



Agenzia nazionale per le nuove tecnologie,  
l'energia e lo sviluppo economico sostenibile



MINISTERO DELLA TRANSIZIONE ECOLOGICA



Ricerca di Sistema elettrico

# Modellazione elettromagnetica di tamponature con accumulo elettrico integrato

Leonardo Sandrolini e Mattia Simonazzi

Report RdS/PTR2021/135

Modellazione elettromagnetica di tamponature con accumulo elettrico integrato

Leonardo Sandrolini e Mattia Simonazzi (Università di Bologna, Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione "Guglielmo Marconi", DEI)

Con il contributo di: Fabiani Davide, Palmieri Fabrizio – Università di Bologna

Dicembre 2021

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico (oggi Ministero della Transizione Ecologica) - ENEA

Piano Triennale di Realizzazione 2019-2021 - III annualità

Obiettivo: *N. 1 - Tecnologie*

Progetto 1.5: - Tecnologie, tecniche e materiali per l'efficienza energetica ed il risparmio di energia negli usi finali elettrici degli edifici nuovi ed esistenti

Work package 3: Componenti e impianti innovativi per incrementare l'efficienza energetica e l'uso delle fonti rinnovabili negli edifici

Linea di attività: 3.19 :Valutazione elettromagnetica delle tamponature

Responsabile del Progetto: Ing. Giovanni Puglisi, ENEA

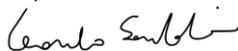
Responsabile del Work package: Ing. Biagio Di Pietra, ENEA



Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione "Caratterizzazione elettromagnetica di tamponature per edilizia con accumulo energetico integrato"

Responsabile scientifico: prof. **Leonardo Sandrolini**

Responsabile scientifico ENEA: ing. Marcello Artioli



## Indice

SOMMARIO.....	4
1 INTRODUZIONE.....	5
2 DESCRIZIONE DELLE ATTIVITÀ SVOLTE E RISULTATI .....	6
2.1 TAMPONATURA AD ACCUMULO ELETTRICO INTEGRATO .....	6
2.2 CALCOLO DELL'EFFICIENZA DI SCHERMATURA DI UNO SCHERMO .....	8
2.3 METODI NUMERICI PER IL CALCOLO DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI.....	11
2.4 ESTRAZIONE DEI PARAMETRI DEL SINGOLO STRATO DI MATERIALE ARTIFICIALE .....	12
2.5 SIMULAZIONI ELETTROMAGNETICHE AGLI ELEMENTI FINITI .....	14
2.5.1 <i>Parete composta da 9 tamponature</i> .....	21
3 CONCLUSIONI .....	23
4 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI.....	23
5 ABBREVIAZIONI ED ACRONIMI .....	24
6 APPENDICE.....	24

## Sommario

L'attività di ricerca ha riguardato lo sviluppo e la messa a punto di un modello elettromagnetico per valutare l'efficacia delle tamponature con accumulo elettrico integrato come strutture schermanti per le onde elettromagnetiche. A causa della complessità di un modello che rappresenti fedelmente la struttura del condensatore multistrato e delle notevoli risorse computazionali richieste per l'analisi, nonché dei lunghi tempi di calcolo, è stato necessario semplificare il modello per le simulazioni elettromagnetiche. Il modello della tamponatura sviluppato si basa sulla modellazione del condensatore multistrato come struttura omogenea formata da un singolo strato di materiale artificiale i cui parametri effettivi (conducibilità, permeabilità magnetica e permittività) sono ricavati partendo dalla struttura multistrato del condensatore. Per tale modellazione si è fatto ricorso alla teoria della schermatura che si basa sull'analogia tra la propagazione delle onde di campo elettrico e di campo magnetico e quelle di tensione e corrente in una linea di trasmissione. Il modello così sviluppato può essere efficacemente impiegato in simulazioni elettromagnetiche in quanto richiede ridotte risorse computazionali e limitati i tempi di calcolo.

Si è così potuto impostare un modello di tamponatura che tenesse conto anche degli elementi strutturali (tubulari metallici per la connessione di più tamponature) nelle simulazioni elettromagnetiche agli elementi finiti. È stata quindi anche modellata una parete modulare costituita da più tamponature. Sia della tamponatura che della parete modulare è stata valutata l'efficienza di schermatura mediante simulazioni elettromagnetiche agli elementi finiti.

I ridotti valori di efficienza di schermatura ottenuti non consentono di ritenere la tamponatura nella sua configurazione attuale un valido elemento schermante.

## 1 Introduzione

L'attività di ricerca ha riguardato lo sviluppo e la messa a punto di un modello elettromagnetico per valutare l'efficacia delle tamponature con accumulo elettrico integrato come strutture schermanti per le onde elettromagnetiche. Con l'utilizzo sempre più diffuso di sistemi elettrici di potenza e per l'informazione i moderni edifici sono infatti sempre più soggetti all'azione dei campi elettromagnetici, sia questa intenzionale o meno. Edifici energeticamente efficienti, obiettivo cui questo progetto è rivolto, sono particolarmente pervasi di reti di sensori e dispositivi che, insieme ai loro software di gestione, costituiscono il cuore delle tecnologie *Internet of Things, IoT*. Questi sistemi sono alla base delle cosiddette "smart cities", ovvero le moderne città intelligenti sempre più digitalizzate ed attente all'impatto ambientale di chi ne fa parte. In tale contesto, la tamponatura con accumulo elettrico integrato, che rappresenta una soluzione cruciale al problema dell'accumulazione dell'energia elettrica in ambiente domestico, interagisce inevitabilmente con i campi elettromagnetici che pervadono tale ambiente, come mostra la Fig. 1, rendendo necessaria la valutazione del suo impatto sulle tecnologie *IoT*.



**Fig. 1. Campi elettromagnetici che interessano una moderna abitazione.**

Se da un lato infatti le onde elettromagnetiche sono alla base del funzionamento di tutti i dispositivi *IoT* e di telecomunicazione, dall'altro queste possono rappresentare un serio rischio per salute umana [1]. Infatti, l'effetto fisiologico dei campi elettromagnetici è strettamente correlato alla variazione temporale del campo, che può quindi essere stazionario o lentamente variabile nel tempo oltre oscillare a frequenze fino ai GHz, e all'energia immagazzinata in esso. A bassa frequenza, l'effetto predominante è quello di induzione di tensioni nei tessuti biologici, che comportano la circolazione di correnti indotte, mentre i campi a radio frequenza comportano principalmente un surriscaldamento del corpo, sia esso parziale o totale a secondo delle modalità di esposizione [1], [2]. Comunque, in generale, più è alta l'energia contenuta nel campo maggiore sarà il suo impatto sull'organismo. In generale, risulta essenziale valutare come e in che misura la tamponatura con accumulo integrato altera il campo elettromagnetico, aspetto fondamentale per dedurre l'impatto che questa può avere in relazione ai dispositivi *IoT* e alla vita delle persone.

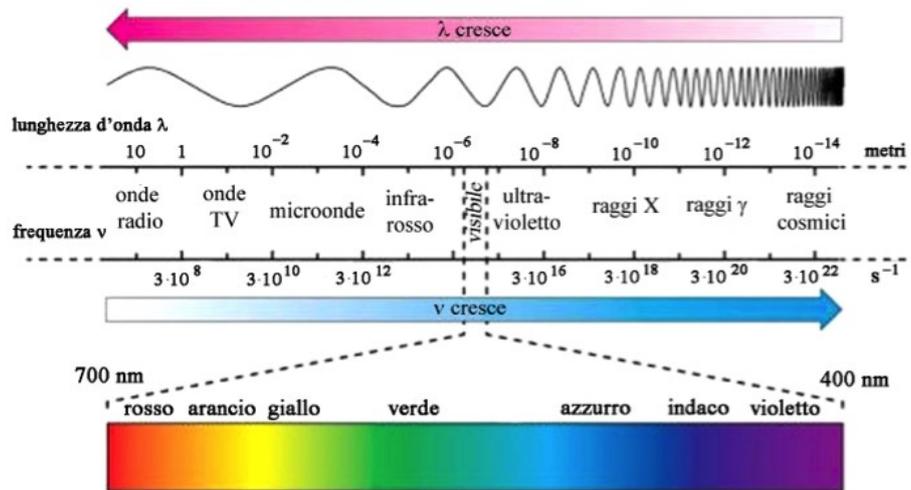


Fig. 2. Spettro della radiazione elettromagnetica.

Oltre ai campi di origine naturale, che hanno un effetto limitato su persone ed oggetti, le principali tecnologie che sfruttano questi fenomeni fisici nel contesto abitativo di una smart city sono:

- Linee per la distribuzione dell'energia elettrica
- Radio – TV
- Telefonia mobile
- RADAR
- Comunicazioni satellitari

che coprono lo spettro della radiazione elettromagnetica da 50 Hz con le linee di potenza a decine di GHz con i RADAR, come mostrato in Fig. 2. Le principali applicazioni possono essere considerate quelle di telefonia mobile, radio e TV e, pertanto, l'intervallo di frequenze su cui è condotto lo studio è stato scelto corrispondentemente. Inoltre, l'interazione tra la tamponatura e il campo elettromagnetico a bassa frequenza (50 ÷ 60 Hz) può ritenersi non particolarmente significativa in quanto il campo, caratterizzato da una lunghezza d'onda di circa 6000 km, penetra agevolmente gli elementi conduttori, che sono invece di spessore molto piccolo (frazioni di millimetri per le staffe metalliche e frazioni di micrometri per le armature del condensatore).

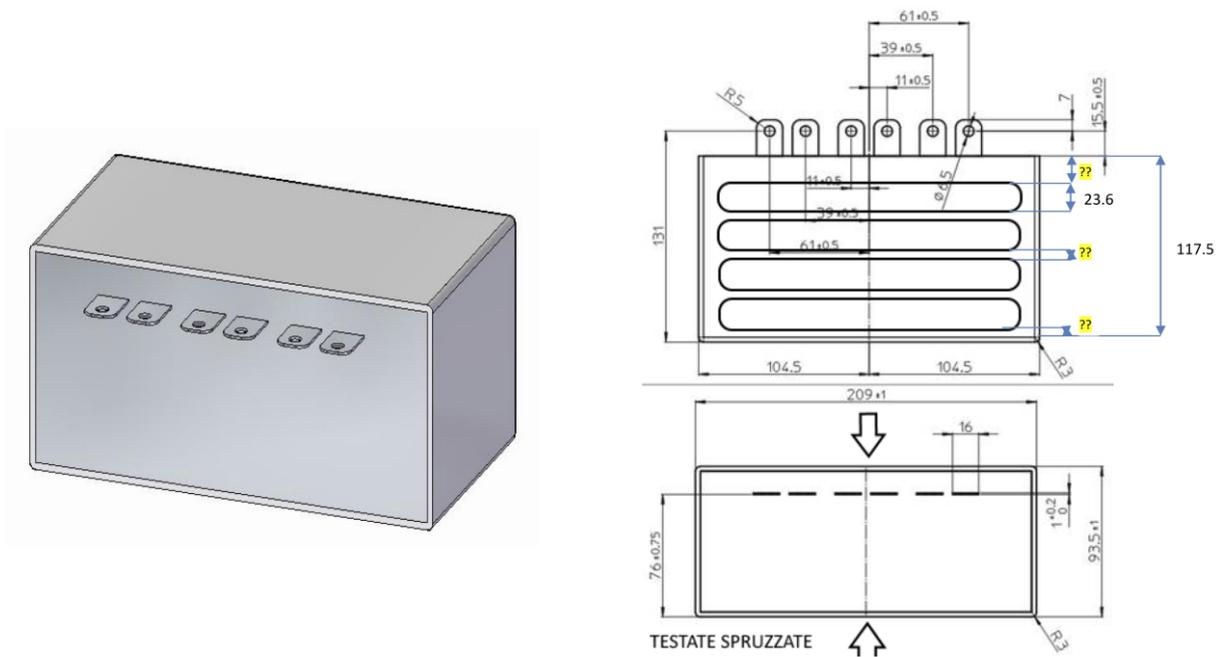
## 2 Descrizione delle attività svolte e risultati

### 2.1 Tamponatura ad accumulo elettrico integrato

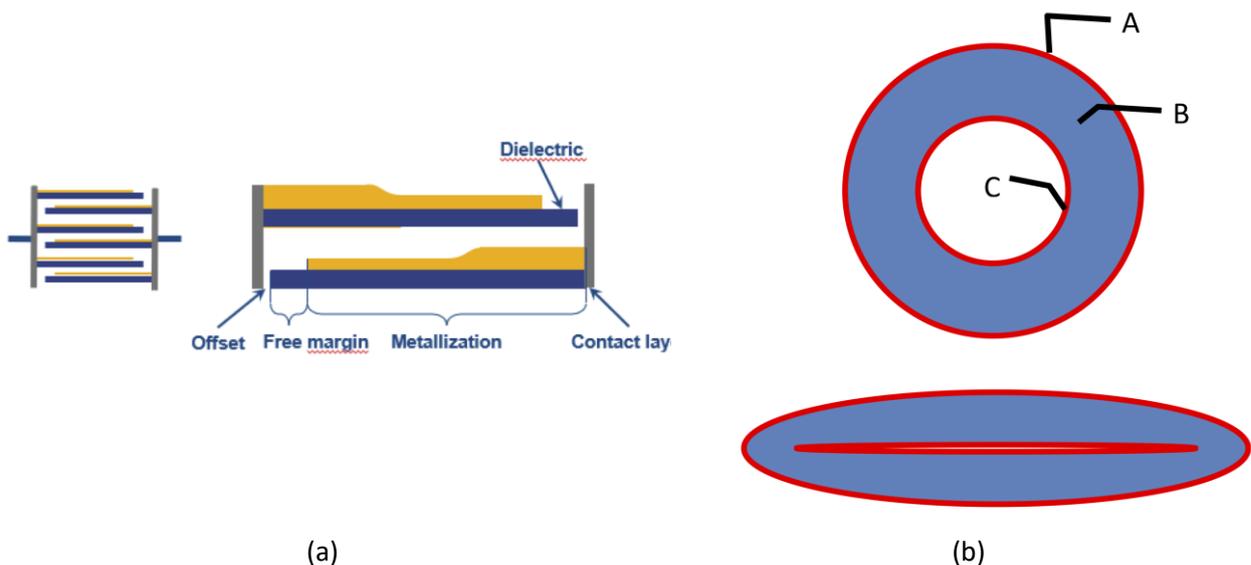
L'accumulatore KEMET C4E integrato nella tamponatura è raffigurato in Fig. 3, ove è possibile vedere anche il dettaglio della geometria con le relative dimensioni. Il condensatore è costituito da 4 elementi collegati in parallelo, ciascuno composto da un cilindro di film sottile. Uno schema di principio del condensatore è mostrato in Fig. 4 dove si evidenzia come esso sia costituito da uno o più pacchi di sottili fogli di materiale dielettrico metallizzato. In Tabella 1 per ciascuna delle tre parti A, B e C di cui si compone il cilindro sono riportati il numero degli strati, lo spessore del singolo strato, la funzione della parte, il tipo di dielettrico e lo spessore totale della parte. La metallizzazione ha uno spessore variabile che da un lato può essere di circa 150 nm e sulla parte attiva circa 10 – 15 nm. La metallizzazione è alluminio in zona attiva e zinco in zona di contatto. Lo spessore complessivo del cilindro schiacciato (dato dal doppio della somma degli spessori delle tre parti) è circa 23.6 mm.

È stato osservato come l'inserimento del pacco con i fogli paralleli alla struttura di contenimento offra una maggiore resistenza alla conduzione termica e alle vibrazioni acustiche in senso normale. Pertanto, il

condensatore può svolgere una duplice funzione: da una lato quella di accumulo energetico e dall'altro quella di isolamento termico e acustico. Lo scopo dell'indagine di questa linea di attività è verificare se il condensatore possa svolgere anche funzione di schermatura elettromagnetica. Questa verifica è stata condotta mediante software agli elementi finiti per il calcolo dei campi elettromagnetici. Data la complessità della struttura del condensatore multistrato, è stato sviluppato un modello da impiegare nelle simulazioni elettromagnetiche che richiedesse limitate risorse computazionali e che potesse ridurre i tempi di calcolo. A tale scopo, si è scelto di operare una semplificazione modellando il condensatore multistrato come struttura omogenea formata da un singolo strato di materiale artificiale, i cui parametri effettivi (conducibilità elettrica, permeabilità magnetica e permittività) sono ricavati partendo dalla struttura multistrato del condensatore.



(a) (b)  
Fig. 3. Accumulatore KEMET C4E (a) vista esterna, (b) geometria.



(a) (b)  
Fig. 4. Condensatore a film sottile (a), struttura cilindrica del condensatore (b).

Tabella 1. Struttura del condensatore a film sottile (vedi Fig. 4).

Parte	Numero strati	Funzione	Materiale	Spessore singolo strato (μm)	Spessore totale (μm)
A	10	protezione esterna	Polietilene tereftalato (PET)	25	250
B	2382	strati attivi	Polipropilene (PP)	4.8	11430
C	5	protezione interna	Polietilene tereftalato (PET)	25	125

## 2.2 Calcolo dell'efficienza di schermatura di uno schermo

L'azione schermante di uno schermo può essere valutata considerando la distribuzione del campo elettromagnetico in presenza sia dello schermo che della sorgente. In generale, la struttura del campo varia a seconda della geometria e dimensione degli oggetti che compongono il sistema, nonché dei materiali, e ogni sorgente genera una particolare distribuzione di campo elettromagnetico che incide sullo schermo (o oggetto inteso come tale) in maniera differente. Risulta quindi necessaria una definizione univoca di efficienza di schermatura (SE), che sia riferita in maniera precisa ad una particolare condizione di misura. Per ogni oggetto, la SE è definita come:

$$SE_{H,dB} = 20 \log_{10} \frac{H_0}{H_1} \quad (1)$$

oppure

$$SE_{E,dB} = 20 \log_{10} \frac{E_0}{E_1} \quad (2)$$

ove  $H_0$ ,  $E_0$  sono le ampiezze rispettivamente del campo magnetico ed elettrico in un punto dello spazio in assenza di schermo, e  $H_1$ ,  $E_1$  le ampiezze rispettivamente del campo magnetico ed elettrico nello stesso punto dello spazio in presenza di schermo. Da questa definizione segue che la SE è una grandezza positiva, perché il campo in assenza di schermo deve essere maggiore del campo in presenza di schermo. Inoltre, le (1) e (2) mostrano che esistono due definizioni per la SE a seconda che si consideri il campo magnetico o il campo elettrico. Quando l'ipotesi di quasi stazionarietà non è più soddisfatta (ovvero, a frequenza elevata) il campo magnetico e il campo elettrico sono correlati, pertanto le (1) e (2) coincidono.

Come campo incidente si considera un'onda piana [1]–[8] essendo questa la soluzione più semplice delle equazioni di Maxwell e che definisce la struttura del campo elettromagnetica di ogni sorgente quando si è sufficientemente lontani da essa. Inoltre, il valore esatto del campo prodotto da una sorgente arbitraria può essere espresso come sovrapposizione continua di onde piane elementari [8]. Un'onda piana originata da una sorgente con comportamento armonico nel tempo è definita tramite i vettori di campo magnetico ed elettrico, rispettivamente:

$$\hat{H} = \hat{H}_0 e^{-\bar{\gamma} \cdot \bar{r}} \quad (3)$$

$$\hat{E} = \hat{E}_0 e^{-\bar{\gamma} \cdot \bar{r}} \quad (4)$$

ove  $\hat{H}_0$  e  $\hat{E}_0$  sono vettori complessi costanti,  $\bar{\gamma}$  il vettore d'onda e  $\bar{r}$  il vettore direzione dell'onda.

Esiste poi un'analogia tra il modo in cui uno schermo elettromagnetico trasmette un'onda piana uniforme e quello in cui una linea di trasmissione trasmette corrente e tensione, espresso dall'analogia tra le equazioni dei telegrafisti e le equazioni delle onde armoniche [9]:

$$\frac{d}{dx}\hat{V}(x) = -\hat{z}\hat{I}(x) \leftrightarrow \frac{d}{dx}\hat{E}(x) = -j\omega\mu\hat{H}(x) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dx}\hat{I}(x) = -\hat{y}\hat{V}(x) \leftrightarrow \frac{d}{dx}\hat{H}(x) = -(\sigma + j\omega\epsilon)\hat{E}(x) \quad (6)$$

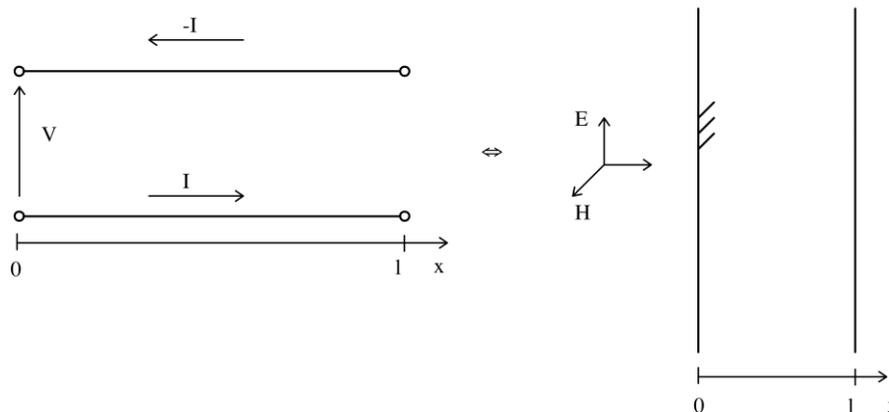
dove  $\hat{V}(x)$  e  $\hat{I}(x)$  sono i fasori associati rispettivamente alla tensione e corrente della linea bifilare nella generica sezione di ascissa  $x$ ,  $\hat{z}$  e  $\hat{y}$  sono rispettivamente l'impedenza longitudinale e l'ammettenza trasversale della linea per unità di lunghezza,  $\hat{E}(x)$  e  $\hat{H}(x)$  sono le funzioni complesse rappresentative rispettivamente del campo elettrico e del campo magnetico a una generica ascissa nella direzione di propagazione dell'onda,  $\omega$  è la pulsazione dei campi e  $\mu$ ,  $\epsilon$ ,  $\sigma$  sono rispettivamente la permeabilità magnetica, la permittività e la conducibilità elettrica dello schermo. Si definiscono poi la costante di propagazione  $\hat{\gamma}$  dello schermo come:

$$\hat{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (7)$$

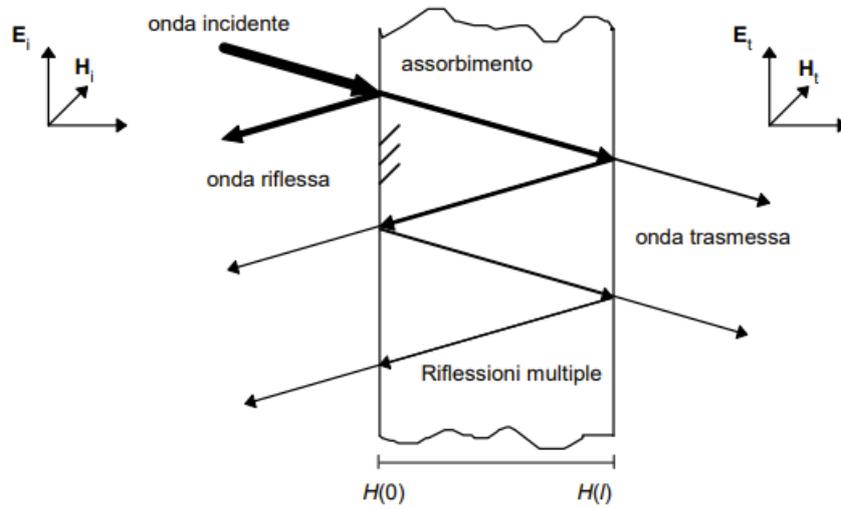
e l'impedenza intrinseca dello schermo  $\hat{\eta}$  come:

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (8)$$

Come si può notare, le equazioni scritte in termini di tensione e corrente sono formalmente analoghe a quelle scritte in termini rispettivamente di campo elettrico e di campo magnetico. L'analogia è mostrata in Fig. 5.



**Fig. 5. Analogia tra la propagazione di tensione e corrente in una linea di trasmissione e la propagazione di un'onda piana uniforme attraverso uno schermo.**



**Fig. 6. Penetrazione di un'onda piana incidente in uno strato di materiale omogeneo. Onda incidente, trasmessa, riflessa.**

Analogamente a quanto si verifica nelle linee bifilari, l'onda elettromagnetica incidente sullo schermo viene riflessa se l'impedenza dello schermo  $\hat{\eta}$  è diversa dall'impedenza del mezzo della regione sorgente, in questo caso considerato il vuoto quindi  $\hat{\eta}_0$ . Per la continuità della componente tangente del campo elettrico e di quella tangente del campo magnetico in assenza di correnti superficiali, si può scrivere

$$\hat{E}^i + \hat{E}^r = \hat{E}^t \quad (9)$$

$$\hat{H}^i - \hat{H}^r = \hat{H}^t \quad (10)$$

ove  $\hat{H}^i$  e  $\hat{E}^i$  sono i campi incidenti sullo schermo,  $\hat{H}^t$  e  $\hat{E}^t$  i campi trasmessi e  $\hat{H}^r$  e  $\hat{E}^r$  quelli riflessi. Si può definire il coefficiente di riflessione del campo elettromagnetico come:

$$\hat{\rho} = \frac{\hat{E}^r}{\hat{E}^i} \quad (11)$$

o, in modo equivalente, sfruttando (9) e (10),

$$\hat{\rho} = \frac{\hat{\eta} - \hat{\eta}_0}{\hat{\eta} + \hat{\eta}_0} \quad (12)$$

Definendo poi

$$\hat{p} = \frac{4\hat{\eta}_0\hat{\eta}}{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2} \quad (13)$$

e

$$\hat{q} = \frac{(\hat{\eta}_0 - \hat{\eta})^2}{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2} \quad (14)$$

si può scrivere l'efficienza di schermatura dello schermo come:

$$SE_{dB} = 20 \log|e^{\hat{\gamma}t}| - 20 \log|\hat{p}| + 20 \log|1 - \hat{q}e^{-2\hat{\gamma}t}| = A + R + B \quad (15)$$

ove il termine  $A$  rappresenta l'attenuazione del campo dovuta alle perdite o alla penetrazione nello schermo (perdite per assorbimento),  $R$  le perdite per riflessione e  $B$  le perdite dovute alle riflessioni multiple all'interno dello schermo. La Fig. 6 mostra la penetrazione di un'onda piana incidente in uno strato di materiale omogeneo.

A frequenze elevate e, in particolare, in condizioni di campo lontano, il campo elettrico ed il campo magnetico non possono essere considerati separatamente e l'efficienza di schermatura può essere definita in termini di flusso di potenza  $P$  come:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \frac{P_0}{P_1} \quad (16)$$

dove  $P_0$  e  $P_1$  rappresentano il flusso del vettore di Poynting in una certa regione di spazio in assenza e in presenza dello schermo, rispettivamente.

Qualora lo schermo in esame non sia omogeneo ma bensì costituito da diversi elementi anche di geometria complessa, questa analisi permette comunque di ricavare utili indicazioni sul carattere schermante di ogni singolo componente. Risulta infatti evidente come gli elementi con alta conducibilità elettrica giochino un ruolo chiave, per il disadattamento di impedenza che produce elevate perdite per riflessione, mentre è possibile trascurare l'effetto di tutti quei componenti che hanno proprietà simili a quelle del vuoto. Inoltre, la costante di propagazione del campo nello schermo evidenzia l'effetto dello spessore di quest'ultimo, comparando come argomento degli esponenziali. Maggiore infatti sarà lo spessore, maggiori potranno essere le perdite per assorbimento, qualora il materiale presenti una conducibilità non nulla.

### 2.3 Metodi numerici per il calcolo dei campi elettromagnetici

In generale, il calcolo dei campi elettromagnetici in una certa regione di spazio richiede che siano risolte le equazioni di Maxwell nel dominio di interesse, che può comprendere diversi oggetti con le più svariate geometrie, rendendo la soluzione analitica del problema pressoché impossibile da ottenere. Si rende quindi necessario adottare metodi numerici approssimati per la soluzione delle equazioni di Maxwell, quali il metodo dei momenti (MOM), il metodo delle differenze finite nel dominio del tempo (FDTD), il metodo degli elementi finiti (FEM) e altri ancora. Questi metodi vengono utilizzati tipicamente per il progetto e analisi di antenne, il progetto e lo studio di circuiti a microonde e l'analisi di problemi di scattering e assorbimento. Per le analisi di questa linea di attività viene utilizzato il metodo FEM, che consente di affrontare agilmente problemi con geometrie complesse quale quello in esame. Questo è possibile in quanto il metodo agli elementi finiti suddivide il dominio (regione di studio) in svariati elementi di geometria nota, permettendo quindi di approssimare oggetti di forma anche complessa con semplici poligoni, come per esempio triangoli o quadrilateri (problemi 2D) e tetraedri (problemi 3D). A differenza del metodo FDTD, che approssima il dominio come una serie di punti e linearizza le derivate, il metodo FEM consente di preservare la forma delle equazioni differenziali, che però vengono risolte nei singoli elementi di geometria nota e semplice [10], [11]. Ogni elemento è infatti considerato un campo di integrazione numerica di caratteristiche omogenee e la griglia risultante dalla discretizzazione è chiamata 'mesh'. È importante notare che le regioni del dominio in cui sono presenti discontinuità nel materiale necessitano dell'introduzione delle condizioni di raccordo. Questo

richiede una discretizzazione molto più precisa poiché, in quelle porzioni di spazio, il campo varia in maniera più sensibile. Questo problema è chiaramente enfatizzato in presenza di discontinuità nette della geometria, come spigoli e punte. In generale, le problematiche che una soluzione approssimata comporta sono principalmente legate a:

- Errori di approssimazione della soluzione legata agli errori di discretizzazione del dominio
- Errori numerici introdotti dal calcolatore
- Necessità di grandi potenze di calcolo (soprattutto per avere soluzioni accurate)

Lo sforzo computazionale richiesto per l'implementazione del metodo FEM è ovviamente strettamente correlato alla dimensione del dominio e alla geometria degli oggetti di cui ne fanno parte. Nella maggior parte dei problemi ingegneristici, le strutture da analizzare sono costituite da molti corpi di geometria e materiali diversi, talvolta caratterizzati da comportamenti non lineari. Pertanto, senza opportuni accorgimenti, la generazione della mesh e la soluzione del problema risultano molto dispendiosi. L'analisi descritta nel seguito non fa eccezione: dovendo valutare l'effetto della tamponatura sul campo elettromagnetico, i diversi elementi che costituiscono il dispositivo (supporti, elettrodi, condensatore, contatti elettrici) con relativi fori e saldature richiedono una mesh molto fitta, specie in prossimità delle superfici di discontinuità, aumentando notevolmente i requisiti per analizzare il problema. Affinché la soluzione del problema sia sufficientemente accurata, la mesh deve discretizzare efficacemente ogni regione dell'oggetto ed essendo le varie parti che compongono la tamponatura molto diverse in dimensione, spessore e materiale questo richiede un numero elevatissimo di elementi. In questo contesto, si sottolinea come la struttura del condensatore sia particolarmente complicata da gestire. Esso è infatti composto da quattro cilindri composti da strati alternati di dielettrico e metallo con spessori nell'ordine dei micrometri. La dimensione degli elementi che discretizzano l'involucro può tranquillamente essere dell'ordine dei millimetri, mentre per gli strati di dielettrico e metallo del condensatore sono necessari elementi con dimensioni di frazioni di micrometri. Per ovviare a questo problema si è deciso di considerare il condensatore come un unico elemento omogeneo caratterizzato da valori effettivi di permeabilità magnetica  $\mu$ , permittività  $\epsilon$  e conducibilità elettrica  $\sigma$ , che sono stati determinati mediante la procedura descritta nel seguito. Ulteriori semplificazioni della geometria sono state introdotte eliminando gli oggetti che ragionevolmente non interagiscono con il campo elettromagnetico, quali il materiale riempitivo e i contatti elettrici del condensatore, mantenendo però nel modello la struttura metallica composta da tubolari di acciaio a sezione quadrata.

#### 2.4 Estrazione dei parametri del singolo strato di materiale artificiale

È stata quindi svolta una ricerca bibliografica per individuare i metodi introdotti in letteratura per la caratterizzazione di materiali schermanti. Alcuni dei metodi sono tecniche di omogeneizzazione che estraggono i parametri effettivi dei materiali (per esempio, permeabilità magnetica e permittività) da misure sperimentali dei parametri  $S$  [12], [13]; altri metodi [14]–[16] sono applicati alla sintesi di un singolo strato di materiale artificiale avente le stesse proprietà elettromagnetiche di uno schermo conduttivo con lo scopo di evitare una discretizzazione fine del materiale, riducendo così i tempi di calcolo. Poiché il condensatore dell'accumulatore in esame ha una struttura multistrato, si è reso necessario individuare metodologie che consentissero di rappresentare efficacemente questo tipo di strutture, quali quelle basate sulla matrice di trasmissione [17]–[19]. Applicando la metodologia illustrata in [17], basata sull'analogia tra la propagazione delle onde di campo elettrico e di campo magnetico e della tensione e della corrente in una linea di trasmissione, uno schermo multistrato può essere rappresentato da una matrice di trasmissione  $[\hat{T}]$  ottenuta dal prodotto delle matrici di trasmissione rappresentative di ogni strato:

$$[\hat{T}] = [\hat{T}_1][\hat{T}_2][\hat{T}_3] \cdots = \prod_{k=1}^n [\hat{T}_k] \quad (17)$$

In base alla teoria delle linee di trasmissione, la matrice  $[\hat{T}_k]$  del generico strato  $k$ -esimo è definita come

$$[\hat{T}_k] = \begin{bmatrix} \cosh(\hat{\gamma}_k l_k) & -\cosh(\hat{\gamma}_k l_k)/\hat{\eta}_k \\ -\hat{\eta}_k \sinh(\hat{\gamma}_k l_k) & \cosh(\hat{\gamma}_k l_k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

ove  $\hat{\gamma}_k$  e  $\hat{\eta}_k$  sono rispettivamente le costanti di propagazione e l'impedenza intrinseca dello strato  $k$ -esimo, definite dalle (7) e (8), e  $l_k$  è lo spessore del generico strato. La rappresentazione di un condensatore multistrato mediante le matrici di trasmissione è mostrata in Fig. 7. In un condensatore multistrato a strati alternati le matrici  $[\hat{T}_k]$  di indice pari sono pertanto tutte uguali tra loro, così come quelle di indice dispari. In una struttura a strati alternati le matrici del tipo (18), se moltiplicate in numero dispari con la (17), danno una matrice di trasmissione totale che è ancora del tipo (18):

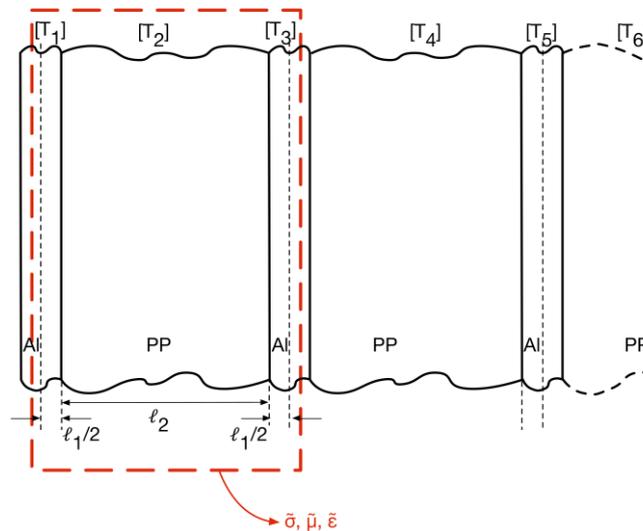
$$[\hat{T}] = \begin{bmatrix} \cosh(\hat{\gamma} l) & -\cosh(\hat{\gamma} l)/\hat{\eta} \\ -\hat{\eta} \sinh(\hat{\gamma} l) & \cosh(\hat{\gamma} l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{T}_{11} & \hat{T}_{12} \\ \hat{T}_{21} & \hat{T}_{22} \end{bmatrix} \quad (19)$$

da cui si possono ottenere i parametri effettivi in funzione dei parametri della matrice  $[\hat{T}]$ :

$$\hat{\gamma} = \frac{\cosh^{-1}(\hat{T}_{11})}{l} \quad (20)$$

$$\hat{\eta} = -\frac{\sinh[\cosh^{-1}(\hat{T}_{11})]}{\hat{T}_{12}} \quad (21)$$

Partendo quindi da una struttura a tre strati del condensatore (metallo-polipropilene-metallo, evidenziata nella Fig. 7), in cui si sono considerati gli spessori e i parametri fisici reali del condensatore, si è ottenuta la matrice di trasmissione (19), i cui elementi hanno consentito di determinare la costante di propagazione (20) e l'impedenza caratteristica (21) effettive.



**Fig. 7. Rappresentazione di un condensatore multistrato mediante le matrici di trasmissione. In evidenza la "cella" base che si ripete nella struttura.**

Considerando ora le (7) e (8), si osserva che sussistono le seguenti relazioni tra questi parametri e i parametri effettivi di conducibilità elettrica  $\tilde{\sigma}$ , permeabilità magnetica  $\tilde{\mu}$ , e permittività  $\tilde{\epsilon}$ :

$$\frac{\hat{\gamma}}{\hat{\eta}} = \tilde{\sigma} + j\omega\tilde{\epsilon} \quad (22)$$

$$\frac{\hat{\gamma}\hat{\eta}}{j\omega} = \tilde{\mu} \quad (23)$$

Dalla (23) si nota che la permeabilità magnetica effettiva  $\tilde{\mu}$  è in generale una grandezza complessa. Queste relazioni consentono pertanto di estrarre parametri effettivi di conducibilità elettrica  $\tilde{\sigma}$ , permeabilità magnetica  $\tilde{\mu}$ , e permittività  $\tilde{\epsilon}$ :

$$\tilde{\sigma} = \text{Re} \left[ \frac{\hat{\gamma}}{\hat{\eta}} \right] \quad (24)$$

$$\tilde{\epsilon} = \frac{1}{\omega} \text{Im} \left[ \frac{\hat{\gamma}}{\hat{\eta}} \right] \quad (25)$$

$$\tilde{\mu} = \frac{\hat{\gamma}\hat{\eta}}{j\omega} \quad (26)$$

Mediante questa procedura, il condensatore multistrato può essere così ridotto a una struttura omogenea formata da un singolo strato avente lo stesso spessore del condensatore schiacciato (ottenuto moltiplicando lo spessore della cella base, ovvero  $(l_1 + l_2) \times 2382$ , e a cui sono attribuiti i parametri effettivi così estratti.

Alla frequenza di 1 GHz, considerando i parametri per gli strati metallo/polipropilene specificati in **Tabella 2**, dalle (24)(26) si ottengono i seguenti parametri effettivi per il condensatore:

$$\tilde{\sigma} = 109035 \text{ (S m}^{-1}\text{)} \quad (27)$$

$$\tilde{\epsilon}_r = 3252 \quad (28)$$

$$\tilde{\mu}_r = 0.999 - j0.003 \quad (29)$$

ove  $\tilde{\epsilon}_r$  e  $\tilde{\mu}_r$  sono rispettivamente la permittività relativa effettiva e la permeabilità magnetica effettiva.

**Tabella 2. Parametri del condensatore a film sottile (vedi Fig. 4).**

Materiale	Conducibilità elettrica (S m <sup>-1</sup> )	Permittività relativa	Permeabilità magnetica relativa	Spessore singolo strato (μm)
Alluminio	3.5 10 <sup>7</sup>	1	1	15 10 <sup>-3</sup>
Polipropilene (PP)	5.5 10 <sup>-14</sup>	2.2	1	4.8

## 2.5 Simulazioni elettromagnetiche agli elementi finiti

La simulazione numerica tramite metodo FEM prevede tre passaggi principali:

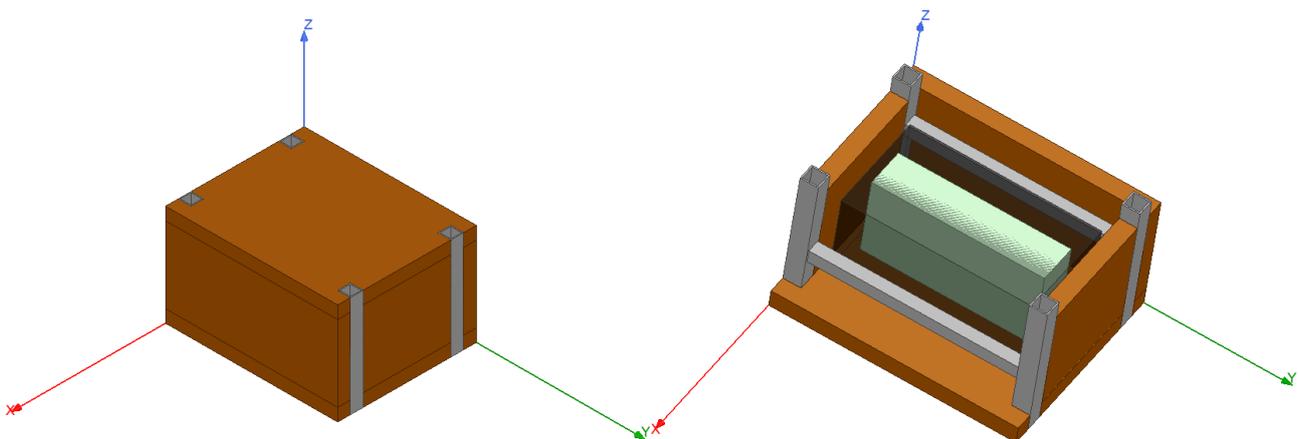
1. definizione del modello e del dominio, quindi geometrie e materiali
2. definizione delle sorgenti e impostazione delle condizioni al contorno
3. impostazione dei parametri del solutore (frequenza, errore massimo, ecc.)

Come primo passo è stato sviluppato nel software un modello della tamponatura in cui il condensatore è stato rappresentato come un blocco di materiale artificiale e da cui sono stati esclusi gli elementi caratterizzati da proprietà simili a quelle del vuoto. Il modello utilizzato nelle simulazioni è mostrato in Fig. 8, in cui si può notare il parallelepipedo di materiale omogeneo che rappresenta il condensatore multistrato dell'accumulatore KEMET. Si noti che sono stati anche modellati i tubolari di metallo utilizzati per l'assemblaggio delle tamponature, necessari per realizzare una parete ad accumulo energetico come previsto dal progetto.

Per valutare numericamente l'efficienza di schermatura della tamponatura è necessario porsi nelle condizioni descritte in Sez. 2.2. L'oggetto in analisi deve quindi essere illuminato da un'onda piana (che incida perpendicolarmente sullo schermo) proveniente da un mezzo con le caratteristiche del vuoto e deve essere valutato l'attenuazione di quest'onda a valle dell'oggetto schermato. Questo effetto può essere valutato in termini di attenuazione del campo elettrico, magneti o della potenza trasportata dall'onda (vettore di Poynting). In analogia con le prove sperimentali, si è scelto di calcolare l'efficienza di schermatura valutando la potenza trasferita tra le regioni a monte e a valle della tamponatura, utilizzando la (16). In generale, è possibile associare a ogni generico sistema elettromagnetico multi-porta una matrice di parametri detta "matrice di scattering", i cui elementi sono parametri che legano la potenza incidente e riflessa alle varie porte del sistema. In questo caso le porte sono due ed è pertanto possibile definire la matrice di scattering come:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (30)$$

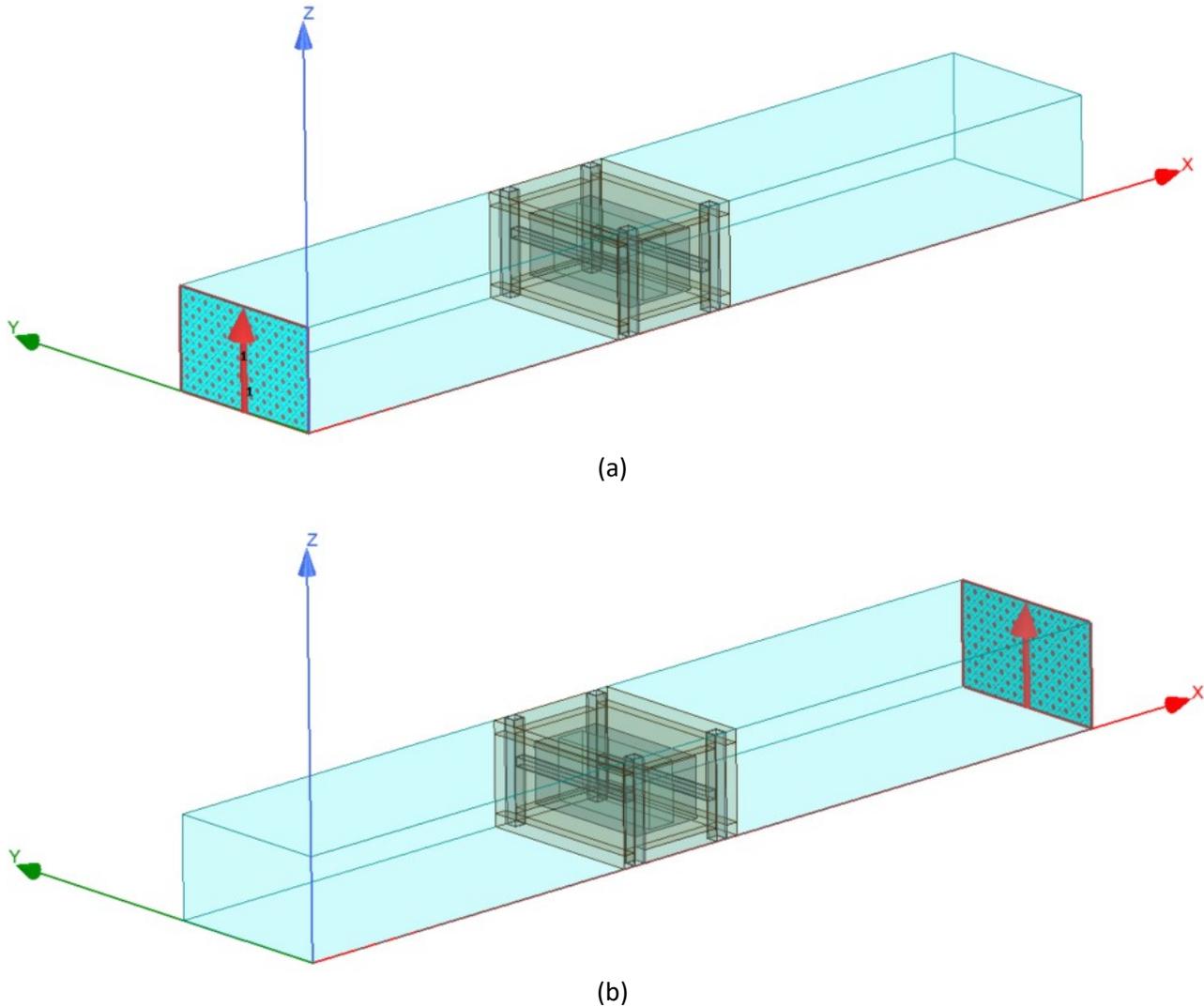
dove i termini  $a_1$  e  $a_2$  rappresentano le onde di potenza incidente alle porte 1 e 2, rispettivamente, e  $b_1$  e  $b_2$  rappresentano le onde di potenza riflessa alle porte 1 e 2, rispettivamente. L'efficienza di schermatura corrisponde quindi al valore del parametro  $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ , che rappresenta il coefficiente di trasmissione.



**Fig. 8. Modello di tamponatura utilizzato nel software di simulazione elettromagnetica. Nella figura di destra è visibile il singolo strato di materiale artificiale modellato con i parametri effettivi ricavati dal condensatore multistrato.**

Essendo interessati all'interazione dell'oggetto con l'onda nella sola direzione di propagazione di quest'ultima, si è scelto di utilizzare come dominio un parallelepipedo, rappresentato in azzurro chiaro in Fig.

9, che si sviluppa nella direzione di propagazione  $x$  dell'onda piana e la cui sezione longitudinale ha le stesse dimensioni della faccia della tamponatura su cui incide l'onda. Si noti inoltre che in questo modo si evita che parte del campo elettromagnetico si propaghi senza attraversare la tamponatura. Si può quindi procedere con il passaggio successivo, ovvero la definizione delle sorgenti e l'impostazione delle condizioni al contorno.



**Fig. 9. Modello di tamponatura inserito nel dominio di simulazione per valutazione dell'efficienza di schermatura: a) porta di ingresso, b) porta di uscita.**

In questo caso, avendo scelto di calcolare l'efficienza di schermatura tramite la definizione (16), è necessario impostare due porte: la prima in cui la potenza viene iniettata e la seconda in cui viene calcolata. Le due porte sono state quindi definite imponendo la condizione di eccitazione "wave port", che richiede di scegliere una superficie del modello come "porta" in cui iniettare e calcolare la potenza.

La prima porta, quella mediante la quale si inietta la potenza  $P_0$  nella guida d'onda, è visibile in Fig. 9 (a) e corrisponde a una delle superfici del parallelepipedo che rappresenta il dominio. La seconda è invece definita in corrispondenza della superficie parallela alla prima porta, evidenziata in Fig. 9 (b). La potenza ricevuta  $P_2$  è calcolata sulla seconda porta come:

$$P_2 = \oint_{S_2} \vec{E} \wedge \vec{H} \cdot d\vec{S}_2 \quad (31)$$

dove  $S$  è la superficie della porta ed  $\vec{E}$  e  $\vec{H}$  sono i vettori rispettivamente campo elettrico e campo magnetico che insistono sulla porta. L'efficienza di schermatura, qualsiasi sia la definizione adottata, deve essere

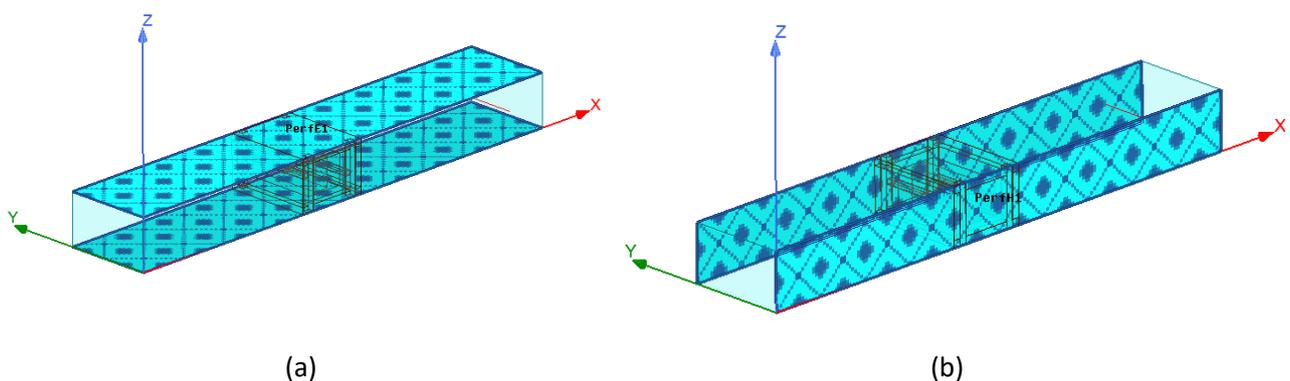
valutata considerando l'oggetto schermante illuminato da un'onda piana. È quindi quest'onda responsabile del trasferimento di potenza tra le due porte.

Com'è noto, un'onda piana, definita matematicamente dalle (3) e (4), presenta le componenti di campo elettrico e magnetico tra loro perpendicolari e, a loro volta, perpendicolari alla direzione di propagazione dell'onda. La direzione del vettore di campo elettrico indica la polarizzazione dell'onda e si è scelta diretta lungo l'asse  $z$  con segno positivo, mentre l'onda si propaga nella direzione delle  $x$  positive; questa configurazione di campo è denominata "polarizzazione verticale". Pertanto, il vettore di campo magnetico è diretto secondo l'asse  $y$  nel verso delle  $y$  negative. Questa configurazione di campo è stata ottenuta imponendo che le superfici del dominio con orientazione della normale parallela al vettore di campo elettrico fossero di materiale perfettamente conduttore e quelle caratterizzate da normale parallela al vettore di campo magnetico di materiale con permeabilità magnetica infinita. In questo modo, le componenti di campo elettrico in prossimità del confine perfettamente conduttore del dominio risultano ad esso perpendicolari; in maniera analoga, lo stesso avviene per linee di forza del campo magnetico in prossimità delle superfici ad alta permeabilità magnetica.

Poiché la guida d'onda presenta le caratteristiche del vuoto, le linee di campo elettrico e magnetico non subiscono variazioni rispetto alla configurazione che assumono in corrispondenza delle superfici del dominio, portando così alla struttura di campo desiderata. Le condizioni al contorno sono state scelte in modo tale da imporre la propagazione dell'onda piana nella guida d'onda (parallelepipedo azzurro) secondo la direzione  $+x$ , ovvero imponendo che il campo elettrico sia sempre diretto secondo l'asse  $z$  e quello magnetico secondo l'asse  $y$ . Pertanto, i versi del campo elettrico e di quello magnetico sono stati definiti imponendo:

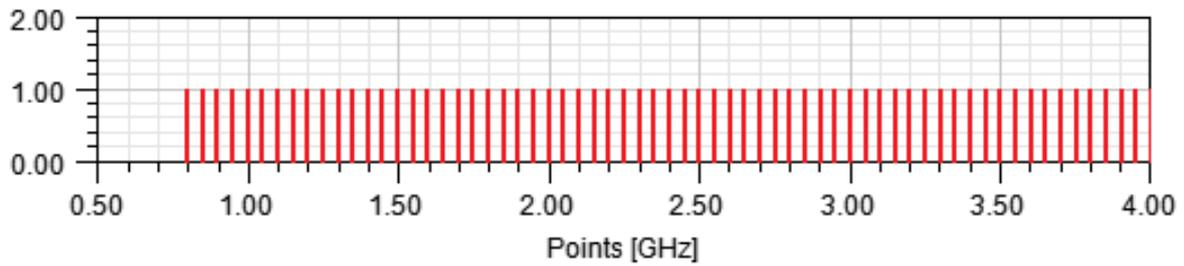
- superfici parallele al piano  $xy$  perfettamente conduttrici Fig. 10 (a)
- superfici parallele al piano  $xz$  di altissima permeabilità magnetica Fig. 10 (b)

che sono comunque condizioni ideali volte solo a garantire che sia preservata la struttura di campo desiderata. L'onda piana risulta quindi incidere perpendicolarmente (direzione  $x$ ) sulla superficie laterale della tamponatura (parallela al piano  $yz$ ). Per ottenere una polarizzazione orizzontale dell'onda è necessario scambiare le direzioni dei vettori di campo elettrico e magnetico e ciò si può facilmente ottenere imponendo la condizione di conduttore perfetto sulle superfici parallele al piano  $xz$  e altissima permeabilità magnetica sulle superfici parallele al piano  $xy$ .



**Fig. 10. Condizioni di raccordo per il campo elettromagnetico.**

Il terzo passaggio consiste nella definizione dei parametri della simulazione. Per uniformarsi alle indagini sperimentali, l'intervallo di frequenze in cui è stata condotta l'analisi è  $800 \text{ MHz} \div 4 \text{ GHz}$ , con incrementi di frequenza di  $0.05 \text{ GHz}$  da  $1 \text{ GHz}$  a  $4 \text{ GHz}$ . I valori di frequenza analizzati sono rappresentati in Fig. 11.

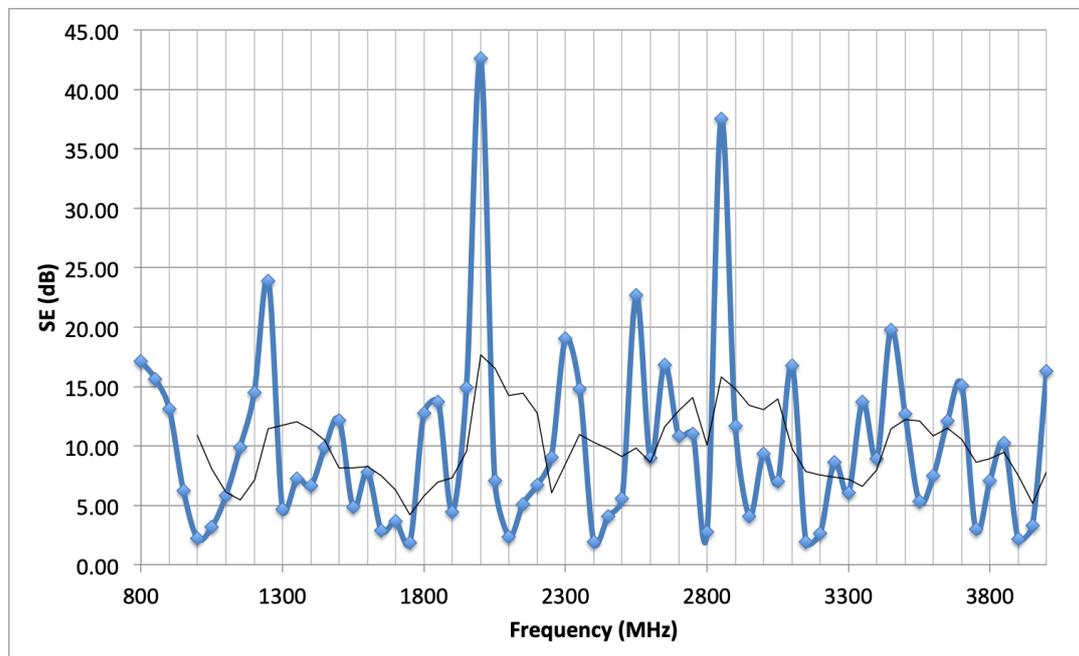


**Fig. 11. Frequenze analizzate dal software di simulazione elettromagnetica.**

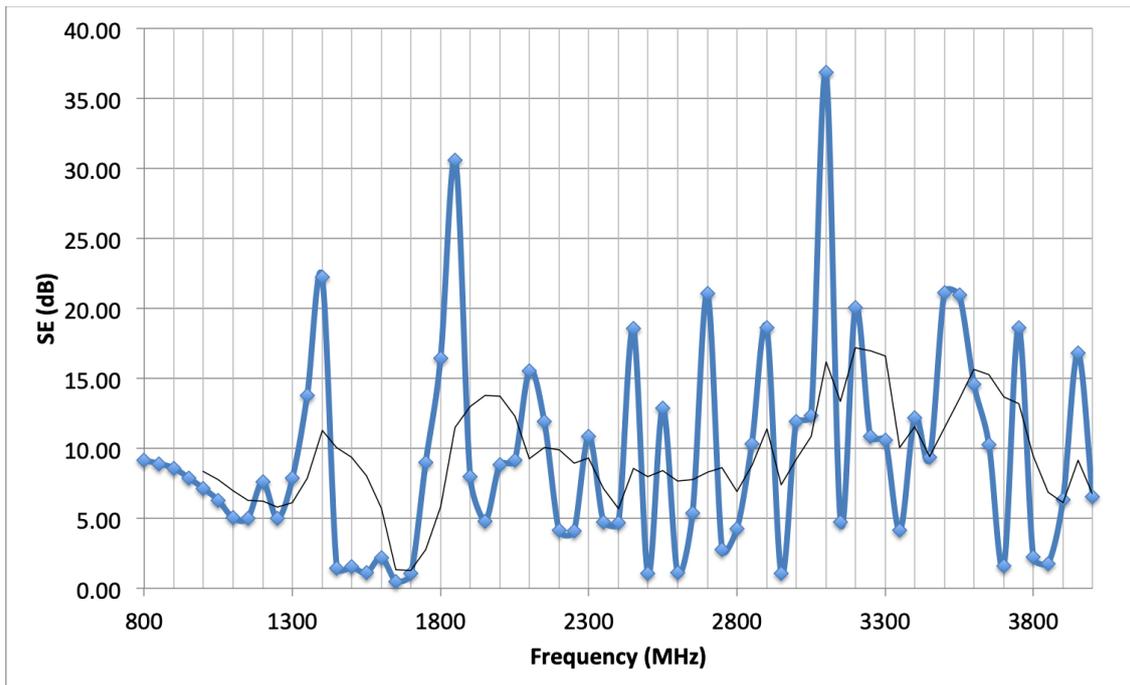
L'errore massimo è stato fissato a 0.02 in termini di variazione di ampiezza del parametro  $S$  calcolato tra due passi successivi ( $\Delta S$ ), utilizzando funzioni di base del primo ordine per il solutore diretto. Se la grandezza e la fase di tutti i parametri  $S$  variano di una quantità inferiore al massimo valore  $\Delta S$  per singolo passo da un'iterazione all'altra, l'analisi adattiva si interrompe. Altrimenti, essa prosegue fino a raggiungere il numero di passi impostato.

In Fig. 12 la curva blu rappresentata l'efficienza di schermatura nel caso di polarizzazione orizzontale del campo incidente. La curva nera rappresenta invece la corrispondente media mobile. I valori presentano una certa variabilità nell'intervallo di frequenza, con valori che oscillano mediamente tra 2 dB a 1.7 GHz e 17 dB a 3.2 GHz. Si notano due picchi dell'efficienza di schermatura di 42 dB e 37 dB rispettivamente a 2 GHz e 2.8 GHz.

Analogamente, in Fig. 13 la curva blu rappresentata l'efficienza di schermatura nell'intervallo di frequenze 0.8÷4 GHz ottenuta con polarizzazione verticale del campo e la curva nera la media mobile corrispondente. Anche in questo caso, in generale i valori sono molto variabili; in particolare, emergono due picchi a 1.85 GHz e 3.1 GHz. L'efficienza di schermatura oscilla tra qualche dB e circa 17 dB.



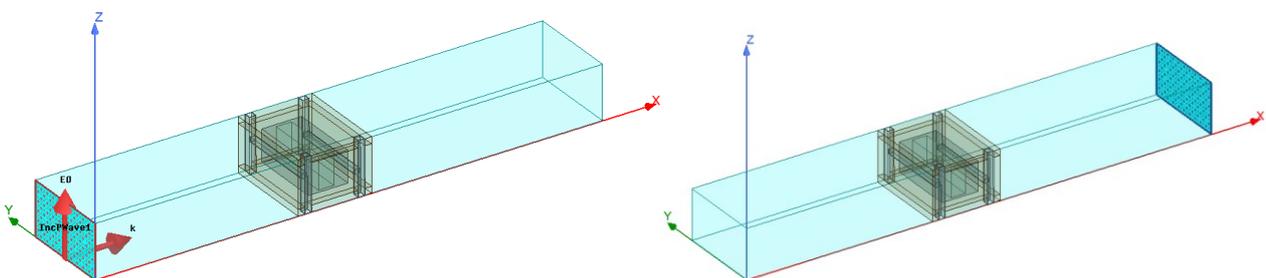
**Fig. 12. Efficienza di schermatura della tamponatura nel caso di polarizzazione orizzontale dell'onda incidente. La curva nera rappresenta la media mobile a partire da 1 GHz.**



**Fig. 13. Efficienza di schermatura della tamponatura nel caso di polarizzazione verticale dell'onda incidente. La curva nera rappresenta la media mobile a partire da 1 GHz.**

A causa della complessità della struttura e delle sue dimensioni, confrontabili con la lunghezza d'onda del campo incidente (decine di cm nell'intervallo considerato), è possibile che si verifichino fenomeni che producono un'amplificazione o una riduzione del campo elettromagnetico al variare della frequenza, con conseguente variabilità dell'efficienza di schermatura.

Uno studio più approfondito dell'effetto della tamponatura sul campo elettromagnetico è stato inoltre condotto valutando il comportamento del campo elettrico in prossimità della tamponatura. Per queste simulazioni si è scelto di eccitare la guida d'onda con un'onda piana polarizzata verticalmente (vedi Fig. 14(a)) e di adattare la guida d'onda, ovvero si è imposta la condizione di perfetto assorbimento del campo incidente (vedi Fig. 14. (b)) nella sezione terminale del dominio (parallelepipedo) di studio. Per preservare la struttura di campo tipica dell'onda piana, le condizioni sulle altre facce della guida sono rimaste le stesse descritte per il calcolo dell'efficienza di schermatura.



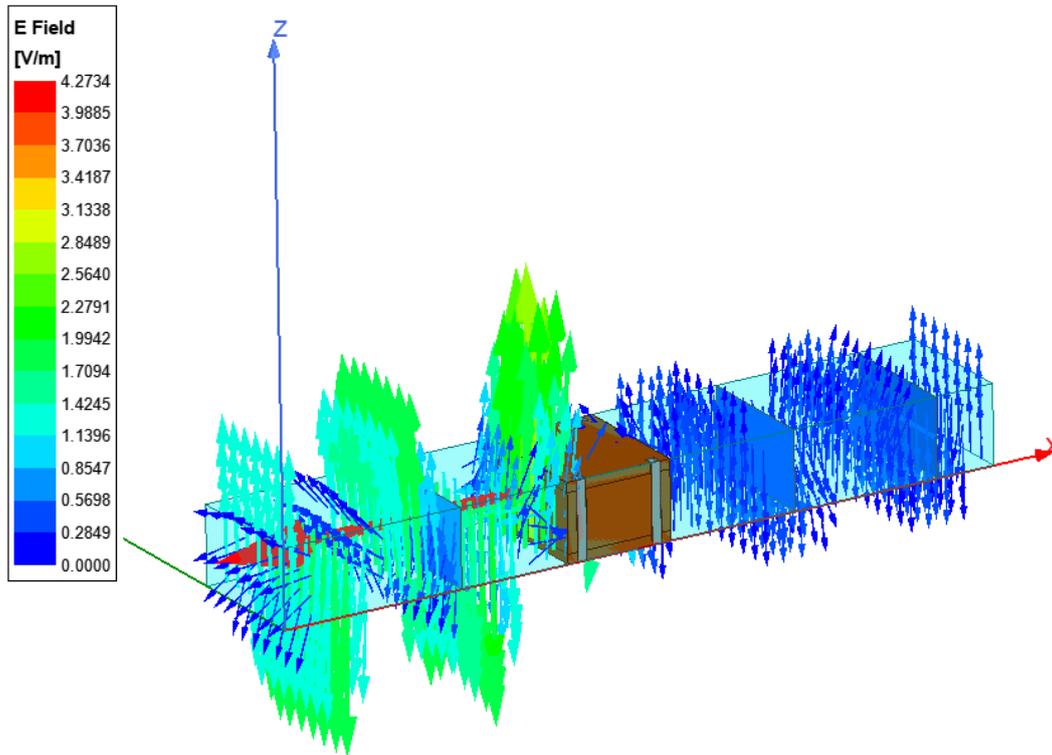
**Fig. 14. Guida d'onda con evidenziata (a) l'eccitazione (b) la superficie di terminazione del dominio.**

Il campo elettrico di eccitazione dell'onda piana ha un'ampiezza di 1 V/m e, pertanto, il corrispondente campo magnetico può essere calcolato come:

$$H_0 = \frac{E_0}{\eta_0} \quad (32)$$

ove  $\eta_0 = 377 \Omega$ .

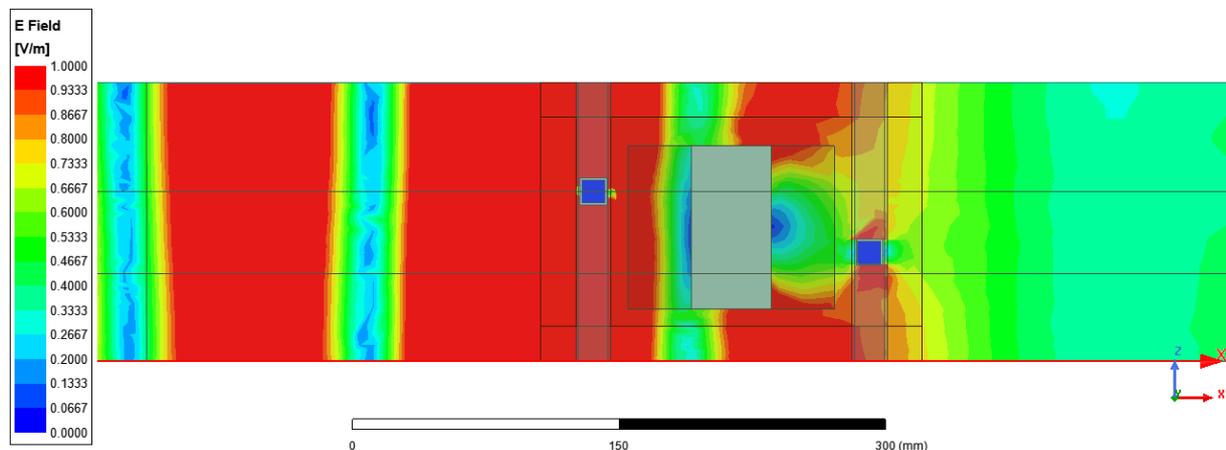
In Fig. 15 è mostrato l'andamento vettoriale dei campi ottenuti dal software elettromagnetico, con un errore nella soluzione prossimo a 0.05% ed una mesh di 20661 elementi. Si può notare come alla prima interfaccia della tamponatura (superficie laterale) si abbia una significativa riflessione del campo incidente.



**Fig. 15. Rappresentazione vettoriale del campo elettrico ottenuta dalla simulazione elettromagnetica agli elementi finiti.**

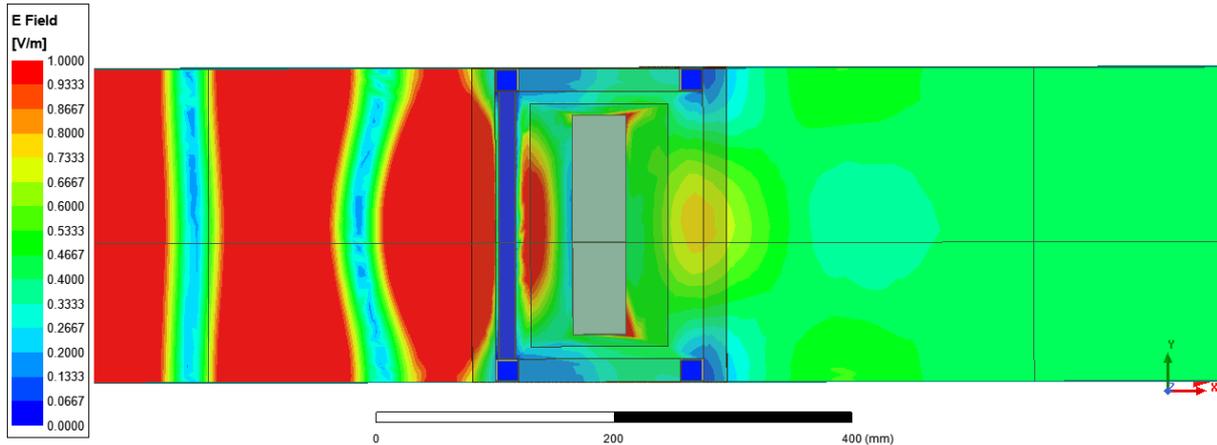
Ciò si può dedurre dal valore intenso del campo elettrico, che è doppio rispetto a quello di eccitazione  $|\hat{E}_0| = 1 \text{ V/m}$ . Questo indica che il modulo del coefficiente di riflessione è prossimo a 1, condizione tipica dei mezzi perfettamente conduttori, che riflettono quasi totalmente il campo incidente.

Osservando il campo elettrico nel piano verticale  $xz$  nella direzione di propagazione dell'onda (Fig. 16), si nota che la riflessione avviene in particolare in corrispondenza del parallelepipedo di materiale omogeneo che rappresenta il condensatore. L'effetto delle armature del condensatore, i cui strati sono diverse migliaia, è quindi predominante, rendendo il condensatore un ottimo schermo.

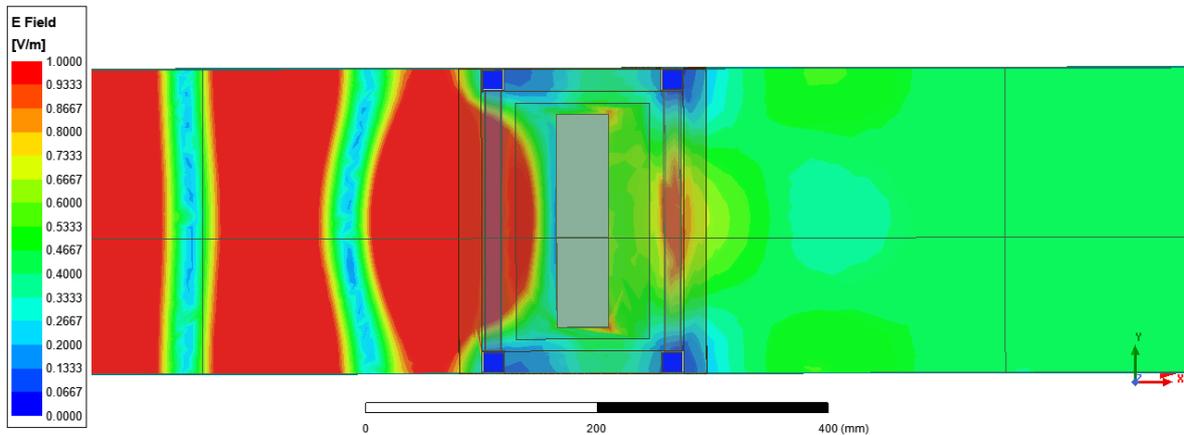


**Fig. 16. Rappresentazione del campo elettrico nel piano  $xz$  ottenuta dalla simulazione elettromagnetica agli elementi finiti.**

Si nota però come l'onda di campo elettrico penetri negli spazi tra il parallelepipedo di materiale omogeneo e le pareti superiore e inferiore dell'involucro della tamponatura. Ciò è confermato anche dalle Fig. 17 e Fig. 18, in cui è rappresentato il campo elettrico in due piani orizzontali  $xy$  a diversa altezza: Fig. 17 si riferisce al piano orizzontale in corrispondenza dell'elemento tubolare orizzontale, Fig. 18 al piano orizzontale a un'altezza inferiore. Si osserva come il parallelepipedo di materiale omogeneo produca una riflessione del campo incidente.



**Fig. 17.** Rappresentazione del campo elettrico ottenuto dalla simulazione elettromagnetica agli elementi finiti nel piano  $xy$  in corrispondenza dell'elemento tubolare orizzontale.



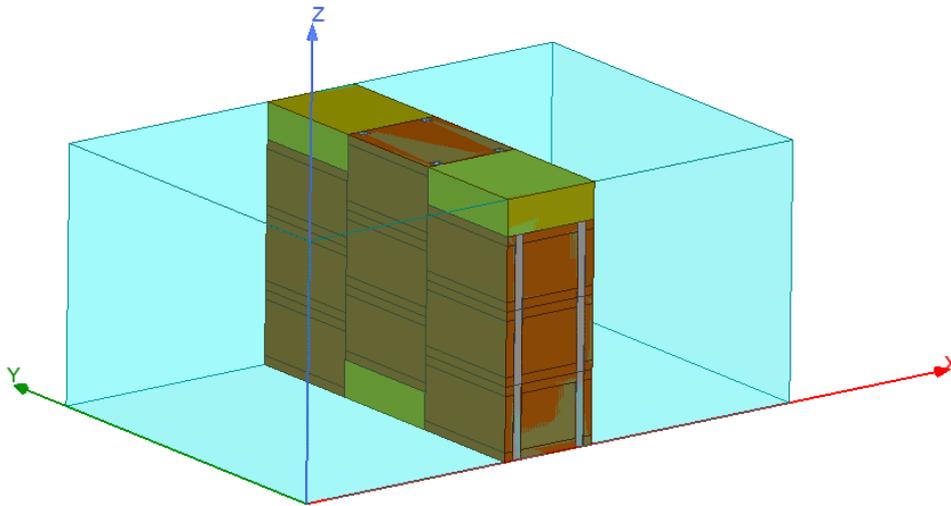
**Fig. 18.** Rappresentazione del campo elettrico ottenuto dalla simulazione elettromagnetica agli elementi finiti in un piano  $xy$  in posizione più bassa rispetto all'elemento tubolare orizzontale.

Alla luce dell'analisi svolta si può concludere che i valori ridotti di SE (valor medio tra 5 – 10 dB circa nell'intervallo di frequenze di interesse) trovano una giustificazione negli interstizi tra la struttura contenitiva della tamponatura (in materiale privo di proprietà schermanti) e l'involucro del contenitore (in materiale plastico), e tra quest'ultimo e il modello omogeneo del condensatore multistrato. Tali aperture alle frequenze considerate possono comportarsi efficacemente da elementi irradianti [3], riducendo così in modo drastico l'efficienza di schermatura della struttura.

### 2.5.1 Parete composta da 9 tamponature

Le tamponature con accumulo integrato presentano predisposizioni per assemblaggio in pareti modulari. Per verificare il comportamento effettivo in termini di efficienza di schermatura delle pareti modulari è stata eseguita una simulazione di una parete formata da 9 tamponature disposte come mostrato in Fig. 19. Per il dispositivo di aggancio delle tamponature, le colonne adiacenti della parete vengono traslate nella direzione  $z$ ; per avere una parete a forma di parallelepipedo, si rende pertanto necessaria l'introduzione di elementi

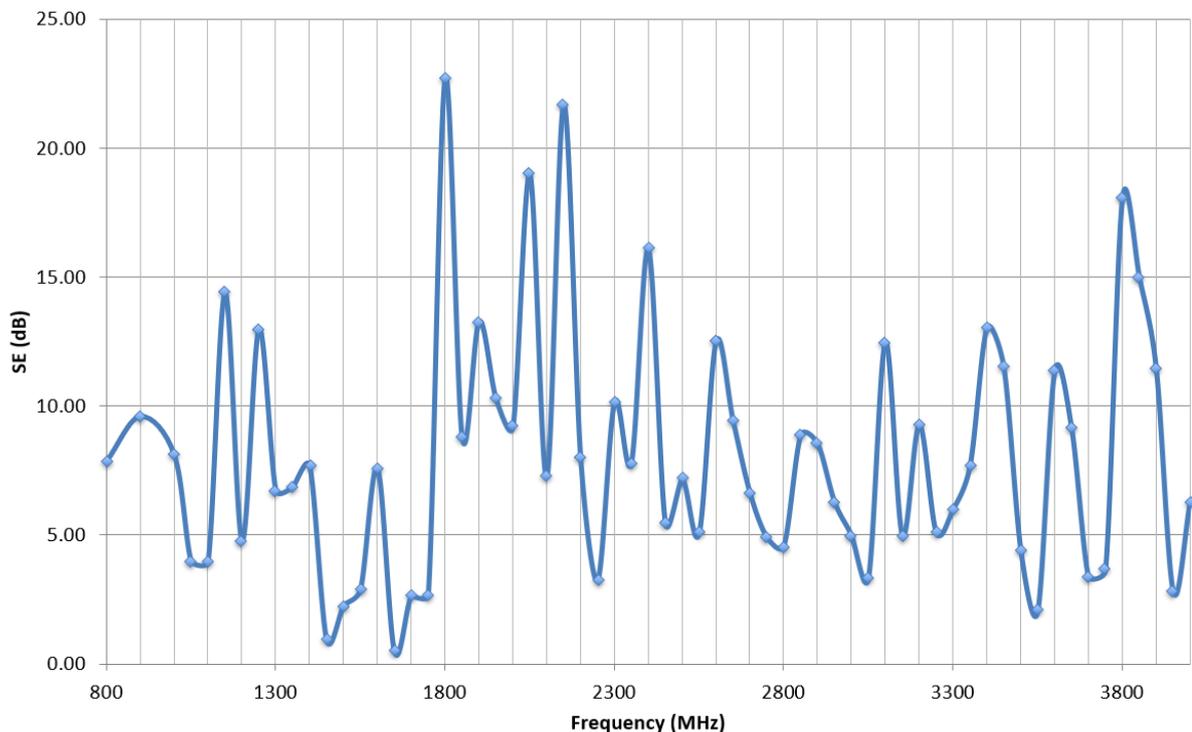
con funzione di riempitivo (rappresentati in Fig. 19 da parallelepipedi di colore marrone chiaro), caratterizzati dalle proprietà elettromagnetiche del vuoto.



**Fig. 19. Parete modulare composta da 9 tamponature.**

L'efficienza di schermatura è stata calcolata come nel caso della tamponatura singola. Le porte della guida d'onda sono state definite sulle facce del parallelepipedo parallele al piano yz. La prima in corrispondenza della coordinata  $x = 0$  (porta in cui la potenza è iniettata) e la seconda sulla faccia opposta (porta ricevente). Le condizioni al contorno sulle restanti facce sono state impostate in modo tale da imporre un campo con polarizzazione verticale.

L'efficienza di schermatura risultante è mostrata in Fig. 20 ed è caratterizzata da valori che oscillano attorno ad una media di 14 dB nell'intervallo 1.8 ÷ 2.4 GHz (con valori massimi di 23 dB), e di 8 dB nell'intervallo 2.4 ÷ 4 GHz. Si nota comunque un picco di 17 dB che inverte la tendenza in corrispondenza a 3.8 GHz.



**Fig. 20. Efficienza di schermatura di una parete composta da 9 tamponature nel caso di polarizzazione verticale dell'onda incidente.**

### 3 Conclusioni

La procedura di omogeneizzazione del condensatore multistrato sviluppata ha consentito di estrarre i parametri effettivi (conducibilità elettrica, permeabilità magnetica e permittività) di un singolo strato di materiale artificiale. Mediante tali parametri si è potuto così modellare il condensatore multistrato come un singolo strato di materiale artificiale di spessore pari allo spessore totale del condensatore e si è potuta valutare l'efficienza di schermatura di un modello di tamponatura che tenesse conto anche degli elementi strutturali (tubulari metallici per l'assemblaggio di più tamponature in una parete modulare) in un software di simulazione elettromagnetica agli elementi finiti. Il modello della tamponatura ha potuto anche essere impiegato per la modellazione di una parete modulare formata da più tamponature, di cui è stata valutata l'efficienza di schermatura.

Sono state condotte anche analisi per valutare gli effetti della tamponatura sul campo elettromagnetico. Si è potuto osservare che il parallelepipedo di materiale omogeneo che modella il condensatore multistrato contenuto nella tamponatura produce una riflessione del campo incidente; tuttavia, il campo penetra negli interstizi tra la struttura contenitiva della tamponatura e l'involucro del contenitore, e in quelli tra quest'ultimo e il modello omogeneo del condensatore multistrato. Tali interstizi sono a tutti gli effetti aperture alle frequenze considerate e possono perciò comportarsi efficacemente da elementi irradianti, riducendo così in modo drastico l'efficienza di schermatura della struttura.

I ridotti valori di efficienza di schermatura, ottenuti sia nelle simulazioni sulla tamponatura singola che nelle simulazioni sulla parete modulare, non consentono di ritenere la tamponatura nella sua configurazione attuale un valido elemento schermante.

### 4 Riferimenti bibliografici

1. D. Andreuccetti M. Bini A. Checcucci A. Ignesti L. Millanta R. Olmi N. Rubino, "Protezione dai campi elettromagnetici non ionizzanti", IROE "Nello Carrara" CNR, 2001
2. Giorgio Franceschetti, Daniele Riccio, Maria Rosaria Sarfì, Bartolomeo Sciammimanicca: "Esposizione ai campi elettromagnetici", Bollati-Boringhieri, 2000.
3. C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", 2<sup>nd</sup> Ed., 2006, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA.
4. P.A. Chatterton, M.A. Houlden, *EMC Electromagnetic Theory to Practical Design*, John Wiley & Sons, 1992.
5. M. D'Amore, *Compatibilità Elettromagnetica*, Edizioni Scientifiche Siderea, 2003. <sup>[1]</sup><sub>[SEP]</sub>
6. C. Christopoulos, *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*, CRC Press, 2nd ed., FL, USA, 2007.
7. T. Williams, *EMC for product designers*, 4<sup>th</sup> ed., Newnes, MA, USA, 2007.
8. S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat, "Electromagnetic Shielding", Wiley-IEEE Press, 2008
9. S. A. Schelkunoff, *Electromagnetics Waves*, Princeton, N. J., 1951.
10. K. J. Bathe: *Numerical methods in finite element analysis*, Prentice-Hall, 1976
11. O. C. Zienkiewicz, *The Finite Element Method: Its Basis and Fundamentals*, McGraw-Hill, 1971
12. A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-19, no. 4, pp. 377–382, Nov. 1970.
13. W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, Jan. 1974.
14. S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei and M. Feliziani, "Finite-Element Modeling of Conductive Multilayer Shields by Artificial Material Single-Layer Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2020, doi: 10.1109/TMAG.2019.2949737.

15. M. Feliziani, S. Cruciani, T. Campi, and F. Maradei, "Artificial material single layer to model the field penetration through thin shields in finite-elements analysis," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 1, pp. 56–63, Jan. 2018.
16. S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, and M. Feliziani, "Conductive layer modeling by improved second-order artificial material single-layer method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 10, pp. 5646–5650, Oct. 2018.
17. R. B. Schulz, V. C. Plantz and D. R. Brush, "Shielding theory and practice," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 30, no. 3, pp. 187-201, Aug. 1988, doi: 10.1109/15.3297.
18. C. C. Katsidis and D. I. Siapkias, "General transfer-matrix method for optical multilayer systems with coherent, partially coherent, and incoherent interference," *Appl. Opt.*, vol. 41, no. 19, pp. 3978–3987, Jul. 2002.
19. S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, and M. Feliziani, "Artificial material single-layer method applied to model the electromagnetic field propagation through anisotropic shields," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 8, pp. 3756–3763, Aug. 2018.

## 5 Abbreviazioni ed acronimi

Internet of Things, IoT

Efficienza di schermatura, SE

## 6 Appendice

CURRICULUM VITAE di Leonardo Sandrolini, Professore Associato presso Alma Mater Studiorum – Università di Bologna, Dipartimento di Ingegneria dell’Energia Elettrica e "Guglielmo Marconi" (DEI), Viale del Risorgimento 2, 40136 Bologna.

### POSIZIONE ACCADEMICA

2020-oggi: Abilitazione a Professore di I fascia di Elettrotecnica dal Ministero dell’Università e della Ricerca (MUR)

2019 - oggi: Professore Associato di Elettrotecnica

2001-2019: Ricercatore confermato

2000-2001: Borsa di studio post-dottorato presso Dipartimento di Ingegneria dell’Energia Elettrica e "Guglielmo Marconi" (DEI) (già Dipartimento di Ingegneria Elettrica), Alma Mater Studiorum – Università di Bologna

### ISTRUZIONE

2000: Dottorato in Ingegneria Elettrotecnica, Università di Bologna

1995: Abilitazione alla professione di Ingegnere

1995: Laurea con lode in Ingegneria Elettrotecnica, Università di Bologna

### ATTIVITÀ DIDATTICA

2001-oggi: Leonardo Sandrolini ricopre incarichi di insegnamento di corsi ("Compatibilità Elettromagnetica", "Elettrotecnica") presso la Scuola di Ingegneria dell’Università di Bologna in Corsi di Studio del primo e secondo livello dal 2004 (Ingegneria dell’Energia Elettrica, Ingegneria Gestionale, Ingegneria dell’Automazione). Dal 2002 al 2008 ha ricoperto incarichi di insegnamento per supplenza presso l’Università di Modena e Reggio Emilia, Modena (corsi di "Elettrotecnica"). Dal 2001 è relatore e correlatore di tesi di laurea vecchio ordinamento/triennale/magistrale (circa 100 tesi) e di tesi di dottorato (6).

#### ATTIVITÀ DI RICERCA E PROGETTI

Dal 2012 Leonardo Sandrolini è il responsabile/coordinatore scientifico del Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica (LACEM), Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e "Guglielmo Marconi" (DEI), Alma Mater Studiorum – Università di Bologna.

L'attività di ricerca si articola principalmente nelle seguenti tematiche: compatibilità elettromagnetica (efficienza di schermatura, accoppiamenti elettromagnetici, interferenze elettromagnetiche in convertitori switching, emissioni condotte nell'intervallo delle supraharmonics, interferenze elettromagnetiche in sistemi ferroviari), caratterizzazione elettromagnetica dei materiali, aspetti elettrici dell'energetica (caratterizzazione elettrica di sorgenti rinnovabili di energia, trasmissione wireless di energia elettrica con tecniche non radiative).

Ha partecipato come responsabile a numerosi progetti di ricerca e convenzioni con enti di ricerca e aziende private (ENEA, M.E.P. Marine Equipment Pellegrini, Tecna, SAMP, Tetra Pak Packaging Solutions, Trevi, Calzoni, SIMEL, Consorzio Alta Velocità Emilia Toscana (CAVET), Consorzio Alta Velocità Torino - Milano (C.A.V.To.Mi.), Laboratori Guglielmo Marconi), nella maggior parte dei casi sulle tematiche di compatibilità elettromagnetica e interferenze elettromagnetiche. Ha inoltre partecipato a numerosi progetti di ricerca in collaborazione con altre università italiane, come i progetti PRIN (Progetti di Rilevante Interesse Nazionale) finanziati dal MUR (è stato partecipante nel 2002, 2004, 2006 e responsabile dell'Unità di Bologna nel 2008). È stato responsabile di due progetti di ricerca per Giovani Ricercatori finanziati dal MUR nel 2000 e nel 2001. È autore di circa 130 lavori scientifici, la maggior parte dei quali pubblicati in riviste internazionali e negli atti di congressi internazionali, 1 capitolo di libro, 1 curatela.

H-index (Scopus): 14, numero totale delle citazioni: 1005

#### ATTIVITÀ ISTITUZIONALI E ACCADEMICHE

2020–oggi: membro del Collegio dei Docenti del Dottorato in Ingegneria Biomedica, Elettrica e dei Sistemi (IBES) dell'Università di Bologna. È stato supervisore di 6 studenti di Dottorato ed è stato revisore esterno delle tesi di due candidati di altre università italiane. Nel 2017 è stato membro effettivo della Commissione d'Esame della Scuola di Dottorato in Ingegneria dell'Informazione, Università di Salerno, Salerno.

2012–oggi: membro del CIRI-MAM – Centro Interdipartimentale per la Ricerca Industriale “Meccanica Avanzata e Materiali”, Università di Bologna, Bologna.

2001–2007: membro della giunta del Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Università di Bologna, Bologna.

Settembre 2002 e Aprile 2019: visiting professor presso la School of Electrical and Electronic Engineering, George Green Institute for Electromagnetics Research, the Nottingham University, Nottingham, Regno Unito  
Ottobre 2015 e Ottobre 2016: Visiting Professor presso University of Tongji, Shanghai, Cina, ove ha tenuto il corso “Electrical Engineering” nell'ambito del Programma AlmaTong (Laurea in Ingegneria dell'Automazione – Università di Bologna / Bachelor of Science in Automation Engineering – Tongji University).

2018–2021: responsabile dell'accordo di scambio Erasmus+ con l'Università di Nottingham, Nottingham, Regno Unito

2016 – oggi: Valutatore di proposte di progetti di ricerca della Cyprus Research Promotion Foundation (RPF)  
<https://iris.research.org.cy>

#### MEMBERSHIP DI COMITATI TECNICI, SCIENTIFICI ED EDITORIALI

- Senior Member della IEEE dal 2016 (Member dal 2000).
- Member della IEEE EMC Society Technical Committee TC 7 Low Frequency EMC
- Non-voting Member della IEEE MTT Society Technical Committee MTT-26 Wireless Energy Transfer and Conversion
- Associate editor della rivista Hindawi International Journal of Photoenergy dal 2015
- Member della Editorial Board della rivista Elsevier International Journal of Electrical Power & Energy Systems dal 2017
- Technical Program Chair del congresso internazionale 19th IEEE-EEEIC + 3rd I&CPS Europe, Genova, Italy (June 11-14, 2019)

- Membro del Comitato Tecnico e Organizzatore del Workshop EST 2007 - Electrical Energy Storage Technologies 2007, Bologna, Italy. Co-editore dei Proceedings del Workshop
- Topic Editor della rivista MDPI Applied Sciences since 2021
- Guest Editor della Special issue "Power Quality in Electrified Transportation Systems", rivista MDPI Energies, 2021
- Guest Editor della Special issue "Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Interference in Power Electronic Converters", rivista MDPI Electronics, 2021.
- Guest Editor della Special issue "AC/DC Interference on Buried Pipelines", rivista MDPI Applied Sciences, 2022.

#### AWARDS AND RECOGNITIONS

Premio per la migliore presentazione poster: "Circuito equivalente non linear di una cella a combustibile PEM", XX Riunione Annuale dei Ricercatori Italiani di Elettrotecnica, ET2004, Salerno, Giugno 16-19, 2004.