-10 – 45° C
Alimentazione	230 Vac ±10%; monofase 50 Hz
Peso	3.45 kg
Dimensioni (LxHxP)	165x90x235 mm

4.8 Il saldatore elettrico

Per la rimozione prima e il montaggio poi del conduttore interno della cella TEM i contatti vengono saldati utilizzando dello stagno. Per fare ciò si utilizza uno stagnatore Weller mod. WTCP-S con le caratteristiche presentate nella tabella che segue.

Tabella 4.8 - Caratteristiche tecniche del saldatore mod. WTCP-S

Potenza	60 W
Range di temperatura	316 – 371 – 427° C
Tensione di ingresso	240 V
Tensione di uscita	24 V

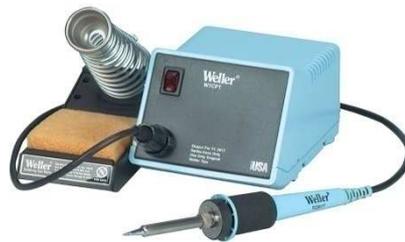


Fig. 4.4 - Il saldatore Weller WTCP-S [24]

L'operazione di rimozione dei residui di stagno secco dalla cella viene fatto portandolo a fusione con il saldatore e aspirandolo con un'apposita pompetta, modello VAC3 prodotta da Ersa. Infine, lo stagno utilizzato è la lega Sn60Pb (60% stagno, 40% piombo), con filo di diametro 0.7 mm.

4.9 Calibro

Per la determinazione del diametro dei fori e della circonferenza dei campioni di schermatura o delle dimensioni della cella TEM si è utilizzato un calibro serie 530 (del tipo da officina meccanica) prodotto dalla Mitutoyo.

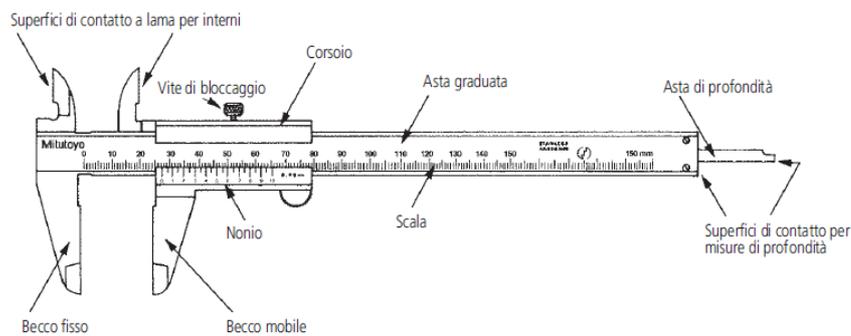


Fig. 4.5 - Parti principali del calibro serie 530 prodotto dalla Mitutoyo [24]

Tabella 4.9- Caratteristiche tecniche del calibro serie 530

Campo di misura	0 – 150 mm
Lunghezza becchi	40 mm
Lettura nonio scala superiore	1/1000"
Lettura nonio scala superiore	0.02 mm

CAPITOLO 5

LA RESISTENZA DI CONTATTO

5.1 Introduzione

Nel capitolo 3, quando veniva analizzato uno standard normativo per la determinazione della *SE*, ci si soffermava sullo studio dei circuiti equivalenti in due casi: quello di idealità o di non idealità dei contatti. La differenza tra i due casi consisteva nella possibilità o meno di trascurare le impedenze di contatto tra la cella e il campione in prova; i risultati ottenuti nei due casi potevano essere sensibilmente diversi (come è stato verificato in [19]). In questo capitolo si vuole allora analizzare in modo più approfondito il fenomeno della *resistenza di contatto*.

La necessità di dover parlare delle resistenze di contatto nasce dal fatto che tutte le superfici, metalliche e non, per quanto a occhio nudo possano sembrare perfettamente lisce, in realtà a un esame microscopico si mostrano caratterizzate da delle imperfezioni (*rugosità*), dovute in generale alla lavorazione con macchine utensili. Si consideri un campione metallico di lunghezza L , la rugosità è definita nel modo seguente:

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{L} \int_0^L |y(x)| dx \quad [\mu m] \quad (5.1)$$

dove $y(x)$ rappresenta lo scostamento dell'ordinata reale del profilo rispetto alla *linea media* y_m . Per maggior chiarezza si consideri il grafico seguente, che riporta l'andamento del profilo rilevato con *rugosimetro* di una lastra in alluminio lavorata alla fresa:

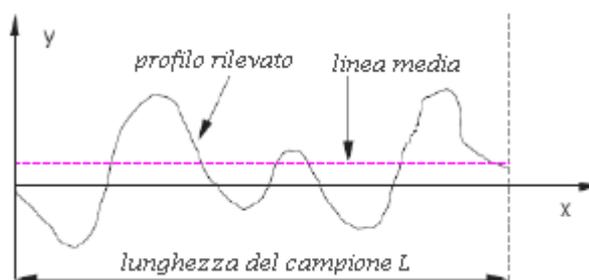


Fig. 5.1 - Andamento del profilo reale di una lastra metallica [28]

A causa di ciò, ponendo due corpi a contatto essi poggiano non su tutta la superficie di appoggio, ma solo su taluni punti (in corrispondenza appunto dei picchi determinati dalle rugosità); nel caso questi due corpi siano conduttori attraversati da corrente, ciò determina delle concentrazioni di corrente nei punti di contatto con conseguente aumento della resistenza.

Prima di studiare un po' più nello specifico questo fenomeno, risulta utile dare delle definizioni, che saranno utilizzate nel seguito:

- *contatto elettrico*: giunzione sganciabile tra due conduttori in grado di condurre corrente elettrica. I conduttori sono chiamati *contatti*;
- *carico meccanico*: la forza (P) che tiene premuti tra loro due contatti. Se i due contatti fossero infinitamente duri, si può dimostrare che una qualunque forza non sarebbe in grado di porli a contatto in più che in tre punti. In questo caso la pressione (rapporto tra la forza applicata e la superficie di applicazione) sarebbe infinita. Nei materiali reali (che sono invece deformabili)

questi punti diventano invece delle piccole aree (nella letteratura *a-spots*) nelle quali nascono altri punti di contatto. Il carico meccanico (ovvero la forza che tiene uniti due contatti) si distribuisce sulla cosiddetta *area portante* (A_b).

Fino a qualche decennio fa, si supponeva che l'intera superficie tra due contatti costituisse anche la superficie di contatto elettrico; ora invece più propriamente si parla di *area di contatto apparente* (A_a), che per quanto detto risulta essere molto più estesa della vera area di contatto (A_c): infatti l'effettivo contatto elettrico tra le due superfici può avvenire solamente in corrispondenza degli *a-spots*.

Quando la corrente elettrica attraversa l'interfaccia tra i due conduttori, essa è quindi costretta a passare solo attraverso i punti effettivi di contatto, gli *a-spots* appunto. La concentrazione di corrente in corrispondenza di essi porta inevitabilmente a un aumento della resistenza elettrica (a causa della diminuzione di sezione utile), che prende il nome di *resistenza di costrizione* (R_C).

Quest'ultima non è l'unica componente della resistenza di contatto: infatti tutte le superfici (eccetto quelle realizzate e mantenute in condizioni di vuoto perfetto) sono contaminate da film superficiali. Questi film possono essere strati di ossido o solfuri, contaminanti ambientali (acqua, lubrificanti), gas adsorbiti (soprattutto ossigeno) o polveri organiche; la loro presenza determina un ulteriore contributo (*resistenza di film* R_F , anche detta *resistenza dello strato contaminato*) alla resistenza di contatto, che in definitiva è data dalla somma di due termini:

$$R = R_C + R_F \quad (5.2)$$

La resistenza di contatto si aggiunge a quella che è detta *resistenza di massa* R_M , che rappresenta il classico concetto di resistenza noto dall'Elettrotecnica e che può essere determinata, per un campione di note dimensioni e materiale, dalla ben nota legge di Ohm:

$$R_M = \rho \frac{l}{S} \quad (5.3)$$

con ovvio significato dei simboli.

Molto spesso nelle applicazioni comuni, nelle quali non si tiene conto della resistenza di contatto, parlando di resistenza si sottintende proprio la resistenza di massa. La sua ottimizzazione passa attraverso una scelta opportuna di materiali con bassa resistività e forma geometrica più adatta (percorsi più corti e con diametri maggiori favoriscono il passaggio degli elettroni); per quanto riguarda invece la resistenza di contatto la valutazione è più difficile, in quanto sono due i fenomeni fisici dei quali dover tenere conto.

In figura 5.2 si possono osservare la resistenza di massa e quella di contatto tra due conduttori, e a destra uno zoom della zona di contatto, nel quale si vedono la rugosità delle superfici e l'addensamento della corrente proprio in corrispondenza delle rugosità stesse. La linea nera più spessa rappresenta lo strato di film che si deposita sulle superfici, e che ostacola ulteriormente il passaggio degli elettroni.

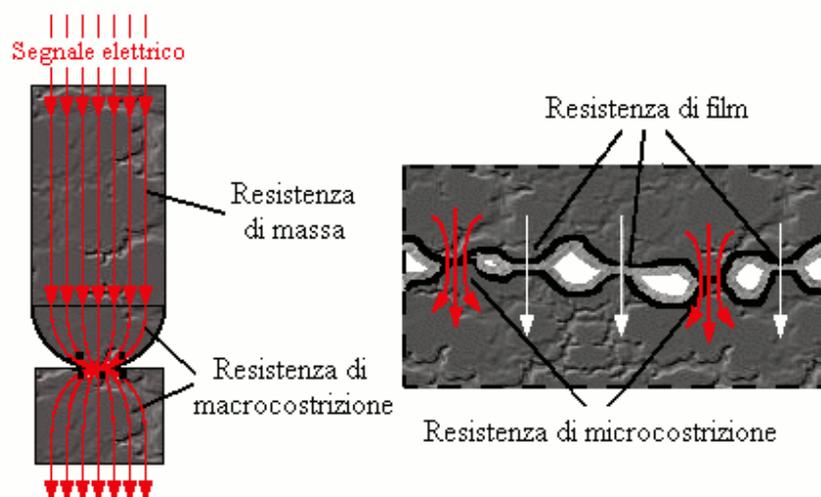


Fig. 5.2 - Contatto elettrico (a sinistra) e zoom dello stesso (a destra) [25].

5.2 La resistenza di costrizione

Si è parlato nel paragrafo precedente di carico meccanico e area portante. Queste grandezze sono tra loro legate dalla relazione:

$$(5.4)$$

dove \bar{p} è il valore medio di pressione con la quale sono premuti i contatti; la pressione p locale invece varia in generale da punto a punto dando luogo a deformazioni plastiche in alcuni *a-spots* ed elastiche in altre (a seconda che si superi o meno il carico di snervamento), con grande prevalenza del primo caso; H è la *durezza del contatto*, ϵ un coefficiente correttivo (da 0.2 a 1). Si riprenderanno queste relazioni nel seguito.

Si consideri ancora l'area di supporto (A_b), essa può consistere di tre parti:

- porzione con contatto *metallico*: la corrente passa attraverso i contatti con una resistenza nell'interfaccia che, come detto, viene spesso ritenuta trascurabile; un'analisi al microscopio conferma in realtà questa possibilità;
- *spots quasi metallici*: sono porzioni di superficie di contatto coperte da film sufficientemente sottili e quindi tali da poter essere permeabili rispetto al passaggio di elettroni. Il fenomeno fisico alla base di questo è l'*effetto tunnel*, che, come si avrà modo di osservare, risulta non dipendente dal particolare materiale che realizza il film;
- porzioni di contatto coperte da film più spessi (soprattutto ossidi), che molto spesso possono essere considerate delle superfici isolate, in quanto l'elevato strato di ossido fa da barriera alla conduzione elettrica.

Per meglio comprendere, si propone un disegno che evidenzia i tre tipi di aree A_a , A_b , A_c sopra definiti (figura 5.3). In essa si può osservare l'area bianca che è la superficie di contatto apparente, in quanto è quella nella quale i due contatti sembrano perfettamente poggiati l'uno sull'altro; essa è diversa dall'area portante, localizzata solo in un certo numero di punti, tra i quali (ma non tutti, anche se potrebbero esserlo) sono evidenziati gli *a-spots* attraverso i quali (e solo attraverso loro) effettivamente si ha il flusso della corrente tra i due conduttori. La porzione di area portante non costituita di *a-spots* contiene i cosiddetti *spots isolanti*.

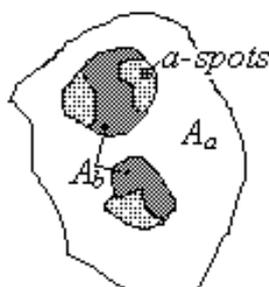


Fig.5.3 - Differenziazione tra i vari tipi di aree presenti in un contatto elettrico.

Nulla vieta che in talune situazioni possa anche essere $A_a=A_b=A_c$. È il caso ad esempio di due cilindri metallici puliti, con diametri abbastanza piccoli (pochi mm) ai quali sia applicato un carico meccanico sufficiente (circa 50N): le deformazioni plastiche sul materiale possono far sì che l'area apparente e quella di supporto coincidano, con quest'ultima che si ottiene essere anche l'area reale di conduzione.

5.2.1 Determinazione della resistenza di costrizione

La maggior parte della resistenza di costrizione è localizzata nelle immediate vicinanze dell'*a-spot*. In una misura volt-amperometrica di resistenza, i connettori del voltmetro sono sempre posti a distanze macroscopiche dalla superficie di contatto e molto spesso questa distanza è sensibilmente maggiore della porzione di conduttore interessata dalle deviazioni di corrente legate alla presenza delle costrizioni. Ciò comporta che la misura di resistenza non dà un'indicazione immediata sulla possibilità che la resistenza che si sta misurando sia effettivamente una resistenza di massa o vi sia nella misura una certa componente di resistenza di costrizione. Si riporta una relazione per poterla quantificare, considerando il caso semplificato di una superficie di contatto circolare, con uguale materiale in entrambi i corpi (resistività ρ), a perfetta simmetria e trascurando tutti i possibili disturbi

o effetti termici. In figura 5.4 è rappresentata la costrizione di corrente a simmetria sferica, e la superficie di contatto sferica di raggio b , leggermente più piccolo del raggio a dell'area circolare di contatto; le linee di corrente come già premesso si concentrano in corrispondenza della sfera in maniera simmetrica, realizzando l'equipotenzialità sulla superficie di emisferi concentrici rispetto alla sfera considerata.

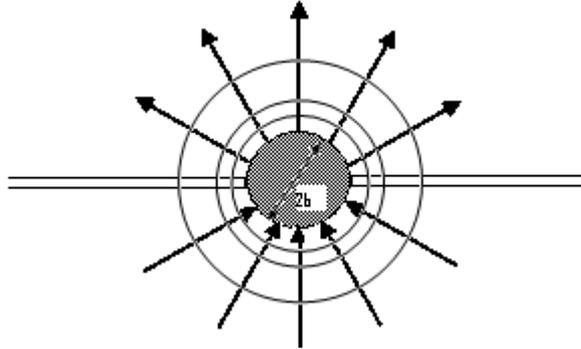


Fig. 5.4 - Modello rappresentante una costrizione di corrente a simmetria sferica

Si consideri la resistenza di costrizione in un solo elemento di contatto (cioè un solo a -spot costituisca l'intera area di contatto; il prefisso a - davanti alla parola spots per indicare gli effettivi punti di passaggio della corrente nasce appunto dalla scelta di designare con a il raggio dell'area supposta circolare). La resistenza dR' nell'emisfera tra il valore di raggio r e $r + dr$ è dato dalla:

$$dR' = \frac{\rho}{2\pi r^2} dr \quad (5.5)$$

Si consideri l'integrazione della (5.5) sull'emisfera avente circonferenza passante per il punto nel quale è misurata la tensione. Il raggio B di tale emisfera sia molto più grande di b , in modo tale che il contributo di emisfere con raggio ancora più grande possa essere ritenuto trascurabile. Il valore di resistenza è dato come integrale (ad esempio all'infinito) della (5.5):

$$R' = \frac{\rho}{2\pi} \int_b^{\infty} \frac{1}{r^2} dr = -\frac{\rho}{2\pi r} \Big|_b^{\infty} = \frac{\rho}{2\pi b} \quad (5.6)$$

Il calcolo della resistenza di costrizione è stato fatto su un'emisfera: in realtà l' a -spot è rappresentato come un'intera sfera, per cui il valore totale di resistenza ad esso riferita sarà il doppio (due resistenze uguali in serie) di quella trovata in (5.6):

$$R = 2R' = \frac{\rho}{\pi b} \quad (5.7)$$

Holm [27] dimostrò l'equivalenza tra πb e $2a$ (diametro dell'area circolare di contatto, coincidente col diametro dell' a -spot per l'ipotesi di un solo elemento di contatto); in sostanza allora dimostrò che il valore di resistenza di costrizione per il singolo a -spot circolare, per il quale è quindi a il raggio dell'asperità, è dato dalla seguente:

$$R = \frac{\rho}{2a} \quad (5.8)$$

Si osserva che l'ipotesi di considerare l' a -spot di forma circolare è comune in tutta la letteratura, e ciò fornisce una sua descrizione geometrica accettabile "in media" quando le superfici a contatto siano caratterizzate da rugosità *topograficamente isotropa*. Tuttavia questa assunzione perde di validità quando la rugosità è distinta da una direzione prevalente (è il caso ad esempio di fogli laminati da rulli o barre da estrusione); in questo caso (qui non trattato) l' a -spot presenta una dimensione geometrica prevalente sulle altre, e non è possibile quindi ritenerlo di forma circolare.

Nel caso i due corpi a contatto siano di materiale diverso, la (5.8) considera al posto di ρ una ρ_m data dalla media aritmetica delle loro resistività.

È immediato dalla (5.8) osservare che il valore di resistenza di costrizione decresce all'aumentare di a : tanto maggiori cioè sono le dimensioni dell' a -spot, ovvero tanto maggiore è la superficie *effettivamente* a contatto, tanto minore è la resistenza.

Un ulteriore approccio per valutare la resistenza di costrizione è il seguente: si considerino i due cilindri di figura 5.5 come due contatti metallici e puliti. L'ipotesi di contatti puliti permette di trascurare la presenza di film tra le superfici a contatto; i calcoli seguenti confondono quindi la resistenza di costrizione con quella totale di contatto, non essendoci la componente di resistenza di film. I due cilindri siano appoggiati l'uno sull'altro, con le relative basi A_{a1} e A_{a2} che realizzano l'area di contatto apparente A_a . A causa però della disuniformità della loro superficie, il contatto elettrico avviene solo in una porzione A_c contenuta in A_a .

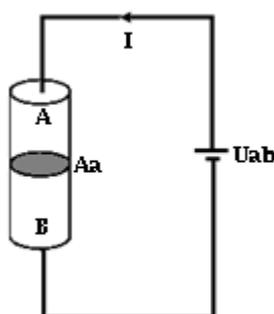


Fig.5.5 - Modello circuitale; si noti che la base comune ai due cilindri (in grigio) non è l'area di contatto elettrico, ma solo l'area apparente.

Si può pensare al concetto di resistenza di costrizione nel modo seguente: si supponga di alimentare il contatto di figura con un generatore di tensione (ad esempio continua) U_{ab} ; circolerà una corrente I legata alla tensione dalla legge di Ohm:

$$R_{ab} = \frac{U_{ab}}{I} \quad (5.9)$$

Calcolando il valore di resistenza in questo modo, intrinsecamente a essa è già contenuta, per le considerazioni fatte, una componente che è la resistenza di costrizione.

Se si supponesse invece che quei due cilindri sovrapposti costituissero un corpo unico (di dimensioni pari al totale) le linee di corrente non troverebbero alcun ostacolo nell'attraversare la sezione A_a (che in questo caso sarebbe soltanto una sezione di mezzeria priva di utilità). Applicando lo stesso generatore ideale di tensione del caso precedente e misurando la corrente, il rapporto tensione/corrente darebbe l'effettiva resistenza di massa del corpo cilindrico, non essendoci alcuna resistenza di costrizione in quanto non c'è alcun contatto tra superfici diverse. Holm indica questa resistenza con l'apice "0" (R_{ab}^0), per distinguerla dalla precedente.

È subito chiaro che si può determinare il valore della resistenza di costrizione come differenza tra le due:

$$R_c = R_{ab} - R_{ab}^0 \quad (5.10)$$

Mentre la caduta di tensione su di essa è semplicemente data dalla:

$$U_c = R_c I \quad (5.11)$$

La (5.10) dà il valore di resistenza di costrizione che è la resistenza di contatto totale nell'ipotesi che i metalli siano puliti e che non si siano formati film superficiali. Se così non fosse, in essa si dovrebbe omettere il pedice c da R poiché quella relazione fornirebbe il valore della resistenza di contatto totale, somma di quella di costrizione e di quella di film.

In ogni caso la presenza della resistenza di contatto rappresenta un *surplus* di resistenza che va a sommarsi a quella dei corpi a contatto (resistenza di massa).

Si è parlato in precedenza di carico meccanico, intendendolo come una forza premente che teneva i due corpi a contatto. Per tutti i materiali solidi esiste la teoria degli *sforzi di Hertz*. Questa teoria permette di valutare forma e dimensione delle aree di contatto (meccanico) e quantificare i valori di pressione nelle aree stesse quando i corpi siano caricati lungo la normale.

All'aumentare degli sforzi di Hertz, si arriva al punto in cui le microaree superano il limite di snervamento, deformandosi ed espandendosi per riequilibrare la forza di contatto. L'effetto prodotto dagli *a-spots* che si avvicinano è quello di avere tante resistenze in parallelo che pongono in contatto le due superfici; inoltre i contatti tra le asperità si formano con più probabilità a "grappoli" (detti *cluster*) in quanto in prossimità di un *a-spot* esistente le due superfici sono più vicine, e ciò aumenta la probabilità che lì se ne formino altri. Da queste considerazioni, e ricordando la (5.8) che dava il valore della resistenza di costrizione in un *a-spot*, si può determinare quanto vale la totale resistenza di costrizione, considerando *n a-spots* tra loro in parallelo, di resistività media ρ_m , e diametro medio d , ma considerando anche che la corrente, per arrivare agli *a-spots*, deve prima passare attraverso il cluster (di diametro D). La figura 5.6 prova a chiarire questo concetto.

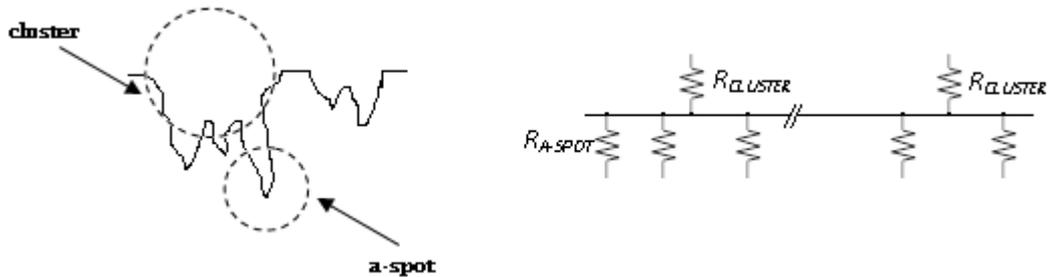


Fig.5.6 - Rappresentazione di una superficie solida con cluster e relativi *a-spots* (a sinistra); suo circuito elettrico equivalente (a destra)

In figura si osserva come dal cluster si derivino i vari *a-spots*; la sua presenza fa sì che la corrente prima di incanalarsi negli *a-spots*, debba concentrarsi in esso: questa concentrazione di corrente su un'asperità *macroscopica* determina un ulteriore aumento di resistenza, che si pone *in serie* al parallelo delle resistenze degli *a-spots*.

Con le simbologie sopra definite, la resistenza di costrizione assume quindi la forma:

$$R_c = R_{a-spots} + R_{cluster} = \frac{\rho_m}{nd} + \frac{\rho_m}{D} \quad (5.12)$$

Quando si aumentasse ulteriormente la forza di contatto, prevale la costrizione da cluster e le deformazioni delle asperità nel contatto diventano nella quasi totalità di tipo plastico. È stato dimostrato che l'area di contatto meccanico e la forza di carico applicato sono tra loro legate dalla durezza del materiale H (nel caso di materiali diversi, si fa riferimento a quello meno duro) e per semplicità si può considerare il fattore correttivo ε di valore unitario.

$$P = A_b H \quad (5.13)$$

Poiché per quanto detto prevale la costrizione di cluster, l'area di supporto è in prima approssimazione proprio quella del cluster, che per ipotesi è circolare di diametro D ; la (5.13) diventa allora:

$$P \cong \frac{\pi D^2}{4} H \quad (5.14)$$

Ovvero:

$$D = \sqrt{\frac{4P}{\pi H}} \quad (5.15)$$

Sostituendo la (5.15) nella (5.12) (nella quale viene ora trascurato il termine relativo alla resistenza introdotta dai singoli *a-spots*), si ottiene la:

$$R_c \cong R_{cluster} = \frac{\rho_m}{D} = \rho_m \frac{\sqrt{\pi H}}{2\sqrt{P}} = k \sqrt{\frac{H}{P}} \quad (5.16)$$

dove $k = (\rho_m \cdot \sqrt{\pi})/2$.

La (5.16) mostra quindi che la resistenza di costrizione, all'aumentare della forza di carico, ovvero all'aumentare della pressione media secondo la (5.4), cresce con la durezza e la resistività dei materiali, mentre è decrescente all'aumentare del carico meccanico (il che è intuibile: tanto più i due contatti sono premuti l'uno sull'altro, tanto più tenderanno ad essere "spianate" le rugosità superficiali; aumenta quindi la superficie di contatto elettrico effettivo e si riduce di conseguenza il valore di resistenza).

5.3 La resistenza di film

La realizzazione di film nanometrici mediante tecnica *magnetron sputtering* avviene in condizioni di vuoto molto spinto (dell'ordine dei 10^{-7} mbar), tale per cui non c'è possibilità di contaminazione da agenti esterni. In pratica però, quando si fanno misure o comunque si utilizza il dispositivo, non è pensabile di poterlo tenere in condizioni di vuoto, per cui la formazione di strati superficiali (ad esempio ossidi per quanto sopra detto) è inevitabile. Nella trattazione ci si riferirà al caso più comune che è quello di strati di *ossigeno*, che possono essere di due tipi: quelli adsorbiti per azione fisica (atomi o molecole attratti dal metallo per la forza di van der Waals, in generale sono facilmente asportabili per sfregamento a temperatura ambiente); quelli adsorbiti per azione chimica (dovuta all'istaurarsi di legami covalenti tra molecole di ossigeno e quelle del metallo, in questo caso il legame resiste allo sfregamento e alle alte temperature, anche se gli spessori di film sono relativamente modesti, non superando i 10 \AA ($=10^{-10}$ m)).

Nel primo caso il fenomeno nasce dal fatto che la nuvola elettronica appartenente a un atomo (ad esempio di ossigeno) costituisce insieme al suo nucleo un debole dipolo fluttuante. Ogni dipolo che si forma istantaneamente induce altri dipoli negli atomi circostanti e di conseguenza li attrae, con una forza di attrazione inversamente proporzionale a r^7 , dove r è la distanza tra i due atomi.

L'adsorbimento per azione chimica è successivo all'azione della forza di van der Waals: le molecole attratte possono essere dissociate in frazioni di secondo in atomi che saranno assorbiti per legame covalente e ionico.

Diventa interessante a questo punto anche capire quando una superficie metallica sia *pulita* da un punto di vista dell'azione di strati superficiali: per definizione, essa non deve avere alcuna contaminazione che possa influenzare in modo percettibile le prove sui contatti, e in ogni caso lo spessore dello strato deve essere una piccola frazione dello spessore di un deposito metallico e non trattenere alcuna particella estranea, ad esempio polvere. Un possibile modo per verificare se la superficie sia *pulita* è quello di confrontare la misura di resistenza di contatto tra la (5.10) e la (5.8): se i due risultati coincidono, è trascurabile l'effetto del film; se la (5.10) dà un valore maggiore, nella resistenza di contatto pesa anche una componente legata al film e la superficie non può quindi dirsi pulita.

Sebbene questi strati siano caratterizzati da elevata resistività, e quindi siano fortemente limitanti il passaggio di corrente elettrica, si è dimostrato che su spessori sufficientemente piccoli (minori di 100 \AA) il flusso di corrente è garantito dal cosiddetto *effetto tunnel*.

Per spiegare l'effetto tunnel, senza tuttavia voler entrare troppo nel rigore teorico chimico/fisico dell'argomento, si considerino due pezzi di uno stesso metallo affacciati l'un l'altro con superfici perfettamente piane, tra le quali sia interposto uno strato di spessore s .

Non applicando alcuna tensione tra i due metalli, essi possiedono lo stesso *livello di Fermi* (più alto livello energetico occupato in un sistema di particelle – tra cui protoni, neutroni ed elettroni- alla temperatura dello zero assoluto). Nello strato di separazione, di spessore s , l'andamento del potenziale è del tipo:

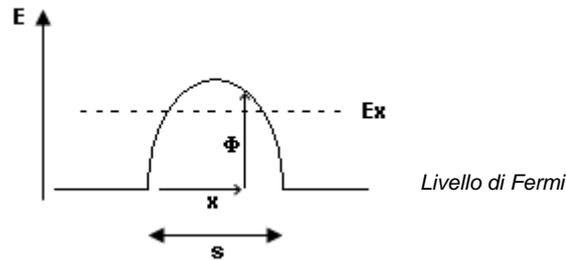


Fig.5.7 - Andamento del potenziale nello strato tra due materiali metallici

Si può pensare alle barriere al contorno dei due materiali come se si estendessero nello strato fino a sovrapporsi; l'altezza della "collina" ad una distanza x dal metallo di sinistra è indicata con Φ . Si consideri un elettrone di massa m che si muove verso destra dal primo metallo e che arrivi alla barriera con velocità v_x : esso possiederà una energia cinetica che è pari al prodotto tra la carica dell'elettrone e [coulomb] per il valore del potenziale in x :

$$\frac{1}{2}mv_x^2 = eE_x \quad (5.17)$$

Se E_x è più grande della barriera di potenziale, l'elettrone la salta ed entra nel metallo di destra: si parla in questo caso di *emissione termoionica*; se invece E_x è più piccolo della sommità della barriera, le teorie di meccanica classica imporrebbero una riflessione dell'elettrone con un suo ritorno nel metallo di partenza. Secondo la teoria di Schrödinger sulla meccanica quantistica, esiste invece una piccola probabilità che una particella riesca a superare spontaneamente una barriera *arbitrariamente alta*. La soluzione dell'equazione di Schrödinger (qui non riportata per semplicità) applicata a una barriera di potenziale in una dimensione è rappresentata da una funzione esponenziale decrescente: poiché le funzioni esponenziali non raggiungono mai il valore zero, si ottiene che esiste una piccola probabilità che la particella si trovi dall'altra parte della barriera dopo un certo tempo. La resistività dovuta al meccanismo di *tunneling* quantico risulta peraltro indipendente dal materiale con cui è fatto lo strato. Quindi si dice che, quando un elettrone dal metallo di sinistra avente E_x inferiore alla barriera, riesce comunque ad arrivare al metallo di destra, "ha fatto un tunnel" attraverso la barriera di potenziale. Ciò per sottolineare che il passaggio non è avvenuto per un *salto* oltre la barriera, e non c'è stata alcuna variazione della totale energia dell'elettrone (dimostrato anche questo dalla conservatività dell'equazione di Schrödinger).

Con l'aumentare della forza normale diminuisce anche lo spessore dello strato superficiale e in alcuni casi si arriva anche ad una parziale distruzione dello strato contaminato: maggiore è la forza di contatto e minore è quindi l'impedimento al passaggio del flusso elettronico; al contrario, minore è la forza tanto più diventa dominante la componente legata alla resistenza da strato.

Indicando con ΣA la sommatoria delle aree occupate dallo strato effettivamente in contatto, s lo spessore dello strato e ρ_f la resistività dello strato contaminato, una espressione semplificata della resistenza di contatto da strato (o resistenza di film) può essere la seguente:

$$R_F = \frac{\rho_f s}{\Sigma A} \quad (5.18)$$

Supponendo poi che un sottile strato ricopra tutta la superficie, si ottiene che:

$$\Sigma A = \frac{P}{H} \quad (5.19)$$

dove H tiene conto anche della durezza dello strato che in generale per gli ossidi e i solfuri è elevata, determinando per questo fatto un ulteriore aumento della resistenza, come si osserva dalla seguente, ottenuta sostituendo la (5.19) nella (5.18):

$$R_F = \frac{\rho_f s H}{P} \quad (5.20)$$

In definitiva, si è quindi osservato come la resistenza di contatto si componga di due termini: la resistenza di costrizione e quella di film. Per calcolare correttamente la resistenza totale di una connessione elettrica non è allora sufficiente considerare la resistenza di massa, ma occorre aggiungere quella di contatto e a rigore anche quelle delle connessioni (anche queste in genere trascurate).

5.4 Gli errori dovuti alla presenza delle resistenza di contatto: un esempio

Nell'articolo [26] viene proposto uno studio finalizzato a quantificare gli errori dovuti alla presenza delle resistenza di contatto in una cella TEM realizzata secondo lo standard ASTM ES7. A tale proposito si riconsideri l'espressione trovata in (3.17):

$$IL_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{REF}}{P_{LOAD}}\right) = 20\log_{10}\left(1 + \frac{Z_0}{2(Z_L + Z'_C + Z''_C)}\right)$$

Si può definire un errore sul valore trovato di IL che, in percentuale, permette di conoscere “di quanto si sbaglia” trascurando la presenza delle resistenze di contatto:

$$\Delta IL_{dB} \triangleq 20\log_{10}\left(1 + \frac{Z_0}{2(Z_L + Z'_C + Z''_C)}\right) - 20\log_{10}\left(1 + \frac{Z_0}{2Z_L}\right) \quad (5.21)$$

Ponendo $Z_0 = 50 \Omega$, è possibile valutare il valore di Δ_{dB} per vari valori di $Z_C = Z'_C + Z''_C$ e di IL_{dB} . In tabella sono forniti alcuni risultati:

Tabella 5.1 - Valori di ΔIL per diversi valori di Z_L e Z_C

IL_{dB}	$Z_L [\Omega]$	$Z_C [m\Omega]$			
		10	1	0.1	0.01
20	2.778	-0.03	0	0	0
30	0.816	-0.1	-0.01	0	0
40	0.253	-0.32	-0.02	-0.01	-0.01
60	0.025	-2.90	-0.33	-0.03	-0.01
80	0.003	-14.02	-2.90	-0.34	-0.03

Dai risultati sperimentali ottenuti, si può osservare come all'aumentare del valore di IL (ottenuto per valori decrescenti di Z_L , secondo la (3.14)) tanto più si fa sentire la presenza delle resistenze di contatto: ciò vuol dire che tanto migliore è uno schermo tanto più è sensibile al fatto di avere contatti che siano il più possibile tali da minimizzare l'impedenza al contatto.

L'andamento dell'errore di misura per il caso di Z_C pari a 10 mΩ al variare di IL_{dB} è di seguito proposto:

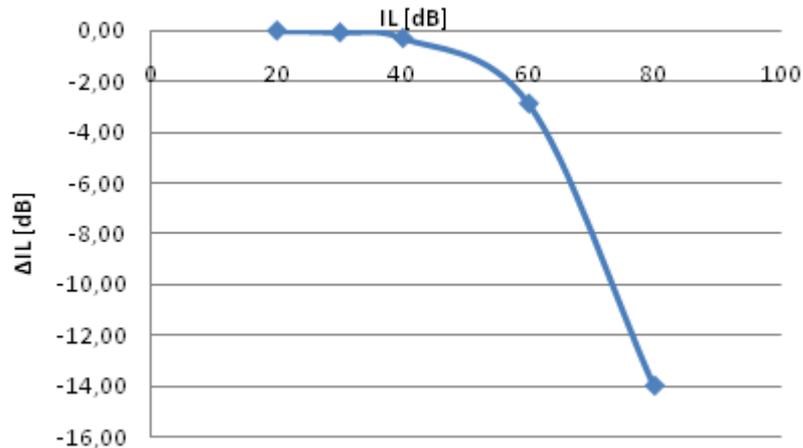


Grafico 5.1 - Andamento dell'errore al variare di IL_{dB}

Si propone infine anche l'andamento dell'errore al variare dell'impedenza di contatto per un dato valore di IL , ad esempio 80 dB:

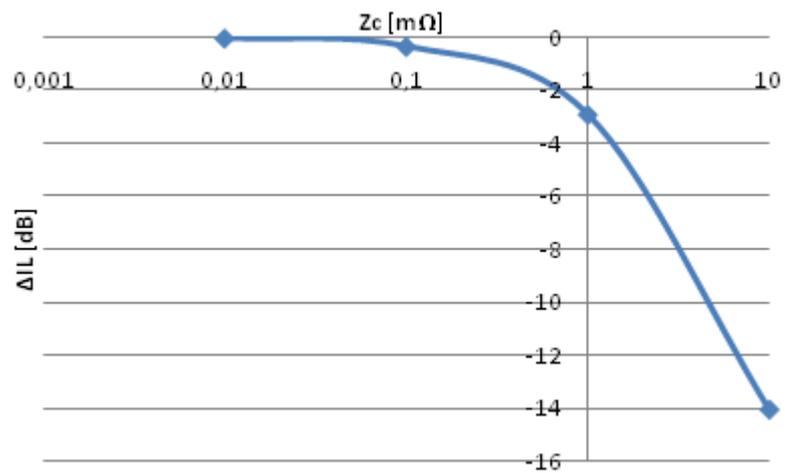


Grafico 5.2 - Andamento dell'errore al variare di Z_c

CAPITOLO 6

IL SISTEMA MAGNETRON SPUTTERING PER LA REALIZZAZIONE DI SCHERMI

6.1 Introduzione: tecniche di deposizione di film sottile

Per depositare un film sottile su un substrato si possono utilizzare diverse tecniche: l'evaporazione termica, l'evaporazione a fascio elettronico e lo *sputtering*. In ognuno di questi casi, il materiale da deporre (*target*) passa da uno stato iniziale solido a quello di vapore, per poi condensare direttamente sulla superficie di deposizione.

Gli schermi sottoposti a prove di efficienza in questo lavoro di tesi sono stati preparati con tecnica *magnetron sputtering*. La tecnica di sputtering consiste nel bombardamento del target con ioni che causano il distacco di atomi o molecole, le quali vanno a depositarsi sull'oggetto da ricoprire, detto *substrato*. Il principio di funzionamento si basa sull'applicazione di un potenziale elettrico negativo al target (catodo) rispetto al resto della camera, a massa.

La procedura di deposizione avviene all'interno di una camera da vuoto, che può raggiungere livelli di vuoto base dell'ordine dei 10^{-7} mbar. La camera è riempita di un gas (Argon) alla pressione dell'ordine di 10^{-3} mbar. Si crea una scarica diffusa (plasma). Gli ioni che compongono il plasma vengono accelerati sul target per effetto del campo elettrico e nell'impatto erodono atomi o molecole che, attraversando il plasma con una certa energia cinetica, vanno a depositarsi sul substrato posto sopra il target.

L'efficienza della deposizione è detta *resa di sputtering S*, definita come il numero di atomi prelevati dalla superficie del target da uno ione incidente.

Esistono diverse tecniche di sputtering: lo sputtering DC, lo sputtering RF e il magnetron sputtering (tecnica in uso presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica).

Nello sputtering DC il morsetto negativo dell'alimentatore è connesso al catodo sul quale è posto il target metallico, quello positivo invece è collegato a terra con le parti metalliche della camera. Nella camera viene inserito il gas di processo. Applicando tra anodo e catodo un'elevata tensione continua (da cui sputtering DC) si genera una scarica tra i due elettrodi costituita da plasma di ioni di Argon ed elettroni. La maggior caduta di tensione si sviluppa in una regione nelle vicinanze del target: qui gli ioni vengono accelerati verso il target. Gli atomi di target estratti dal bombardamento ionico attraversano la regione di plasma e si depositano sul substrato. Tale processo è vincolato all'utilizzo di soli target metallici.

Lo sputtering RF (ovvero utilizzando tensione alternata nel campo delle radiofrequenze) permette di ovviare al limite imposto dal sistema in corrente continua, cioè quello di non essere utilizzabile per target dielettrici. Le frequenze di alimentazione sono comprese in generale tra 5 e 30 MHz; un valore tipico molto frequente è 13.56 MHz.

Il maggiore difetto delle due tecniche appena presentate consiste nella bassa velocità di deposizione. La soluzione adottata per risolvere questo problema è quella di dotare lo sputtering del sistema *magnetron*: ciò consiste nell'inserire sotto al catodo un sistema di magneti permanenti in grado di realizzare un campo magnetico di configurazione opportuna. Come risultato si ottiene che si crea una regione sopra il target con una maggiore densità elettronica rispetto al caso precedente; più urti con il gas Argon e quindi più ioni che possono colpire il target, aumentando l'estrazione di atomi per il deposito sul substrato. Uno schema semplificato di camera per magnetron sputtering è presentato in figura 6.1; uno schema di principio nella 6.2.

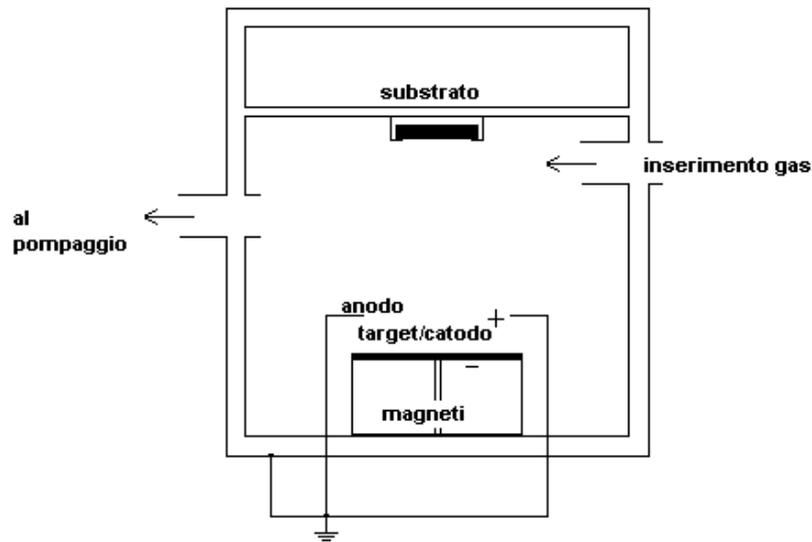


Fig. 6.1 - Rappresentazione schematica della camera di sputtering

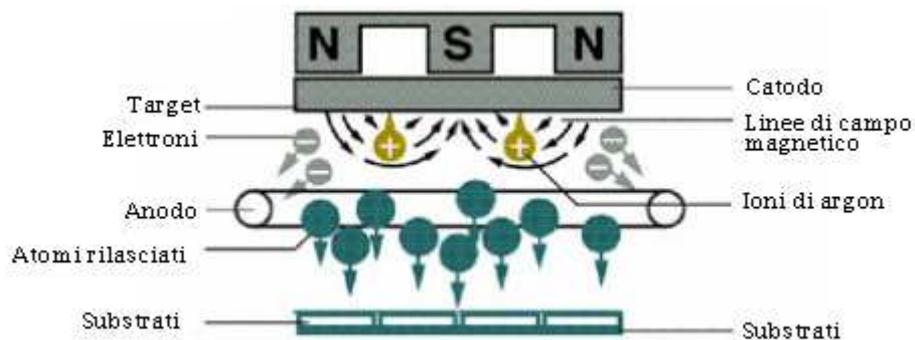


Fig. 6.2: - Schematizzazione del principio di funzionamento di un magnetron [34]

6.2 Descrizione del sistema magnetron sputtering presente nel laboratorio

In questo paragrafo verranno evidenziati i punti chiave e le particolarità costruttive del sistema magnetron sputtering presente presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica.

Si tratta di un sistema a due sorgenti con catodi planari, avente la possibilità di realizzare deposizione di film nanometrici con target di due materiali differenti. È previsto un sistema di rotazione manuale dall'esterno per il posizionamento del substrato, in modo tale che esso possa essere posizionato alternativamente su entrambi i catodi, così da permettere la realizzazione di depositi multistrato evitando di dover aprire la camera e inquinare quindi lo stato di vuoto. È previsto inoltre un sistema di regolazione in altezza per il supporto del substrato.

Le parti fondamentali che costituiscono l'apparato sono le seguenti:

- la camera di sputtering;
- il sistema di pompaggio;
- i catodi col sistema di magneti permanenti;
- il sistema di raffreddamento;
- un sistema di sicurezza con interblocchi;
- il sistema di alimentazione.

Tali componenti saranno ora analizzati in dettaglio.

6.2.1 La camera di sputtering

La camera di sputtering è realizzata in acciaio con una struttura a parallelepipedo di dimensioni 457 mm × 457 mm × 612 mm. La porta di accesso per l'inserimento del substrato (avente dimensioni di 527 mm × 680 mm) è dotata di una guarnizione.

Sul fondo della camera è presente una flangia sulla quale sono posti i due catodi. Sopra di essi sono quindi disposti due dischi, dei quali quello inferiore prende il nome di *shutter*. Il suo diametro è di 440 mm, e su di esso sono stati praticati due fori (155 mm di diametro) in modo tale che attraverso la rotazione dello shutter sia possibile coprire entrambi, uno solo o nessuno dei due catodi, a seconda del tipo di lavorazione che si sta eseguendo. In figura è proposto il disegno dello shutter, dal quale si può osservare la posizione dei fori di apertura sui catodi.

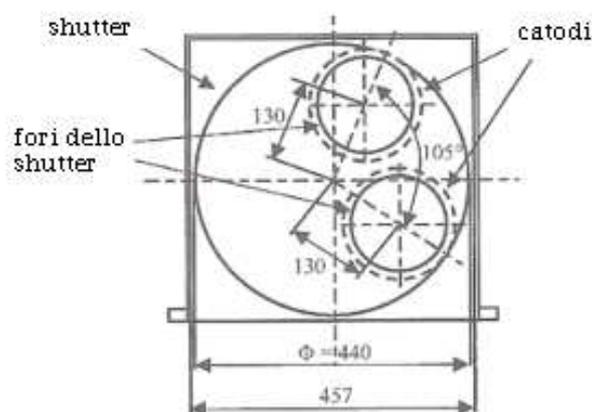


Fig. 6.3 - Posizionamento dei catodi e dello shutter nella camera di sputtering [33]

Il disco superiore invece è dotato di una struttura di sostegno per il substrato; esso è appeso da un sostegno metallico regolabile manualmente: è possibile cioè distanziare il substrato dal target, fino ad un massimo di 150 mm.

È importante osservare che tutte le parti interne della camera a diretto contatto col plasma sono protette da dei pannelli di acciaio inossidabile che possono essere facilmente smontati per essere opportunamente puliti; ciò per evitare di intaccare la struttura stessa della camera.

6.2.2 Il sistema di pompaggio

Il sistema di pompaggio per la realizzazione del vuoto avviene in due fasi: si fa partire inizialmente una pompa volumetrica rotativa per ottenere vuoti preliminari (circa 10^{-3} mbar), dopodiché la turbopompa permette di spingersi a vuoti tecnici dell'ordine dei 10^{-7} mbar.

Si può osservare come, con l'azione della rotativa, a pressioni in camera inferiori a quella atmosferica, la porta della camera non si apra più.

6.2.3 Catodi con sistema a magnete permanente

Sul fondo della camera, come già in precedenza indicato, sono disposti i due catodi sopra i quali può ruotare lo shutter. Essi hanno forma circolare e sono piani, con diametro del target di 6 pollici (circa 15 cm). Come si può vedere in figura 6.3, il centro dei due catodi è a 130 mm dall'intersezione degli assi della camera, a formare un angolo tra loro di 105° . La potenza massima sviluppabile dai due catodi (modello ONYX-6™ prodotti dalla Angstrom Sciences) è di 3 kW se la generazione è in DC, di 1 kW se la generazione è in RF. I magneti permanenti (realizzati in NdFeB) sono direttamente immersi nel liquido di raffreddamento. In figura si propone una vista interna della camera presente nel Laboratorio.



Fig. 6.4 - Interno della camera di sputtering [33]

In figura si possono riconoscere le varie parti finora descritte: un catodo (il secondo è dietro e si intravede appena), lo shutter con i due fori, il disco superiore porta substrato (e si distinguono facilmente i due profilati per sostenerlo), con la relativa asta regolabile in altezza. Sulla porta è predisposto un oblò che permette di vedere all'interno l'effettiva insorgenza della scarica tra gli elettrodi.

6.2.4 Sistema di raffreddamento

Il sistema di raffreddamento è necessario per i magneti e per la turbopompa. È realizzato come un sistema chiuso ad acqua (per evitare sprechi, l'acqua che fluisce nel circuito è sempre la stessa) che viene raffreddata da un refrigeratore con potenza di raffreddamento di 1500 W (fabbricato dalla Euro Cold, modello ACW-LP12).

6.2.5 Sistema di sicurezza

È stato progettato un sistema di interblocchi che permettono di abilitare una funzionalità solo se altre operazioni preventive sono state effettuate. In particolare la "scaletta" della procedura da seguire è la seguente: viene chiuso l'interruttore generale, fornendo potenza al sistema e rendendo disponibile un segnale a 24V DC per il controllo. A questo punto è possibile far partire la pompa rotativa che viene azionata da un altro interruttore manuale. Quando la pressione è scesa ad un opportuno valore, è possibile far partire la turbopompa, se è stato attivato il circuito di raffreddamento.

6.2.6 L'alimentatore

L'alimentatore utilizzato per la produzione della scarica tra gli elettrodi è il TruPlasma DC generator Arc 3200 prodotto dalla Hüttinger Electronics, che dà la possibilità di regolare simultaneamente tensione, corrente e potenza.



Fig. 6.5 - Alimentatore TruPlasma DC 3200 [33]

Alcune delle sue caratteristiche principali sono fornite nella tabella seguente:

Tab. 6.1 - Specifiche tecniche dell'alimentatore

Tensione in ingresso:	3x400 V AC \pm 10%
Corrente nominale	5 A

Potenza massima di uscita	2000 W
Frequenza nominale	50-60 Hz $\pm 5\%$
Sistema di raffreddamento	Sistema a circolazione di aria forzata
Condizioni ambientali	Temperatura in funzionamento max (5-35)° C Umidità relativa max 80%

6.3 Modalità di realizzazione di film sottili

In questo paragrafo vengono sommariamente presentate da un punto di vista pratico, le modalità con le quali si arriva alla produzione effettiva di depositi nanometrici per la realizzazione di schermi con sistema magnetron sputtering.

Una prima verifica che è sempre opportuno fare prima dell'avvio del macchinario è quella di *corto circuito*: si misura cioè la resistenza tra la parte centrale e quella esterna dei conduttori di alimentazione ai catodi, per assicurarsi dell'assenza di pulviscolo metallico che possa porle in contatto (in corto circuito per l'appunto). Quando la misura, effettuata con un multimetro, dà valori dell'ordine di qualche M Ω (in genere circa quattro), significa che c'è l'isolamento tra le due parti e che quindi le operazioni di sputtering possono essere realizzate in sicurezza.

Ogni volta che ci si appresta ad avviare una produzione, dopo un po' di tempo che il macchinario è rimasto spento, è necessario fare l'operazione preventiva di *pre-sputtering*. Quest'operazione è necessaria per eliminare le impurità presenti sul target. Dopo aver raggiunto il livello di vuoto richiesto (10^{-7} mbar) si introduce l'Argon nella camera alla pressione dell'ordine di 10^{-3} mbar; in realtà il sistema di misura della pressione è impostato su gas aria: allora non è sufficiente leggere il valore sul display per conoscere la pressione dell'Argon, ma è necessaria una tabella di conversione. Lo shutter è posizionato in modo tale che *nessuno* dei due fori sia affacciato sopra i catodi (ciò è ottenuto regolando lo shutter sulla posizione *closed* indicata); viene quindi fatta fare una scarica. Per i depositi usati in questa tesi la durata è stata di circa cinque minuti impostando sull'alimentatore dei valori massimi di tensione, corrente e potenza. I valori effettivi sono quelli riportati in tabella 6.2.

Tab. 6.2 - Valori impostati ed effettivi in uscita dall'alimentatore nell'operazione di pre-sputtering

	VALORI IMPOSTATI	VALORI EFFETTIVI
P[W]	100	100
V[V]	500	402
I[mA]	400	249

Dopo aver concluso il pre-sputtering, si ruota lo shutter e si è pronti per effettuare il deposito. Nell'introduzione, si è già avuto modo di dire che i campioni di misura sono stati realizzati con deposito di rame su peek. In particolare i depositi in rame realizzati per questa tesi sono due: il primo ha spessore di circa 250 nm (durata del deposito di circa 6 minuti), il secondo ha spessore pari a circa 500 nm (durata del deposito di 11 minuti e 30 secondi).

In figura 6.6 è riportato il disegno del substrato realizzato in peek.

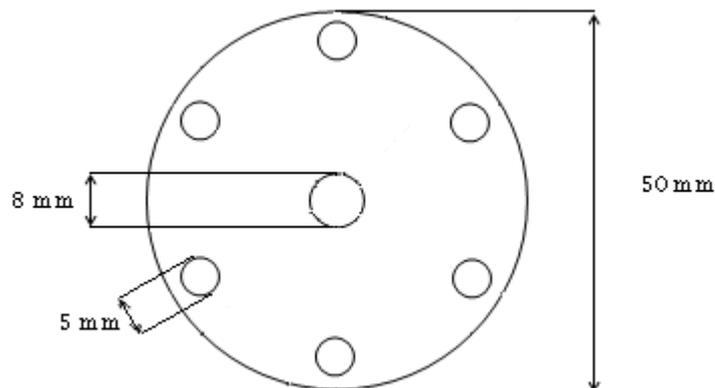


Fig. 6.6 – Dimensioni del substrato in peek per i due schermi realizzati (spessore di 1.8 mm)



Fig. 6.7 – Foto del substrato in peek utilizzato per la realizzazione dei due schermi

Come si osserva dalle figure, il campione è un disco circolare con un foro centrale per il passaggio del conduttore interno e sei fori periferici attraverso i quali saranno fatte passare le viti di serraggio. Tale forma è quindi quella di uno schermo per cella secondo standard ASTM ES 7-83 (si riveda la figura 3.9).

Il peek è un polimero organico termoplastico di colore biancastro molto utilizzato in varie discipline ingegneristiche (meccaniche, chimiche, elettriche, ecc). Le sue principali caratteristiche sono riportate nella tabella seguente, dalla quale si possono desumere le ottime prestazioni dielettriche del materiale.

Tabella 6.3 - Caratteristiche tecniche del peek

Proprietà fisiche	Peso specifico a 23° C [gr/cm ³]	1.32
Proprietà elettriche	Resistività di massa [Ωcm]	5×10 ¹⁶
	Costante dielettrica a 10Hz	3.2-3.3
	Resistenza superficiale [Ω]	10×10 ¹⁵
	Fattore di dissipazione a 10Hz	0.0010
	Rigidità dielettrica [kV/mm]	20.00
Proprietà termiche	Temperature max di utilizzo breve/permanente [°C]	+250/+300
	Coeff. dilatazione termica lineare [ppm/°C]	47
Proprietà meccaniche	Allungamento a rottura [%]	45
	Resistenza a trazione [N/mm ²]	95

É ora indicata in modo sommario la procedura per l'inserimento del disco di peek all'interno della camera di sputtering: si puliscono con dell'alcool due barrette in alluminio che serviranno da supporto per il campione e che si poggeranno sui sostegni della camera. Il campione in peek (anch'esso da pulire allo stesso modo per eliminare eventuali impurità) viene attaccato su tali barrette con del nastro di Kapton ® in modo tale da realizzare una struttura rigida, come da figura seguente:

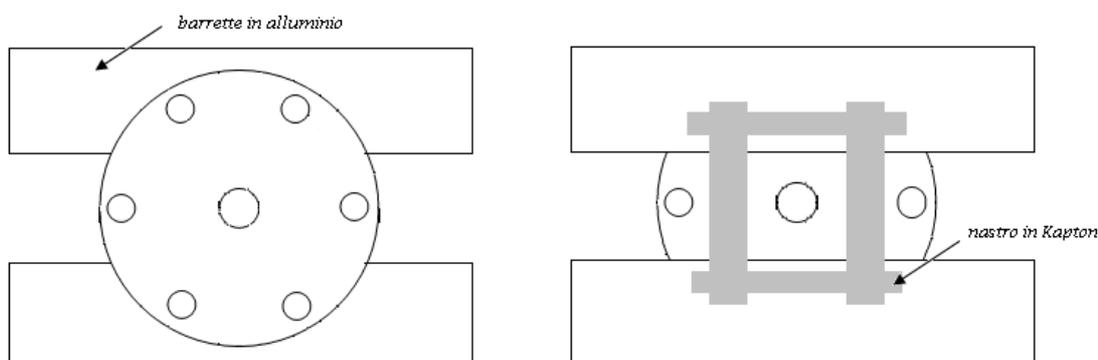


Fig. 6.8 - Predisposizione del campione per l'immissione in camera; a sinistra vista davanti, a destra vista dietro

Dopo aver preparato in questo modo la struttura, ed aver predisposto il sistema magnetron sputtering (immissione di aria in camera e successiva realizzazione del vuoto con le due pompe come già visto) è possibile far avviare il deposito, ottenendo, avendo date le opportune regolazioni, il risultato proposto nella figura seguente riferita al campione da 250 nm (visivamente il campione da 500 nm è analogo):



Fig. 6.9 – Foto del campione di prova, vista sul deposito in rame

Si è accennato sopra all'utilizzo di un nastro in Kapton®; è quindi opportuno indicare qualche caratteristica di questo materiale, vista l'importanza che anch'esso ricopre come supporto per depositi per la realizzazione di schermi.

Il Kapton® (marchio registrato dalla Du Pont) è una pellicola poliimmide (ovvero un polimero facente parte del gruppo "materiali plastici ad alte prestazioni") in grado di rimanere stabile in un ampio range di temperatura, da -269 a +400° C. Si presenta come un foglio di colore ambrato traslucido, di spessore micrometrico (il tipo 300HN ha ad esempio spessore di 75 µm), ma viene commercializzato anche in rotoli di diverse altezze e metrature. Trova largo impiego nel campo dell'isolamento termico ed elettrico, soprattutto nell'industria aeronautica e in quella spaziale (anche se attualmente sta andando in disuso in questi settori per il fatto che a causa delle elevate sollecitazioni meccaniche a cui è sottoposto, molto spesso subisce abrasioni). Rimane comunque largamente utilizzato nel settore elettronico per i circuiti stampati flessibili e per la realizzazione di schermi elettromagnetici. Nella tabella seguente sono riassunte le caratteristiche principali del Kapton ® 300HN.

Tab. 6.4 - Caratteristiche tecniche del Kapton ® 300HN

Proprietà fisiche	Peso specifico a 23° C u.r. 50% [gr/cm ³]	1.42
	Grammatura [g/m ²]	109.0
	Resa [m ² /kg]	9.20
Proprietà elettriche	Resistività specifica a 23° C u.r. 50% [Ωcm]	1.4×10 ¹⁷
	Costante dielettrica a 1kHz, 23° C u.r. 50%	3.50
	Fattore di dissipazione a 1kHz, 23° C u.r. 50%	0.0020
	Rigidità dielettrica a 60Hz, 23° C u.r. 50% [kV/mm]	205.00
Proprietà termiche	Temperature max/min di utilizzo [°C]	+400/-269
	Coeff. dilatazione termica lineare tra -14 e 38° C [ppm/°C]	20.0
Proprietà meccaniche	Tensione di snervamento a 23°C u.r.50% [MPa]	69.0
	Resistenza a trazione a 23°C-50mm/min [MPa]	231.0

Dalla tabella si possono osservare le ottime caratteristiche isolanti del materiale, nonché l'ottima stabilità con la temperatura, con deformazioni termiche che molto spesso possono essere trascurate. Come già indicato, molto spesso a questo materiale viene aggiunto del collante che lo rende quindi un nastro adesivo a tutti gli effetti. In figura sono proposti alcuni esempi di nastro in Kapton®:



Fig. 6.10 - Diversi esempi di nastro realizzato in Kapton ® [30]

CAPITOLO 7

PROVE DI MISURA

7.1 Introduzione

In questo capitolo si riportano le misure di efficienza di schermatura effettuate presso il Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica Industriale del Dipartimento.

Nella prima parte verrà illustrata la cella TEM utilizzata, riportandone le principali caratteristiche, dopo di che sarà presentato l'apparato di misura e infine i risultati ottenuti. Le misure sono state condotte sugli schermi di rame su peek di cui al capitolo precedente.

7.2 La cella TEM

La cella TEM utilizzata per le prove è il risultato di uno studio progettato e realizzato presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica.

Si presenta con due flange centrali tra le quali viene interposto il campione di misura e due sezioni allargate alle estremità, apribili per il montaggio e smontaggio. Alle stesse sono presenti due connettori (tipo N) per il collegamento tramite cavi coassiali con gli altri strumenti.

Si propongono le due foto seguenti: la prima mostra la cella chiusa (a campione inserito), la seconda la cella aperta alla quale sono stati tolti i coperchi.

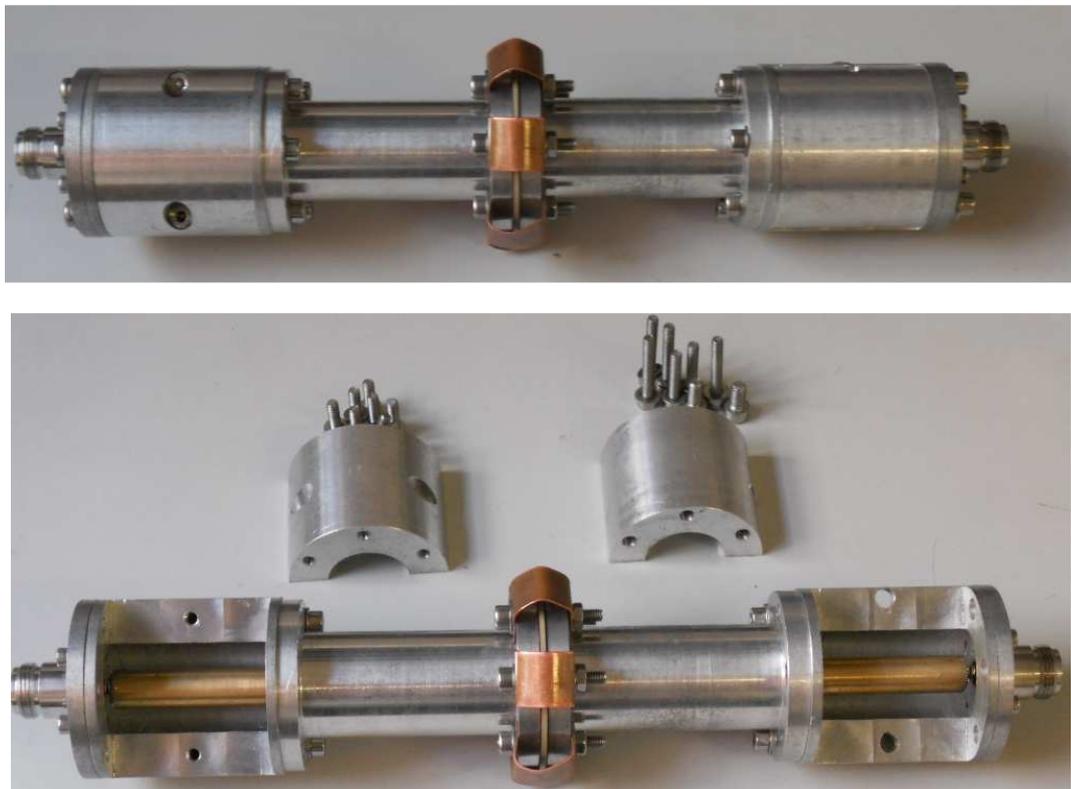


Fig. 7.1 - Foto della cella TEM utilizzata per le prove; sopra cella chiusa, sotto cella aperta

Il conduttore centrale (in ottone) è realizzato di due pezzi tra loro collegabili mediante avvvitamento dell'uno sull'altro a realizzare la continuità, come in figura:

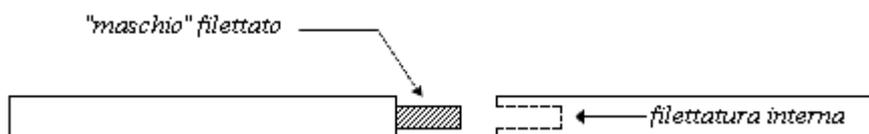


Fig. 7.2 - Conduttore centrale in ottone

Si è detto che lo standard ASTM ES7-83 è andato progressivamente in disuso a causa della elevata sensibilità al fenomeno delle resistenze di contatto, problema risolto con l'introduzione dello standard ASTM D4935-10. La complicazione di quest'ultimo risiedeva però, come più volte ricordato, nella necessità di utilizzare due campioni per la misura, uno di prova e uno di riferimento, con tutte le peculiarità realizzative ricordate nella norma.

Con questo conduttore si riesce invece, attraverso l'avvitamento, ad esercitare una forte pressione sullo schermo (soprattutto per schermi deformabili, ad esempio fogli di alluminio); ciò, come visto nel capitolo 5, permette di ottenere valori molto ridotti della resistenza di contatto. Di fatto quindi si continua ad usare una cella del tipo ES7, con il notevole vantaggio di poter utilizzare *un unico* campione. Quest'ultimo viene inserito col suo foro centrale nel "maschio" filettato, dopo di che il tutto viene avvitato.

In corrispondenza delle flange centrali si osservano dalla foto dei "ponti" di rame, avvitati sulle flange stesse. In particolare sono 6, disposti a 60° l'uno dall'altro lungo la circonferenza. La loro funzione è quella di garantire la continuità elettrica tra le due semicelle assieme alle viti di serraggio. In una prova a vuoto della cella (senza cioè l'inserimento dello schermo) la conduzione è invece possibile anche grazie al contatto tra le corone circolari delle due flange.

7.3 Smontaggio e montaggio della cella

Le operazioni di smontaggio (per l'inserimento o la sostituzione del campione) e di ri-montaggio della cella richiedono attenzione e precisione.

Per smontare la cella le operazioni da seguire sono le seguenti:

1. apertura (da ambo le parti) del "coperchio" posto sulla parte allargata della cella, mediante lo svitamento di tre viti di serraggio a destra, tre a sinistra e di due viti sulla parte frontale. Una volta rimosso il coperchio, si vede all'interno il conduttore continuo di ottone;
2. si procede alla rimozione dei ponti di rame, in modo che ne rimanga solo uno; la rimozione di quest'ultimo è una parte alla quale prestare particolare attenzione: quando viene meno le due flange si staccano, tendendo quindi a sollecitare il conduttore interno che invece è ancora saldato con i connettori della cella. Per questo motivo, durante la rimozione dell'ultimo ponte in rame è importante con una mano accompagnare l'apertura delle flange, in modo che il passaggio chiuso/aperto sia il più graduale possibile;
3. a questo punto, con la punta di un saldatore, si riscalda una connessione ad un connettore N e quindi si stacca il conduttore interno e si smonta il tutto.

Ora il conduttore continuo è staccato, e le due flange sono effettivamente separabili. È quindi possibile, attraverso lo svitamento e ri-avvitamento del conduttore centrale, inserire il campione in prova come già in precedenza indicato.

Una volta inserito lo schermo e avvitato il conduttore continuo, occorre procedere al ri-montaggio della cella. Prima di effettuare questa operazione, sono però necessarie delle operazioni di pulizia preliminare. In particolare vanno rimossi eventuali residui di stagno secco rimasti all'estremità del conduttore continuo o all'interno della cella in corrispondenza dei connettori. Questo viene fatto sciogliendo nuovamente lo stagno con lo stagnatore e aspirando il metallo liquefatto.

Il montaggio avviene poi fissando prima la parte centrale e quindi collegando con stagno il conduttore interno ai connettori N.

7.4 Verifiche preliminari

Prima di cominciare con le misure di *SE* vere e proprie, sono necessarie delle misure preliminari. La prima di queste è la verifica della presenza del collegamento, attraverso una misura di resistenza; in tale modo si ha la certezza che la cella con campione inserito realizzi la continuità elettrica. La misura di resistenza viene fatta con un multimetro con selettore su *ohmmetro* collegandone i morsetti sui due connettori esterni della cella, come in figura:

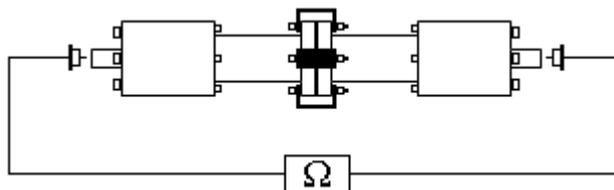


Fig. 7.3 - Schema di principio per la misura di resistenza tra le estremità della cella

Nello specifico lo strumento scelto è il multimetro 974A prodotto da HP.

La seconda misura che viene fatta è quella di resistenza di contatto tra la cella e lo schermo. Il circuito di misura sarà quello classico di una misura volt-amperometrica in corrente continua, che prevede l'utilizzo di un generatore di corrente per iniettare la corrente nota, un voltmetro per la misura di tensione e un amperometro per la verifica della corrente.

Gli strumenti utilizzati per questa prova sono i seguenti (oltre ai cavi di collegamento):

- voltmetro: multimetro HP mod. 974A e Agilent mod. 34401A;
- amperometro: multimetro Fluke mod. 23III;
- generatore di corrente STAB AR 300.

In particolare tale misura fornirà la somma di almeno quattro valori: la resistenza di contatto tra il conduttore interno e lo schermo, quella tra le flange esterne e lo schermo, la resistenza del conduttore centrale e la resistenza "radiale" del film, tra i conduttori esterno e interno. Tra le due resistenze di contatto la preponderante è di gran lunga la prima, in quanto determinata su una superficie di contatto molto più piccola.

Lo schema di misura è il seguente:

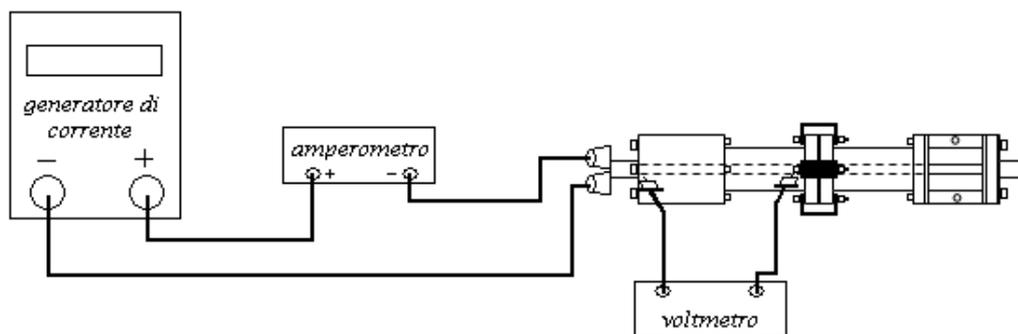


Fig. 7.4 - Schema di misura per la determinazione della resistenza di contatto

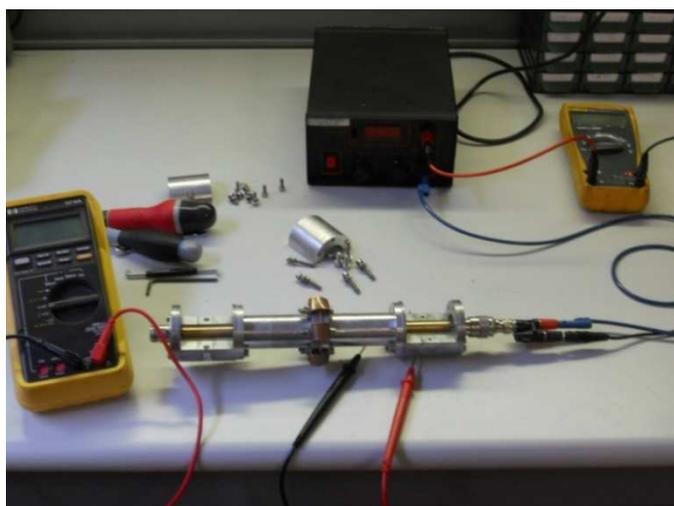


Fig. 7.5 - Foto dell'apparato di misura per la determinazione della resistenza di contatto

Per quanto riguarda il circuito, si sottolineano le seguenti particolarità:

- è importante lasciare priva di alcun collegamento (carico) la cella TEM nella sua parte destra di figura 7.4;
- normalmente si pone la parte conduttiva dello schermo rivolta verso il generatore di corrente;
- i morsetti del voltmetro sono collegati rispettivamente tra il conduttore interno in ottone (alla sua estremità) e una vite di serraggio di un ponte in rame centrale.

7.5 Misure di efficienza di schermatura

Il circuito di misura per la determinazione dell'efficienza di schermatura si compone delle seguenti strumentazioni (oltre ovviamente ai cavi di collegamento), le cui caratteristiche tecniche sono state tutte riportate al capitolo 4:

- generatore di segnale HP 8647A;
- generatore di segnale Agilent 33120A;
- amplificatore AR 25A250A;
- accoppiatore direzionale AR DC3400A;
- oscilloscopio Yokogawa DL9140.

L'apparato si presenta nel modo seguente:

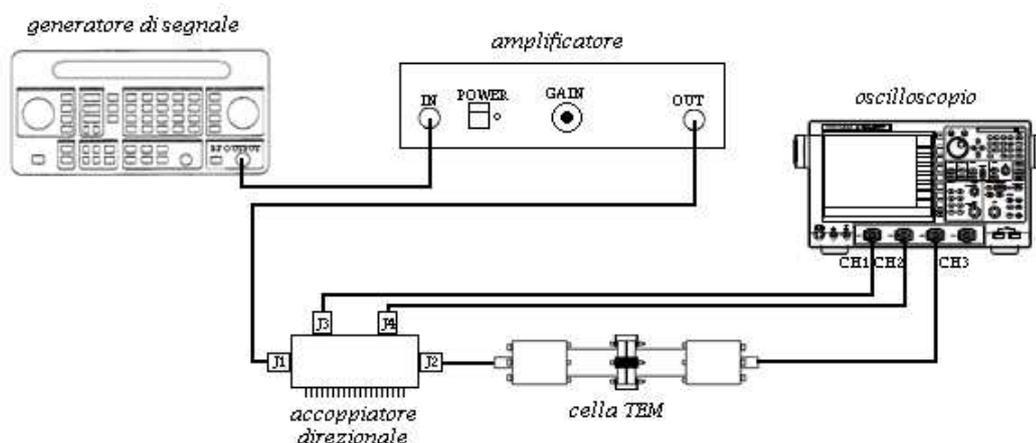


Fig. 7.6 - Schema dell'apparato di misura per la determinazione di SE

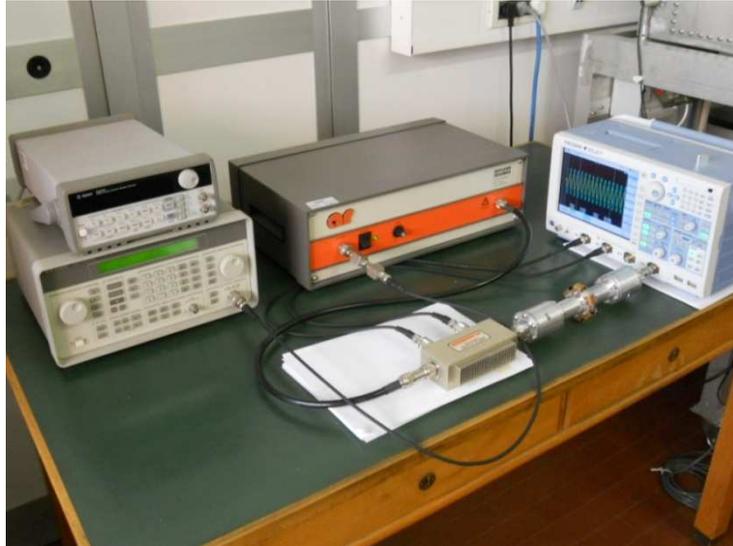


Fig. 7.7 - Foto dell'apparato di misura per la determinazione di *SE*

La cella TEM è stata sistemata con la faccia dello schermo col deposito conduttivo rivolta verso l'uscita dell'accoppiatore direzionale.

Essendo poi in generale piccoli i segnali che arrivano all'oscilloscopio non è necessario attenuarli.

Infine, dall'elenco degli strumenti utilizzati, si sarà osservata la presenza di due generatori di segnale: questo perché diverso è il range di frequenza al quale essi lavorano; utilizzando entrambi quindi si ha la possibilità di effettuare più misurazioni.

Dall'analisi del circuito, è immediato immaginare il segnale che si ottiene ai tre canali dell'oscilloscopio: al canale CH1 arriva l'onda incidente dopo essere stata attenuata dall'accoppiatore direzionale; al canale CH4 arriva l'onda trasmessa attraverso lo schermo della cella TEM; al canale CH2 ritorna l'onda riflessa dallo schermo stesso, attenuata dall'accoppiatore direzionale.

7.6 Risultati delle misure su campione di peek con deposito in rame (spessore 250 nm)

Vengono ora proposti i risultati ottenuti dalle misure sul campione con deposito di rame di spessore 250 nm; nel seguito saranno proposte quelle per il secondo campione avente spessore di 500 nm.

Si è realizzata la misura di resistenza di contatto della cella, ottenendo i seguenti risultati:

Tabella 7.1 - Risultati della prova di misura di resistenza su campione in rame su peek (rame 250 nm)

Corrente misurata (A)	Tensione misurata (mV)
1.00	16.58

L'amperometro è usato per la misura di corrente nel circuito.

Dai dati in tabella, è quindi immediatamente determinabile il valore di resistenza del circuito:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{0.01658}{1.00} = 0.01658 \Omega = 16.58 \text{ m}\Omega \quad (7.1)$$

Tale valore è il *totale* valore di resistenza del circuito; per isolare il valore di resistenza di contatto occorre allora sottrarre il valore di resistenza del conduttore in ottone interno e il valore della resistenza radiale dello schermo.

Il valore del primo di questi due termini è dato da:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (7.2)$$

in particolare è:

$$l = 0.12 \text{ m};$$

$$\rho_{\text{ottone}} = 0.07 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m};$$

$$S = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{\pi(0.01086)^2}{4} = 9.3 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2;$$

per cui la (7.2) fornisce il valore di circa 0.09 mΩ.

Per quanto riguarda invece la resistenza radiale dello schermo, una sua stima è stata ottenuta nel modo seguente.

Elencando le caratteristiche del deposito, si è detto che il suo spessore è di circa 250 nm. Tale valore è dedotto dall'esperienza legata alle tecniche di deposito con magnetron sputtering (nel caso particolare con durata di 6 minuti). Dalla sua conoscenza è possibile determinare una stima della conducibilità (o in alternativa della resistività) del deposito in rame. È stato infatti dimostrato che la resistività dei metalli (ad esempio rame o alluminio) non è insensibile allo spessore del materiale stesso: tra le due grandezze c'è invece una importante dipendenza; uno studio su questo fenomeno è stato prodotto in [36], e se ne propongono i risultati più significativi.

L'aumento della resistività (oltre alla variazione di altre proprietà) di un deposito metallico è stato osservato quando il suo spessore è dell'ordine delle decine o centinaia di nanometri, ovvero quando esso è confrontabile con il *CLM* degli elettroni (cammino libero medio, ovvero la distanza percorsa in media da una particella fra due urti successivi; è dato dal rapporto tra la velocità media degli elettroni [m/s] e la frequenza collisionale degli stessi [1/s]). Le cause che portano a questo fenomeno sono sostanzialmente due: un aumento della diffusione elettronica sulle superfici dei materiali e un aumento della difettività superficiale legata al ridursi delle dimensioni dei grani monocristallini delle strutture policristalline, che porta ad un'espansione delle superfici di intersezione fra gli stessi (è noto dallo studio dei Materiali che le orientazioni di accrescimento dei singoli grani sono in generale differenti; a causa di ciò tra i grani stessi si individuano delle superfici di separazione, dette *giunti di grano*, che costituiscono i più importanti e diffusi difetti di superficie).

Attraverso l'elaborazione di modelli numerici (quello di Fuchs e Sondheimer che si focalizza sulla prima causa, e quello di Mavadas e Shatzkes che aggiunge la seconda) si è giunti a produrre degli andamenti, per rame e alluminio, che mettono in relazione proprio la resistività con le dimensioni nanometriche di un deposito.

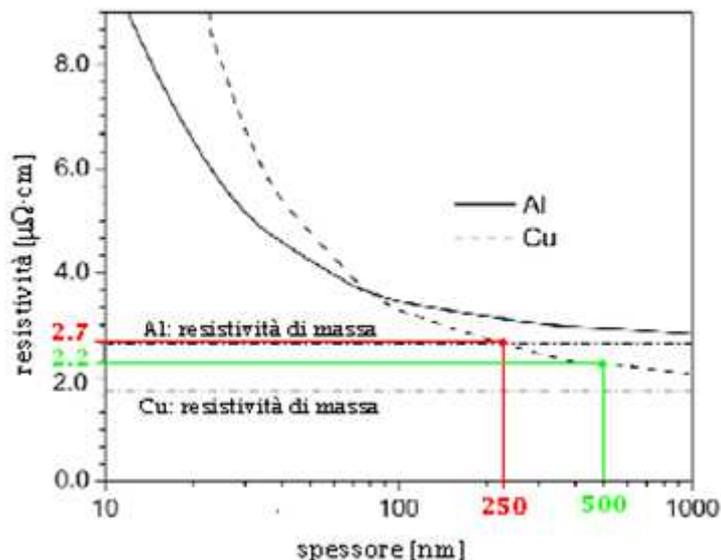


Grafico 7.1 - Andamento delle resistività di rame e alluminio al variare dello spessore [36]

Come si osserva dal grafico (si tralascino per il momento le linee colorate), scendendo con dimensioni inferiori a circa 1000 nm (cioè 10^{-6} m) il valore di resistività si discosta con andamento quasi iperbolico rispetto ai ben noti valori della resistività di massa dei due materiali (rame 0.018 $\mu\Omega\cdot\text{m}$,

alluminio $0.028 \mu\Omega\cdot\text{m}$). Il rame, ad esempio, con spessore di 100 nm ha una resistività di circa $0.036 \mu\Omega\cdot\text{m}$, praticamente il doppio del valore precedente.

Utilizzando uno spessore t di circa 250 nm, si trova un valore di ρ di circa $2.7\cdot 10^{-8} \Omega\cdot\text{m}$ (linea rossa).

Dalla conoscenza di questi valori, è possibile pervenire all'espressione della resistenza radiale secondo la ormai ben nota relazione:

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma t} \int_{r_i}^{r_e} \frac{dr}{r} = \frac{\rho}{2\pi t} \log_e \frac{r_e}{r_i} \quad (7.3)$$

Occorre però prestare attenzione a quali valori si utilizzano come r_e e r_i . In particolare il diametro del conduttore centrale della cella è di 10.86 mm e quello interno delle flange (corona circolare) è di 25 mm, come mostrato nella figura successiva (nella quale per semplicità non sono stati riportati i fori delle viti).

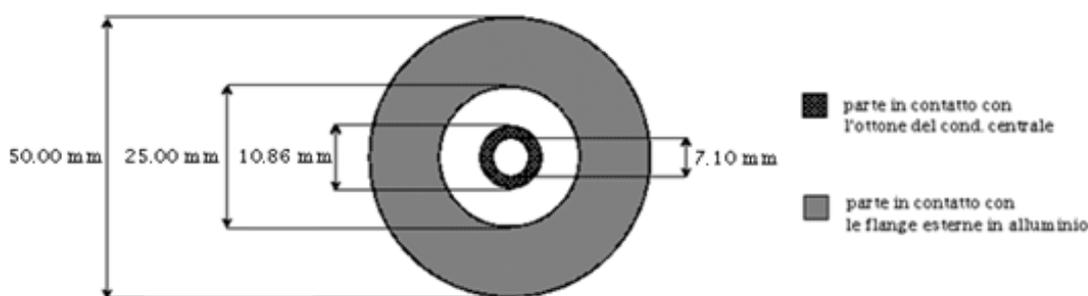


Fig.7.8 - Evidenza delle superfici a contatto dello schermo in rame su peek

La resistenza radiale va riferita alla sola corona circolare rimasta bianca in figura, le cui dimensioni sono di raggio interno pari a 5.43 mm e raggio esterno pari a 12.5 mm. L'applicazione della (7.3) porta allora al seguente risultato:

$$R_{radiale} = \frac{\rho}{2\pi t} \log_e \frac{r_e}{r_i} = \frac{2.7 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 250 \cdot 10^{-9}} \log_e \frac{12.5}{5.43} = 0.01433 \Omega = 14.33 \text{ m}\Omega$$

Si può infine determinare il valore di resistenza di contatto:

$$R_{contatto} = R_{totale} - R_{cond.interno} - R_{radiale} = 16.58 - 0.09 - 14.33 = 2.16 \text{ m}\Omega$$

Il valore di resistenza di contatto così determinato risulta essere soddisfacente, essendo pari circa al 15% della resistenza radiale del film.

Si prosegue ora con la campagna di misure per la determinazione della SE : dopo aver predisposto il circuito di misura come in figura 7.6, si danno le seguenti impostazioni agli strumenti:

- generatore di segnale: ampiezza (*amplitude*) di 700 mV per Agilent 33120A, 5 Vpp per HP 8647A;
- scale V/div. dei canali dell'oscilloscopio: CH1a 100 mV/div.; CH2 a 100 mV/div.; CH4 a 10 mV/div.;
- *coupling* dell'oscilloscopio: *full* - ingresso: *DC50* (per avere l'adattamento a 50 Ω di tutto il sistema).

Sono state fatte misure nel range di frequenza 0.3 - 300 MHz utilizzando il generatore di segnale Agilent 33120A; per il range 0.01 - 0.3 MHz si utilizzerà l'HP 8647A.

Il rumore di fondo riscontrato nei tre canali dell'oscilloscopio (che determina un errore sulle misure) è il seguente:

Tabella 7.2 - Rumori di fondo nei tre canali dell'oscilloscopio, campione in rame (250 nm) su peek (valori efficaci)

CH1	CH2	CH4
4.69 mV	4.06 mV	0.43 mV

Si è scelto per tutte le misure che il segnale arrivi al canale 1 con ampiezza di circa 150 mV; considerando che viene attenuato dall'accoppiatore di un fattore 1:100, il segnale giunge dall'amplificatore a circa 15 V. Per avere ciò ad ogni misura occorre agire sul cursore dell'amplificatore, la cui uscita *non* è costante al variare della frequenza, come già spiegato al capitolo 4. Si è infine avuto cura di tenere visualizzate sull'oscilloscopio circa una decina di periodi per ogni segnale, in modo da avere un valore mediato su più periodi.

Il valore di efficienza di schermatura è stato determinato utilizzando la seguente espressione:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_i}{V_t} \right) \quad (7.4)$$

dove V_i è il valore efficace dell'onda incidente e V_t quello dell'onda trasmessa. In particolare, si tenga conto che il segnale dell'onda incidente acquisito con l'oscilloscopio è, come già detto, attenuato 100 volte: nel calcolo di SE occorre quindi ricordarsi di moltiplicarlo per 100. Ad esempio, per la prima riga della tabella 7.3 dei risultati il valore è dato da:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{150.68 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{9.72 \cdot 10^{-3}} \right) = 63.81 \text{ dB}$$

L'informazione relativa al valore efficace del segnale di onda di tensione riflessa è ininfluente ai fini della determinazione del valore della SE ; tuttavia esso viene riportato in quanto permette di avere una grandezza "di controllo" per la misura.

La campagna di misure relativa al campione con deposito da 250 nm ha fornito i seguenti risultati:

Tabella 7.3 - Risultati della campagna di misure con campione in rame (250nm) su peek

	CH1	CH2	CH4	
Frequenza [MHz]	$V_{i\text{incidente}}$ [mV]	$V_{r\text{riflessa}}$ [mV]	$V_{t\text{trasmessa}}$ [mV]	SE [dB]
0.01	150.68	146.17	9.72	63.81
0.02	150.00	146.45	9.77	63.72
0.03	150.25	146.90	9.77	63.74
0.04	150.77	147.22	9.79	63.75
0.05	150.71	146.80	9.77	63.76
0.06	150.58	146.67	9.75	63.78
0.07	150.77	146.81	9.74	63.80
0.08	150.25	146.27	9.73	63.77
0.09	150.62	146.49	9.75	63.78
0.10	150.09	143.14	9.84	63.67
0.20	150.38	146.05	9.70	63.81
0.30	150.8	147.70	9.91	63.65
0.40	150.81	146.96	9.66	63.87
0.50	150.77	136.70	9.71	63.82
0.60	150.68	146.64	9.73	63.80
0.70	150.52	146.38	9.71	63.81
0.80	150.33	146.31	9.69	63.81
0.90	150.66	146.53	9.74	63.79

1.00	150.26	146.71	9.85	63.67
2.00	150.64	146.54	9.81	63.73
3.00	150.45	145.88	9.85	63.68
4.00	150.34	146.06	9.94	63.59
5.00	150.17	145.94	9.90	63.62
6.00	150.19	145.99	10.01	63.52
7.00	150.24	145.09	10.02	63.52
8.00	150.66	146.02	10.08	63.49
9.00	150.23	145.40	10.06	63.48
10.00	150.53	146.79	10.19	63.39
20.00	150.55	146.61	10.21	63.37
30.00	150.52	145.33	10.47	63.15
40.00	150.16	144.03	10.55	63.07
50.00	150.33	143.21	10.48	63.13
60.00	150.24	143.13	10.65	62.99
70.00	150.40	144.72	11.16	62.59
80.00	150.26	144.99	11.24	62.52
90.00	150.84	145.41	11.47	62.38
100.00	150.39	142.51	11.57	62.28
110.00	150.73	147.81	11.95	62.02
120.00	150.38	144.33	11.98	61.97
130.00	150.25	144.99	12.29	61.75
140.00	150.18	148.50	12.59	61.53
150.00	150.57	144.70	12.67	61.50
160.00	150.21	147.49	12.92	61.31
170.00	150.65	145.87	13.01	61.27
180.00	150.02	145.53	13.18	61.12
190.00	150.86	145.22	13.25	61.13
200.00	150.84	143.81	13.15	61.19
210.00	150.03	142.12	13.36	61.01
220.00	150.01	141.31	13.42	60.97
230.00	150.05	139.63	13.05	61.21
240.00	150.76	139.40	13.19	61.16
250.00	150.12	139.30	13.48	60.93
260.00	150.39	138.41	13.25	61.10
270.00	150.11	134.69	12.97	61.27
280.00	150.17	139.47	13.26	61.08
290.00	150.83	139.03	13.23	61.14
300.00	150.26	133.79	13.05	61.22

Valore medio di SE	62.73 dB
Valore massimo di SE (SE_{MAX})	63.87 dB
Valore minimo di SE (SE_{MIN})	60.93 dB
Valore medio di SE fino a 0.1MHz	63.76 dB

L'ultima riga della tabella riporta il valore medio di efficienza per frequenze inferiori ai 100 kHz: questo sarà utilizzato per determinare il valore del prodotto σt .

L'elaborazione dell'andamento dei risultati ottenuti porta ad ottenere il grafico seguente:

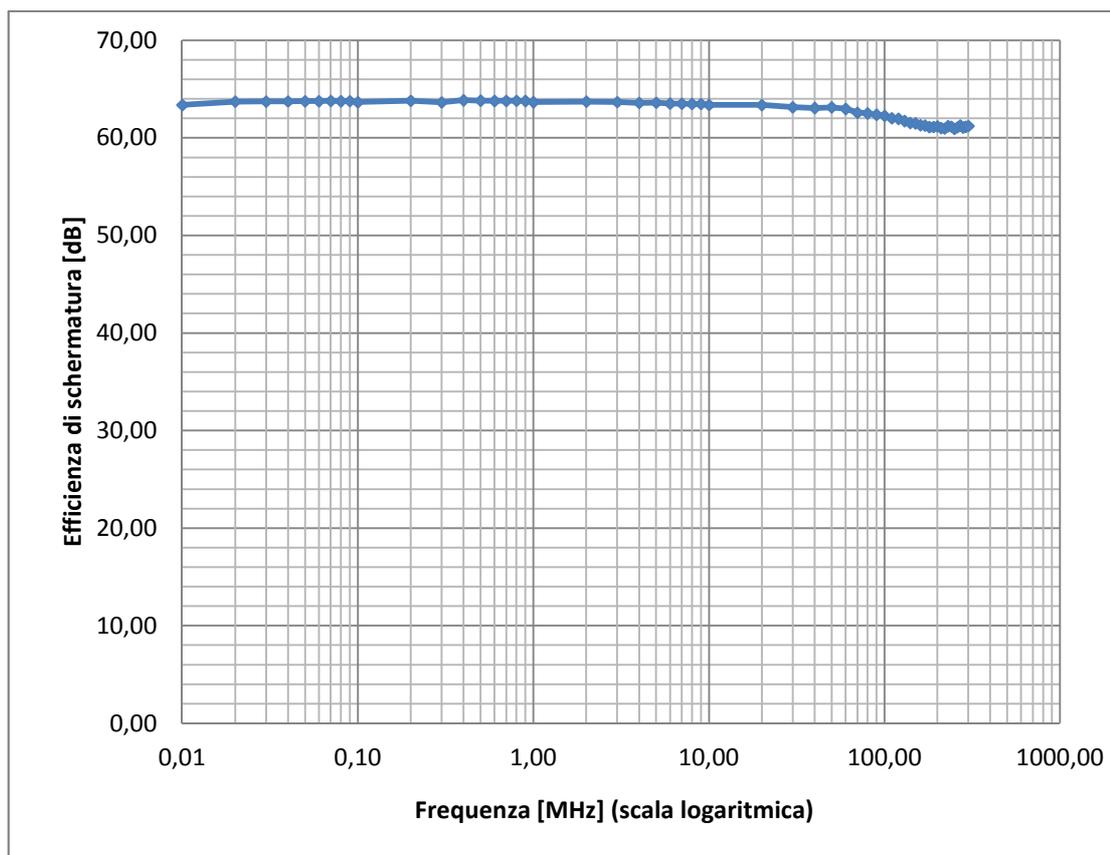


Grafico 7.2 - Andamento della SE al variare di f per schermo in rame su peek (deposito 250 nm)

Come si può osservare, il valore di efficienza di schermatura si mantiene quasi praticamente costante.

Si nota che l'amplificatore utilizzato ha frequenza nominale di utilizzo fino a 250 MHz. In queste prove di misura è stato tuttavia utilizzato fino a 300 MHz, in quanto il segnale di uscita è parso ancora una sinusoide senza distorsioni evidenti. Come verifica, si è voluta fare la *FFT (Fast Fourier Transform)* del segnale in uscita, utilizzando la funzione implementata nell'oscilloscopio: il risultato non ha mostrato picchi in ampiezza alla seconda armonica o successive (si veda a tal proposito la figura seguente).

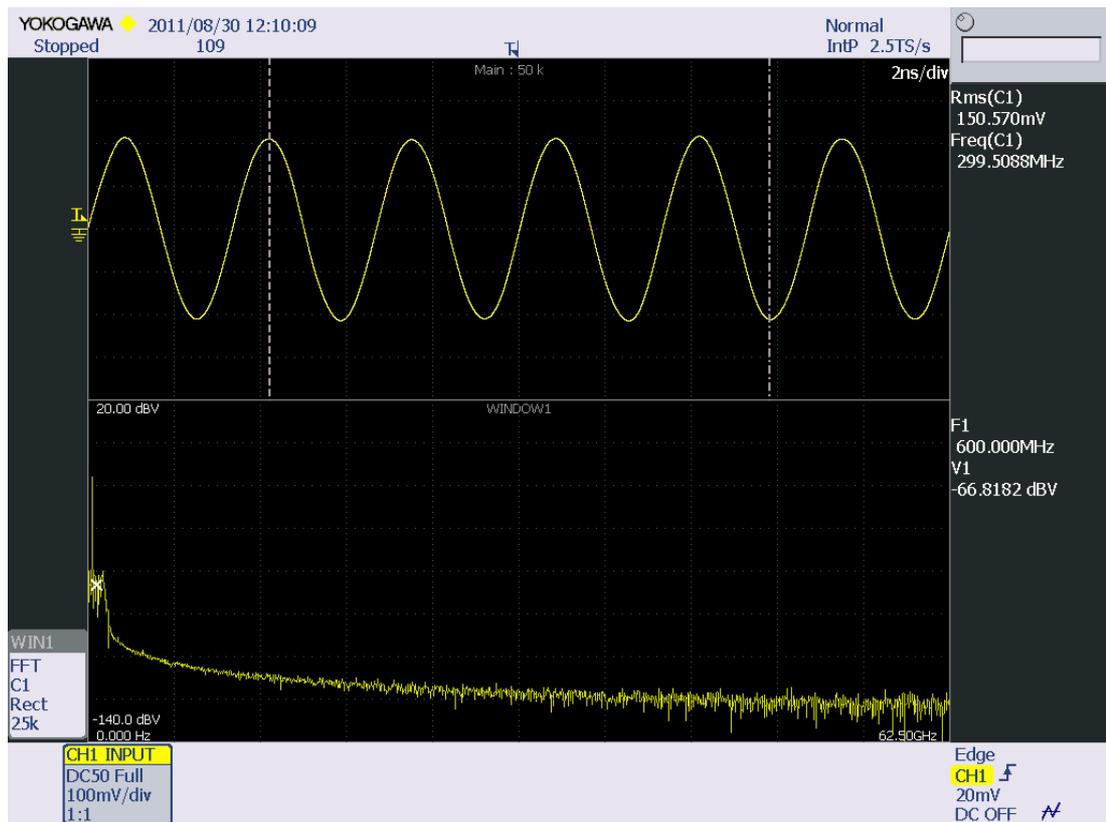


Fig. 7.9 - Schermata dell'oscilloscopio con analisi FFT del segnale in ingresso a 300 MHz

Come si osserva in figura, la seconda armonica del segnale in ingresso (che si trova a frequenza $2f$ pari a 600 MHz) ha una ampiezza di -66.82 dBV. In termini assoluti allora la sua ampiezza è pari a:

$$V_2 = 10^{\frac{-66.82}{20}} = 4.6 \cdot 10^{-4} \text{V} = 0.46 \text{ mV}$$

quando il segnale ha valore efficace di 150.6 mV.

Si osserva inoltre che le armoniche successive hanno ampiezza via via sempre più bassa: il segnale può allora effettivamente essere ritenuto sinusoidale.

Si riprendano ora i risultati ottenuti dalla misura e si consideri la seguente relazione già discussa al capitolo 3:

$$SE = 20 \log_{10} \left(\frac{\sigma \eta_0 t}{2} \right) = 45.51 + 20 \log_{10}(\sigma t) \quad [\text{dB}] \quad (7.5)$$

Come si è avuto modo di vedere, la (7.5) è stata determinata nell'ipotesi di valori di frequenza *sufficientemente bassi*. Per questo motivo è stata utilizzata la media dei valori di SE ottenuti per frequenze inferiori ai 100 kHz, che è pari a 63.76 dB.

Per ottenere il valore del prodotto σt si ha quindi

$$63.76 = 45.51 + 20 \log_{10}(\sigma t)$$

e quindi:

$$\sigma t = 10^{\frac{(63.76-45.51)}{20}} = 8.18 \Omega^{-1}$$

Ponendo ora lo spessore t pari a 250 nm (valore stimato), si perviene al valore di resistività del deposito:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{t}{8.18} = \frac{250 \cdot 10^{-9}}{8.18} = 3.06 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} = 0.0306 \mu\Omega \cdot \text{m}$$

Si osserva subito come tale valore sia superiore rispetto al valore della resistività di massa del rame, e risulta essere vicino al valore precedentemente stimato di $2.7 \mu\Omega \cdot \text{cm}$, pari a $0.027 \mu\Omega \cdot \text{m}$; si riscontra quindi una buona corrispondenza con i risultati sperimentali rispetto alla stima precedentemente riportata.

Inserendo infine questi valori nella valutazione della resistenza radiale del film, si ottengono i seguenti risultati:

$$R_{\text{radiale}} = \frac{3.06 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 250 \cdot 10^{-9}} \log_e \frac{12.5}{5.43} = 0.01625 \Omega = 16.25 \text{ m}\Omega$$

Da cui consegue il valore di resistenza di contatto:

$$R_{\text{contatto}} = 16.58 - 0.09 - 16.25 = 0.24 \text{ m}\Omega$$

Tale valore fa riflettere sull'efficacia della nuova cella messa a punto con conduttore interno ad avvitanamento: l'obiettivo di riuscire a tenere limitato il valore di resistenza di contatto è stato raggiunto, senza essere dovuti ricorrere a verniciature dei contatti o altre procedure complicate. Si sottolinea cioè la facilità di operare con questa nuova cella, che permette di evitare a parità (o addirittura miglioramento) di risultati, l'uso di altri sistemi più complessi.

È inoltre opportuno indicare quali sia la frequenza di *cut-off* e l'impedenza caratteristica di questa cella, utilizzando le relazioni già riportata nel capitolo 3 con il caso particolare di $r_e = 12.5 \text{ mm}$ e $r_i = 5.43 \text{ mm}$:

$$Z_0 = 60 \log_e \frac{r_e}{r_i} = 60 \log_e \frac{12.5}{5.43} = 50.03 \Omega$$

Ovviamente, l'impedenza caratteristica risulta essere di 50Ω , in modo da accordarsi perfettamente con tutti gli strumenti di misura utilizzati; il limite massimo di applicabilità in frequenza è di:

$$f_c = \frac{c_0}{\pi(r_1 + r_2)} = \frac{3 \cdot 10^8}{\pi(12.5 + 5.43) \cdot 10^{-3}} = 5.3 \cdot 10^9 \text{ Hz}$$

Questa cella consente quindi misure fino a circa 5 GHz.

7.7 Risultati delle misure su campione di peek con deposito in rame (spessore 500 nm)

Il secondo campione sul quale sono state effettuate le prove di misura è in rame su peek con deposito di spessore di circa 500 nm. La modalità di realizzazione delle prove è identica al caso precedente, motivo per cui si riporteranno in questo paragrafo solamente i risultati numerici e i grafici degli andamenti ottenuti.

Si è fatta quindi la misura di resistenza di contatto, nelle modalità già esposte. I risultati ottenuti sono i seguenti:

Tabella 7.4 - Risultati della prova di misura di resistenza su campione in rame su peek (rame 500 nm)

Corrente misurata (A)	Tensione misurata (mV)
1.00	12.88

Il valore di resistenza totale risulta quindi essere dato dalla:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{0.01288}{1.00} = 0.01288 \Omega = 12.88 \text{ m}\Omega$$

Il valore di resistenza di contatto è dato dalla differenza tra il valore di resistenza totale appena trovato e la somma dei valori di resistenza del conduttore interno (0.09 mΩ) e radiale dello schermo. In particolare quest'ultima è data dalla seguente relazione, nella quale il prodotto σt è quello ottenuto dalla lettura del grafico precedente (linea verde), nel quale è, per $t \approx 500 \text{ nm}$, $\sigma \approx 4.5 \cdot 10^7 (\Omega\text{m})^{-1}$ (prodotto $\sigma t = 22.5 \Omega^{-1}$).

$$R_{\text{radiale}} = \frac{1}{2\pi\sigma t} \log_e \frac{r_e}{r_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 22.5} \log_e \frac{12.5}{5.43} = 0.0059\Omega = 5.90 \text{ m}\Omega$$

Si può infine determinare il valore di resistenza di contatto:

$$R_{\text{contatto}} = R_{\text{totale}} - R_{\text{cond.interno}} - R_{\text{radiale}} = 12.88 - 0.09 - 5.90 = 6.89 \text{ m}\Omega$$

Si osservi come i valori di R_{contatto} e R_{radiale} siano tra loro molto vicini.

Si è fatta quindi la misura di SE , e si riportano nel seguito le tabelle dei rumori di fondo e delle misure effettuata per la determinazione del valore di SE (tutte le impostazioni degli strumenti sono le stesse, ad eccezione del *volt/div.* di CH4 posto pari a 5 mV/div. anziché i 10 mV/div. del caso precedente).

Tabella 7.5 - Rumori di fondo nei tre canali dell'oscilloscopio, campione in rame (500 nm) su peek (valori efficaci)

CH1	CH2	CH4
4.43 mV	4.59 mV	0.31 mV

Tabella 7.6 – Risultati della campagna di misure, campione in rame (500 nm) su peek

	CH1	CH2	CH4	
Frequenza [MHz]	Vincidente [mV]	Vriflessa [mV]	Vtrasmessa [mV]	SE [dB]
0.01	150.79	147.15	7.70	65.84
0.02	150.28	146.26	7.60	65.92
0.03	150.22	145.96	7.57	65.95
0.04	150.71	146.40	7.59	65.96
0.05	150.62	146.32	7.58	65.96
0.06	150.31	145.99	7.57	65.96
0.07	150.15	145.72	7.55	65.97
0.08	150.21	145.62	7.54	65.99
0.09	150.04	145.72	7.59	65.92
0.10	150.24	146.10	7.61	65.91
0.20	150.59	146.51	7.65	65.88
0.30	150.32	146.23	7.64	65.88
0.40	150.25	147.06	7.62	65.90
0.50	150.21	146.95	7.63	65.88
0.60	150.21	146.89	7.64	65.87
0.70	150.20	146.85	7.65	65.86
0.80	150.58	147.12	7.67	65.86
0.90	150.25	146.90	7.66	65.85
1.00	150.24	146.91	7.69	65.82
2.00	150.11	146.54	7.76	65.73
3.00	150.89	147.23	7.84	65.69
4.00	150.38	146.87	7.88	65.61
5.00	150.25	146.63	7.91	65.57
6.00	150.69	146.55	7.96	65.54

7.00	150.11	146.72	8.02	65.44
8.00	150.72	146.56	8.11	65.38
9.00	150.56	147.11	8.08	65.41
10.00	150.46	147.19	8.02	65.46
20.00	150.09	145.28	8.23	65.22
30.00	150.87	145.22	8.44	65.05
40.00	150.58	144.05	8.63	64.84
50.00	150.15	142.59	8.59	64.85
60.00	150.67	142.53	8.93	64.54
70.00	150.92	144.16	9.24	64.26
80.00	150.60	144.81	9.45	64.05
90.00	150.06	143.97	9.47	64.00
100.00	150.61	141.58	9.59	63.92
110.00	150.86	148.81	9.98	63.59
120.00	150.32	145.36	10.14	63.42
130.00	150.25	146.49	10.30	63.28
140.00	150.49	149.16	10.54	63.09
150.00	150.85	146.48	10.66	63.02
160.00	150.52	149.55	10.81	62.88
170.00	150.98	147.28	10.92	62.81
180.00	150.64	146.49	10.97	62.75
190.00	150.63	146.24	11.01	62.72
200.00	150.37	144.77	10.86	62.83
210.00	150.47	142.64	11.10	62.64
220.00	150.67	142.51	11.20	62.58
230.00	150.13	140.30	10.72	62.93
240.00	150.79	141.15	10.87	62.84
250.00	150.61	140.17	11.08	62.67
260.00	150.37	136.71	10.71	62.95
270.00	150.99	136.73	10.62	63.06
280.00	150.58	138.74	10.76	62.92
290.00	150.58	138.34	10.70	62.97
300.00	150.14	133.81	10.43	63.16

Valore medio di SE	64.59 dB
Valore massimo di SE (SE_{MAX})	65.99 dB
Valore minimo di SE (SE_{MIN})	62.58 dB
Valore medio di SE fino a 0.1MHz	65.94 dB

In analogia al caso precedente, si riporta un'elaborazione grafica dei risultati ottenuti.

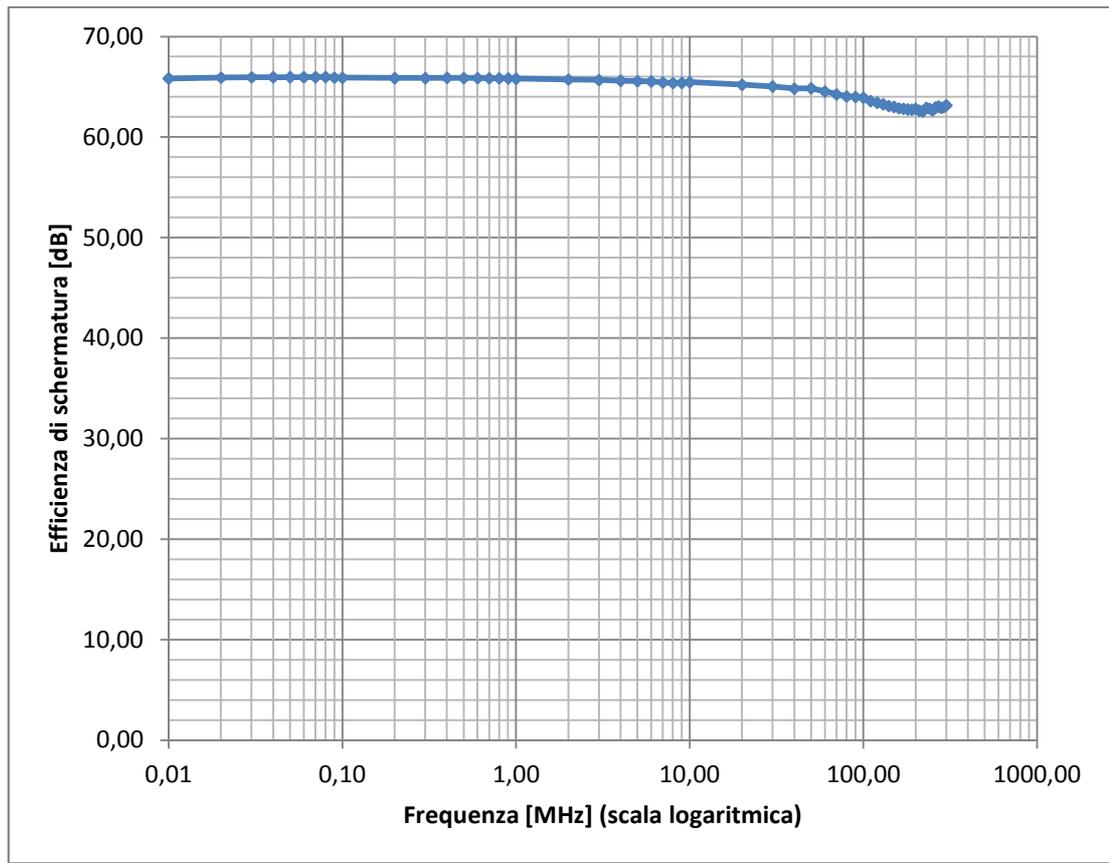


Grafico 7.3 - Andamento della SE per schermo in rame su peek (deposito 500 nm)

Dalla (7.5), con i valori ottenuti, si ha:

$$65.94 = 45.51 + 20 \log_{10}(\sigma t)$$

Da cui:

$$\sigma t = 10^{\frac{(65.94-45.51)}{20}} = 10.51 \Omega^{-1}$$

Si osserva quindi come in questo caso vi sia una discordanza con la stima precedentemente indicata, dato che si trova un valore che è circa la metà dell'altro.

Il motivo nasce principalmente dal fatto che in questo caso la $R_{radiale}$ e la $R_{contatto}$ sono circa uguali, come in precedenza indicato.

La (7.5) richiede invece, per poter essere applicata, che la $R_{contatto}$ sia trascurabile (o comunque piccola) rispetto alla $R_{radiale}$, per la corretta valutazione dell'efficienza di schermatura. Più è spesso il film nanometrico, minore è la sua resistenza radiale, e quindi tanto più cruciale sarà avere resistenze di contatto basse.

7.8 Presentazione di alcune schermate dell'oscilloscopio durante le misure

Nel paragrafo 7.6, in riferimento alle misure sul campione con deposito di 250 nm, si è indicato che si è scelto di visualizzare almeno dieci periodi per ogni schermata dell'oscilloscopio; tale operazione viene fatta agendo sul *time/div.* dello strumento ad ogni variazione della frequenza in ingresso. In questo modo i valori numerici sono ottenuti dallo strumento facendo una media su vari periodi. A tal proposito, sono qui riportate alcune schermate salvate dall'oscilloscopio. Le figure seguenti mostrano gli andamenti relativi alla misura alla frequenza di 10 MHz, utilizzando tre diversi valori di *time/div.* (rispettivamente 100 ns/div., 50 ns/div. e 20 ns/div.), durante le prove che hanno riguardato il campione con deposito di 250 nm.



Fig. 7.10 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 10 MHz e scala dei tempi pari a 100 ns/div.



Fig. 7.11 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 10 MHz e scala dei tempi pari a 50 ns/div.

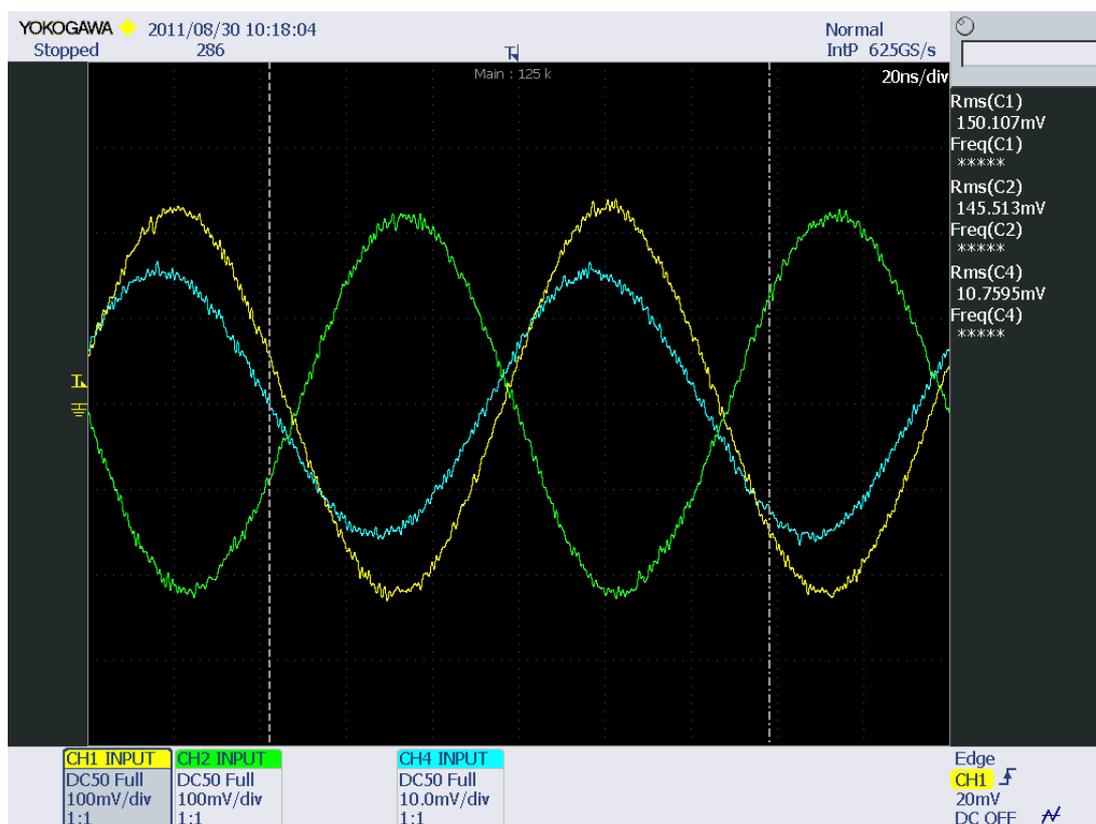


Fig. 7.12 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 10 MHz e scala dei tempi pari a 20 ns/div.

I dati corrispondenti sono stati riportati nella seguente tabella:

Tabella 7.7 - Variabilità del valore di SE al variare della scala dei tempi impostata nell'oscilloscopio

time/div. [ns/div.]	n. periodi per schermata	V _{incidente} (CH1) [mV]	V _{trasmessa} (CH4) [mV]	SE [dB]
100	10	150.53	10.19	63.39
50	5	150.45	10.21	63.36
20	2	150.11	10.76	62.89

Come si osserva dalla tabella, passando da 10 a 5 periodi il risultato rimane pressoché invariato. Scegliendo invece di usarne solo 2, si vede come la misura cambi. Inoltre dalla figura 7.12 si osservi come l'oscilloscopio, a cause dei pochi periodi visualizzati, non sia in grado di determinare il valore di frequenza dei segnali.

A completamento e conclusione, si propongono alla pagina seguente le immagini di altre tre schermate, per frequenze di 100 kHz, di 1 MHz e 300 MHz, sempre relative al primo deposito:

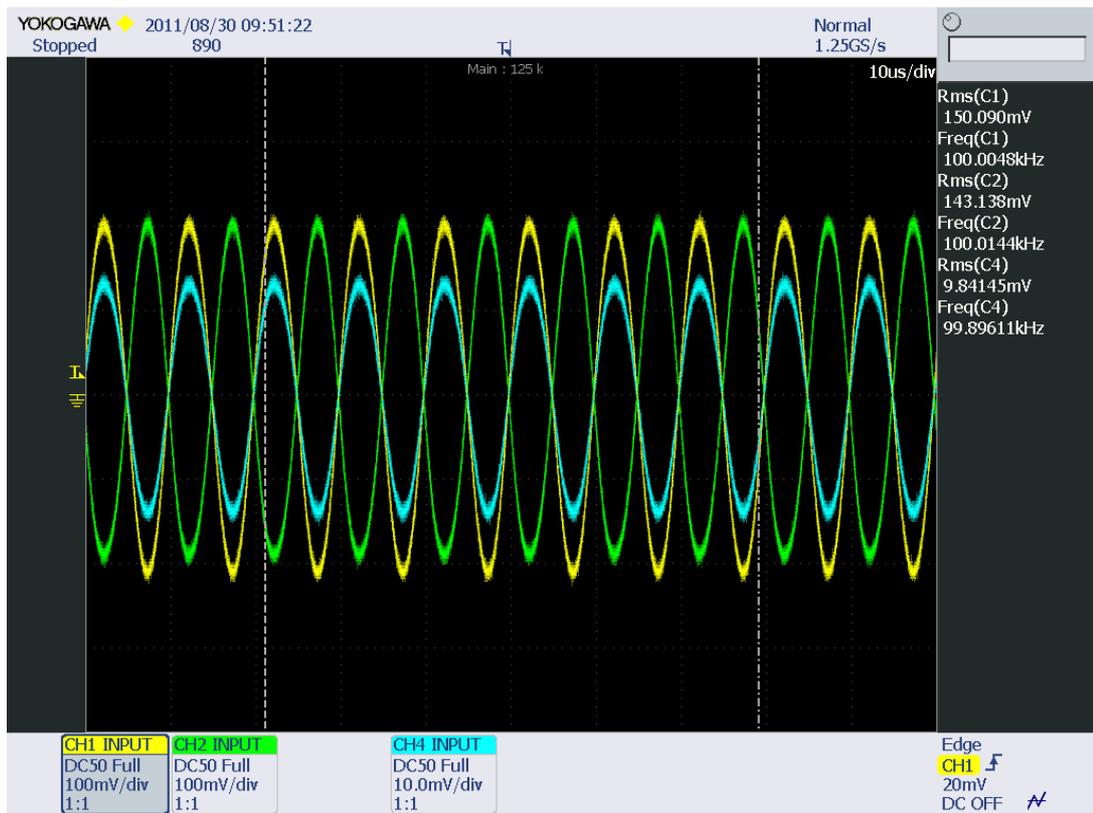


Fig. 7.13 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 100 kHz

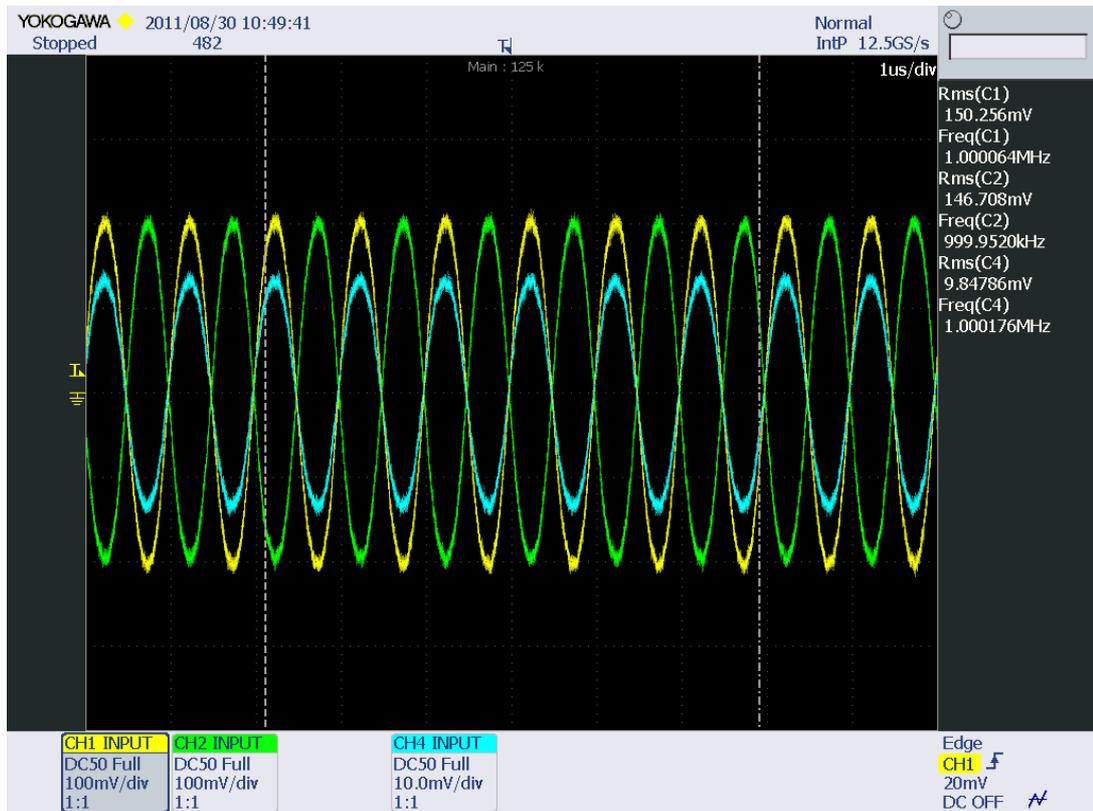


Fig. 7.14 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 1MHz

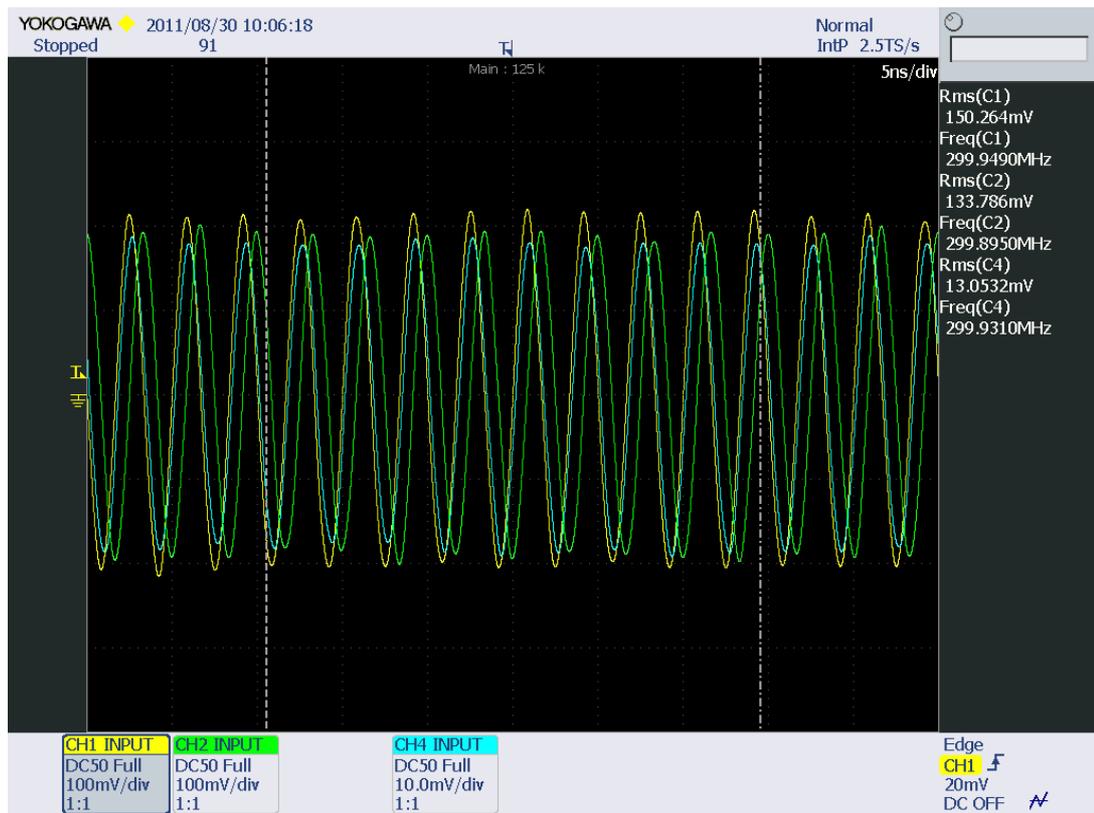


Fig. 7.15 – Schermata dell'oscilloscopio con misura a 300 MHz

CONCLUSIONI

In questa tesi si è affrontato il tema dell'efficienza di schermatura di schermi planari. Si è cioè partiti dalle definizioni ed equazioni di base, studiate nel corso di Compatibilità Elettromagnetica Industriale, per inserirle dapprima nel contesto normativo attuale per poi ottenere dei risultati reali su prove effettivamente realizzate in laboratorio.

In particolare si è studiato il nuovo tipo di cella TEM coassiale con collegamento del conduttore centrale mediante avvitemento, analizzandone le particolarità costruttive e confrontandole con quelle proposte dai due standard internazionali maggiormente di riferimento in questo settore: l'ASTM ES 7-83 (che tratta la cella a conduttore centrale continuo e campione anulare) e l'ASTM D4935-10 (che tratta la cella flangiata con necessità di predisporre due campioni, uno per la misura e uno per il riferimento).

Altra parte significativa in questo lavoro è stata la partecipazione alla preparazione degli schermi con tecnica magnetron sputtering, che ha dato anche modo di osservare quali sono i problemi pratici in questo tipo di attività.

Per quanto riguarda i risultati trovati, in particolare per quel che riguarda la resistenza di contatto (che rimane il più grosso problema in questo tipo di misurazioni) si è visto come questa cella permetta di ottenere ottimi risultati, con valori di R_C che vanno dalle frazioni di milliohm (primo deposito) fino al massimo a qualche milliohm (secondo deposito). Ciò mostra come sia valida la scelta di dotare la cella di un conduttore centrale "ad avvitemento", che permette di esercitare sul contatto schermo/campione un'elevata pressione, consentendo di evitare artifici complicati quali la verniciatura dei contatti o l'utilizzo di un aggiuntivo campione di riferimento.

Nella prova fatta col campione con deposito di 500 nm si è anche voluto soffermarsi sulla discordanza dei valori del prodotto σt determinato con i due metodi differenti. Ciò è derivato dal fatto che più è "spesso" il film nanometrico, minore è la resistenza radiale e quindi tanto più critico diventa il valore della resistenza di contatto.

A questo riguardo, un possibile proseguo di questo lavoro di tesi sarebbe di fare un nuovo deposito da rame di 500 nm su peek, con un foro centrale più piccolo sul disco di peek. In tale modo, aumentando la superficie di contatto sottoposta a pressione, si potrebbe ridurre la resistenza di contatto.

Un'ulteriore attività potrebbe poi essere quella di fare depositi di rame su substrati differenti (ad esempio substrati "pellicolari" di spessore del centinaio di micron) e misurare in questi casi la resistenza di contatto.

BIBLIOGRAFIA

CAPITOLI 1 E 2

- [1] Appunti e slides del corso di Compatibilità Elettromagnetica Industriale, A.A. 2009/2010, lezioni del prof. D. Desideri (<http://www.die.unipd.it/compatibilit -elettromagnetica-industriale-industrial-electromagnetic-compatibility.html>), ultima consultazione il 09/09/11.
- [2] S. Celozzi, R. Arameo, G. Lovat, "Electromagnetic Shielding", Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Kai Chang Editor, published by John Wiley & Sons Inc., USA 2008.
- [3] D. Morgan, "A handbook for EMC Testing and Measurement", IET Electrical Measurement, serie 8, Regno Unito, 2007.
- [4] C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", Kai Chang Editor, published by John Wiley & Sons Inc., USA, 1992.
- [5] R. A. Serway, "Fisica per Scienze ed Ingegneria", vol. II, ed. Edises, Napoli 1995.

CAPITOLO 3

- [6] ASTM D 4935-10, "Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials", American Society for Testing and Materials, 2010.
- [7] M. Badic, M. J. Marinescu, "The Failure of Coaxial TEM Cells ASTM Standards Methods in H.F. Range", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Minneapolis (Minnesota), 19-23 agosto 2002.
- [8] J. Catrysse, "Measuring techniques for SE-values of samples and enclosures", *IEEE Colloquium on Screening of Connectors, Cables and Enclosures*, 17 gennaio 1992.
- [9] M. D'Amore, "Compatibilità Elettromagnetica", Ed. Scientifiche SIDEREA, Roma, 1992.
- [10] M. Dealessi, G. Cenni, "Le celle GTEM e il loro impiego in prove di compatibilit  elettromagnetica", in "Elettronica Oggi", n.389, maggio 2009, pp.103-107.
- [11] J. Dřinovsk , Z. Kejk, "Electromagnetic Shielding Efficiency Measurement of Composite Materials", *Measurement Science Review*, vol. 9, num. 4/2009, Versita, Varsavia (Polonia).
- [12] P. Di Prima, tesi di laurea "Analisi di un sistema di misura di efficienza di schermatura per film sottili planari", relatore prof. D. Desideri, Universit  degli Studi di Padova, A.A. 2008-2009.

- [13] J. M. Googe, R. A. Hess, "Shielding Effectiveness against Electromagnetic Interference", Oak Ridge National Laboratory, Martin Marietta Energy Systems Inc. for the U.S. Department of Energy, ottobre 1987, Tennessee (U.S.A.).
- [14] A. Minato, tesi di laurea "Prova su cella TEM a due porte", relatore prof. D. Desideri, Università degli Studi di Padova, A.A. 2008-2009
- [15] M.S. Sarto, A. Tamburrano, "Electromagnetic Characterization Of innovative Shielding Material In The Frequency Range Up To 8 Gigahertz", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara (California), 9-13 agosto 2004.
- [16] M.S. Sarto, A. Tamburrano, "Innovative Test Method for the Shielding Effectiveness Measurement of Conductive Thin Films in a Wide Frequency Range", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, num. 2, maggio 2006.
- [17] Cella TEM aperta: sito internet della ditta "Teseo s.p.a.", Druento (TO), <http://www.teseo.net>, ultima consultazione il 05/09/11.
- [18] Cella TEM rettangolare: sito internet della ditta "Novel Wave LLC – RF Systems Design", Milpitas (California), <http://www.novelwave.com>, ultimo accesso il 12/09/11
- [19] D. R. J. White, M. Mardiguian, "A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility - Volume 3: Electromagnetic Shielding", Interference Control Technologies cap. 3, Gainesville (Virginia), 1988.
- [20] P. F. Wilson, M.T. Ma, J. W. Adams, "Techniques for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Materials: Part I - Far-Field Source Simulation", *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 30, No. 3, agosto 1988.
- [21] H. A. Wolfsperger, H. Strehlow, A. J. Schwab, "A new dual-coaxial-TEM-cell", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo (Giappone), 17-21 maggio 1999.
- [22] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), sito internet: <http://www.ieeeexplore.com>, ultimo accesso il 07/09/11.

CAPITOLO 4

- [23] Accoppiatore direzionale: http://en.wikipedia.org/wiki/Directional_coupler, ultima consultazione il 03/09/11.
- [24] Data sheets e manuali degli strumenti, reperiti in forma cartacea o on-line sui siti delle diverse case costruttrici, come da tabella seguente:

Casa costruttrice	Sito internet ufficiale	Ultima consultazione
Agilent Technologies	http://www.home.agilent.com	12/09/2011
AR Amplifier Research	http://www.amplifiers.com/index.htm	11/09/2011
Fluke Corporation	http://www.fluke.com	11/09/2011
Mitituyo Italiana s.r.l.	http://www.mitutoyo.it	13/09/2011
Weller – ICP Member	http://www.cooperhandtools.com/brands/weller	11/09/2011
Yokogawa Italia s.r.l.	http://www.yokogawa.com/it	12/09/2011

CAPITOLO 5

- [25] Slides delle lezioni di “Metallurgia dei metalli non ferrosi”, prof. D. Colombo, Dipartimento di Ingegneria dei Materiali e Tecnologie Industriali, Facoltà di Ingegneria, Università degli Studi di Trento, <http://www.ing.unitn.it/~colombo/> ultima consultazione il 18/08/11.
- [26] Y. Haitao, L. Yiming, “Calibration and analysis of coaxial holder for measuring shielding effectiveness of materials”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aneheim (California), 17-21 agosto 1992.
- [27] R. Holm, *Electric Contacts – Theory and Application*, IV edizione, Springer-Verlag Berlin/Heidelberg/New York, 1967.
- [28] M. Sadocco, tesi di laurea “Analisi ed implementazione sperimentale delle normative internazionali sulle connessioni elettriche a spostamento”, relatore prof. M. Guarnieri, Università degli Studi di Padova, A.A. 2010/2011.
- [29] P. Slade, *Electrical Contacts – Principles and Applications*, United States of America, Marcel Dekker Inc, 1999, cap.1.

CAPITOLO 6

- [30] Caratteristiche del Kapton ®: sito internet della ditta “Du Pont”, www.dupont.com, ultima consultazione il 29/08/11.
- [31] Caratteristiche del peek: sito internet della ditta “Plastotecnica Emiliana s.r.l.”, Bologna, www.plastotecnicaemiliana.it, ultima consultazione il 31/08/11.
- [32] S. Curcuruto, M. D’Amore, M. S. Sarto, G. Marsico, S. Greco, D. L. Lampasi, A. Tamburrano, C. Baratta, “Studio per la progettazione e realizzazione di schermi elettromagnetici trasparenti” ISPRA (Istituto Superiore per la Protezione e la Ricerca Ambientale), rapporto 109/2010, Roma, marzo 2010.
- [33] D. Desideri, A. Maschio, M. Spolaore, “Design and Realization of a Magnetron Sputtering Device for Deposition of Electromagnetic Shields”, 2ND International Conference on Modern Power Systems MPS 2008, Cluj-Napoca (Romania), 12-14 novembre 2008.
- [34] N. Pretto, tesi di master in *Trattamenti di Superficie per l’Industria*: “Design, progettazione e costruzione di un impianto da sputtering per deposizione su substrati di grande area”, relatore prof. V. Palmieri, Università degli Studi di Padova, Istituto Nazionale di Fisica Nucleare, in collaborazione con Confindustria Veneto, AA. 2006/2007.

CAPITOLO 7

- [35] K. Banerjee, S. Im, N. Srivastava, “Interconnect Modeling and Analysis in the Nanometer Era: Cu and Beyond”, Proceedings of the 22ND Advanced Metallization Conference, Colorado Springs (Colorado), 27-29 settembre 2005.
- [36] Y. Hou, C. M. Tan, “Size effect in Cu nano-interconnects and its implication on electromigration”, 2ND IEEE International Conference on Nanoelectronics, Shanghai (Cina), 24-27 marzo 2008.

[37] G. Marchesi, “Lezioni di materiali per l’ingegneria elettrica”, ed. Libreria Progetto, Padova, 1999, cap.2

RINGRAZIAMENTI

Giunti ad un traguardo così importante, credo sia difficile trovare le parole per ringraziare tutte le persone che mi sono state accanto in questo lungo percorso.

In ogni caso, il primo ringraziamento va al prof. Daniele Desideri che, nonostante i molteplici impegni che riempiono le giornate di un Professore Universitario, è sempre riuscito a trovare il tempo per seguirmi nel lavoro di tesi, con infinita pazienza e disponibilità. È doveroso inoltre ringraziare anche il prof. Alvisio Maschio per la presenza e i preziosi consigli durante il periodo di laboratorio.

Ringrazio Gloria per tutta la pazienza che ha portato in quasi cinque anni, e mi scuso con lei per tutte le domeniche passate in casa a studiare; avremo modo e tempo per recuperare!

Ringrazio poi tutta la mia famiglia per avermi dato tutti i mezzi per arrivare a questo punto, sempre sostenendomi e credendo in me, e senza mai obiettare ad ogni mia scelta. In particolare un grazie a Nicoletta per avermi dato un nipotino (nonché figlioccio!) splendido come Tommaso.

Un sentito ringraziamento ai compagni che mi hanno affiancato durante tutto il periodo universitario, alcuni vecchi amici, altri conosciuti poi: Nicola, Michele, Manuel e Alessandro solo per citare i principali, con i quali ho trascorso davvero tanto tempo: dagli intensi “summit” di studio domenicale, alle lunghe lezioni, ai temuti esami, condividendo tensioni e paure ma anche tutti i bei momenti della vita universitaria.

Infine ringrazio i miei zii e con loro i miei nonni, che dal Cielo hanno sicuramente tanto pregato per me, e ora partecipano assieme a noi a questa festa.

Grazie davvero a tutti!