



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in:
INGEGNERIA BIOMEDICA

Tesi di Laurea:

**Effetto della variazione della frequenza sulla
focalizzazione elettromagnetica in mezzi biologici**

*Effect of frequency variation on electromagnetic focusing in
biological media*

Candidato:
Dafne Cocci

Relatore:
Prof. Valter Mariani Primiani

Correlatore:
Prof. Franco Moglie

Anno Accademico 2021-2022

Indice

Introduzione.....	3
1. Time Reversal.....	4
1.1 Principio di Funzionamento del TR.....	5
1.2 Ambiente Riverberante.....	10
2. Finite-Difference Time-Domain.....	12
2.1 Principio di funzionamento.....	12
2.2 Algoritmo di Yee.....	14
2.3 Condizioni di assorbimento.....	16
3. Geometria della simulazione.....	17
3.1 Modello della testa.....	17
3.2 Il Monopolo.....	21
4. Proprietà elettriche dei tessuti.....	22
4.1 Caratteristiche dielettriche al variare della frequenza.....	22
4.2 Permittività elettrica complessa.....	23
5. Risultati delle simulazioni	25
6. Conclusioni	31
Bibliografia	32

Introduzione

Nell'ambiente in cui viviamo siamo quotidianamente esposti a campi elettrici e magnetici caratterizzati da frequenze e intensità diverse.

L'interazione tra campi elettromagnetici e corpo umano rappresenta una delle aree più operative nell'ambito della ricerca applicata relativa alle tecnologie dell'elettromagnetismo. Inizialmente gli studi della comunità scientifica si sono concentrati sui possibili effetti dannosi delle interazioni tra campi elettromagnetici e corpo umano. Sebbene in un primo momento l'esposizione del corpo ad onde elettromagnetiche implicasse solo effetti più o meno nocivi a seconda delle frequenze delle onde e dell'intensità del campo elettromagnetico, la natura dei campi elettromagnetici (non-ionizzante), la loro capacità di penetrare la materia e le peculiarità delle proprietà elettromagnetiche dei diversi tessuti hanno dato l'input allo sviluppo di metodologie diagnostiche e terapeutiche, al fine di migliorare la qualità delle diagnosi e contribuire al più efficace trattamento di determinate patologie.

In questa tesi si presentano simulazioni con la tecnica del Finite-Difference Time-Domain (FDTD) per concentrare il campo elettromagnetico all'interno della testa umana posta in un ambiente riverberante e si è partiti da un impulso centrato a 2,45 GHz (banda di frequenza ISM, Industrial Scientific Medical) per poi variare i parametri della simulazione e osservarne le variazioni sulla focalizzazione. Su questo argomento sono state sviluppate dapprima tesi sperimentali (tesi di Ausilia Teresa Frisco) in camera riverberante, poi tesi di simulazione numerica con la tecnica FDTD (tesi di Giulia Mastrovincenzo e Monica Paparelli).

In questa tesi, in particolare, viene valutata la **variazione della frequenza** sui risultati della simulazione sfruttando la tecnica del Time-Reversal.

1. Time Reversal

Si immagini la situazione in cui un sasso venga gettato in uno stagno generando delle onde che si propagano a partire dalla posizione di contatto con le acque. A questo punto, bloccando la scena e proiettando il film al contrario, le increspature si propagheranno nella direzione della sorgente originale, fino a riprodurre l'impulso che ha generato le fluttuazioni iniziali. Concettualmente questo è il Time Reversal (TR). L'inversione temporale può essere pensata come un metodo che sfrutta la contro-propagazione delle onde per focalizzare l'energia della stessa in una specifica posizione e in un determinato istante temporale [1].

Questa tecnica venne introdotta per la prima volta per studiare la focalizzazione di onde acustiche e adottata successivamente per migliorare gli schemi di rilevamento e imaging in ambienti altamente disordinati.

Andando a focalizzare in un mezzo con perdite all'interno di un ambiente riflettente come la camera riverberante si generano livelli di campo elettrico ad alta intensità.

In questa tesi il mezzo con perdite è impiegato per simulare il comportamento di un tessuto biologico e in particolare della testa umana [2].

Sfruttando il principio di reciprocità di un'onda quest'ultima andrà a rifocalizzarsi nella posizione iniziale della sorgente recuperando la sua durata originale e compensando i riverberi che sono causati dalle differenze dei tempi di viaggio correlate a percorsi differenti (distorsione multi-path).

1.1 Principio di Funzionamento del TR

Considerando un ambiente riflettente al cui interno sono presenti un'antenna log-periodica per la trasmissione e un'antenna ricevente come in Figura 1.1 e sfruttando la proprietà di reciprocità dell'equazione d'onda (data una soluzione dell'equazione dell'onda, l'inversione del tempo della soluzione è ancora una sua soluzione), abbiamo applicato il time reversal in un sistema lineare tempo invariante.

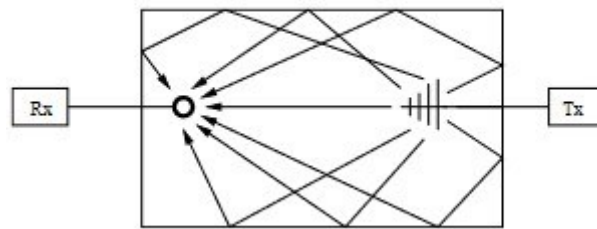


Figura 1.1: Geometria dell'ambiente riflettente

Avremo quindi un sistema sollecitato da un certo ingresso $x(t)$ che ha prodotto in uscita il segnale $y(t)$, secondo lo schema in Figura 1.2.

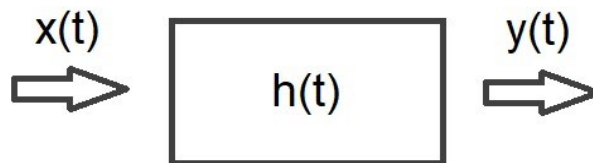


Figura 1.2: Sistema lineare tempo variante

Il sistema è caratterizzato dalla sua risposta impulsiva $h(t)$ che rappresenta l'uscita prodotta dal sistema all'eccitazione $x(t) = \delta(t)$, chiamata "delta di Dirac".

L'andamento della grandezza d'uscita può essere espresso attraverso la relazione:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau = x(t) \otimes h(t) \quad (1)$$

Il simbolo “ \otimes ” rappresenta l'operatore di convoluzione tra il segnale d'ingresso e la risposta impulsiva del sistema e il medesimo ragionamento può essere applicato andando a lavorare all'interno del dominio della frequenza utilizzando la trasformata di Fourier (Figura 1.3):

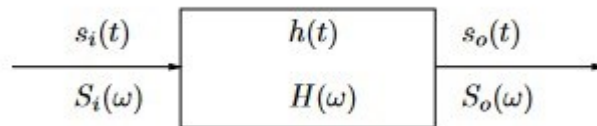


Figura 1.3: sistema lineare nel dominio della frequenza

Considerando $s_i(t)=x(t)$ e $s_o(t)=y(t)$ ho le trasformate di Fourier del segnale in ingresso e del segnale in uscita, rispettivamente $S_i(\omega)$ e $S_o(\omega)$ (2).

$$S_i(\omega) = \int s_i(t) e^{i\omega t} dt \quad S_o(\omega) = \int s_o(t) e^{i\omega t} dt \quad (2)$$

Nel dominio della frequenza all'equazione (1) può essere applicato il *teorema della convoluzione* che ci permette di calcolare l'uscita attraverso il prodotto tra ingresso e risposta impulsiva:

$$S_o(\omega) = S_i(\omega)H(\omega) \quad (3)$$

La risposta impulsiva nel dominio della frequenza può essere calcolata applicando la formula inversa: $H(\omega) = S_o(\omega)/S_i(\omega)$.

Per applicare la tecnica del Time Reversal prendiamo il segnale d'uscita $s_o(t)$ e invertiamo l'asse dei tempi di modo che il segnale diventi $s_o(-t)$ e produca un'uscita $s_r(t)$ che sarà uguale a: $s_r(t) = s_o(t) \otimes h(t)$ (Figura 1.4).

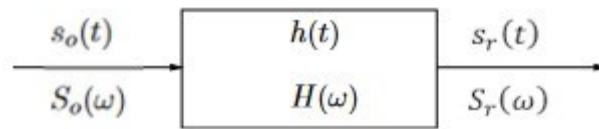


Figura 1.4: sistema lineare dopo l'applicazione del Time Reversal

Applicando la proprietà utilizzata in (3) e sfruttando l'anti-trasformata di Fourier otteniamo un segnale $s_r(t)$ (4), che corrisponde al segnale $s_i(t)$ rovesciato:

$$s_r(t) = 1/2\pi \int [S_o^*(\omega)H(\omega)] e^{j\omega t} d\omega = s_i(t) \quad (4)$$

Attraverso questo sistema quindi, ricostruendo il segnale invertito è possibile valutare la quantità di energia focalizzata in una certa posizione e in un certo istante di tempo anche nel caso in cui nella cavità sia presente un oggetto passivo non lineare, per esempio una qualsiasi struttura biologica.

In Figura 1.5 la cavità è stata riempita da elio e si sono studiate le differenze di propagazione in risposta a piccole variazioni del gas che riempie la cavità. Il TR possiede due proprietà che lo rendono ottimo anche negli scenari di comunicazione con molteplice diffusione del segnale [3].

La prima è la focalizzazione temporale: se il segnale inizialmente trasmesso è un impulso, quello ricevuto contiene tutte le riflessioni e rifrazioni che avvengono lungo il cammino di propagazione.

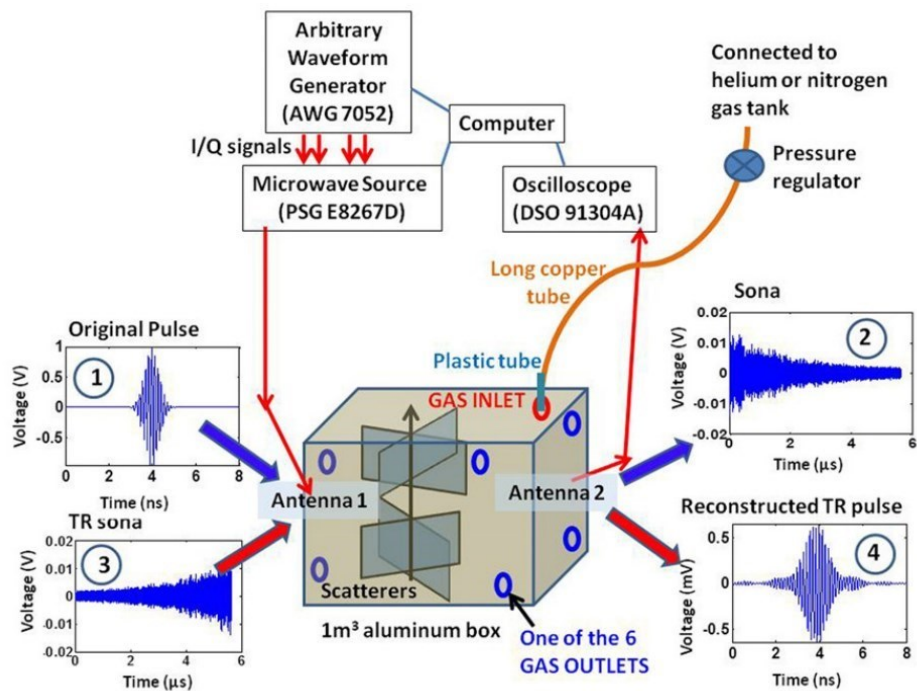


Figura 1.5: Schema del banco di misura con la cavità risonante, le antenne e i segnali: (1) segnale trasmesso originario, (2) segnale ricevuto, (3) segnale ricevuto rovesciato, (4) segnale ricostruito.

Se quest'ultimo viene ribaltato rispetto l'asse temporale e ritrasmesso, verrà ricevuto nuovamente sotto forma di impulso. La seconda è la focalizzazione spaziale: il trasmettitore invia il segnale tempo ribaltato al ricevitore, in questo modo l'impulso iniziale si focalizza sul punto in cui è localizzato il ricevitore (il quale prima era il trasmettitore che aveva inviato l'impulso).

Tale caratteristica massimizza la potenza ricevuta, minimizzando le perdite verso altri punti [4].

Una scatola di alluminio di volume $\approx 1 \text{ m}^3$ ($1,27 \text{ m} \times 1,27 \text{ m} \times 0,65 \text{ m}$) è stata usata come canale. Essa include al suo interno trasmettitore, ricevitore ed elementi di dispersione della superficie interna che facilitano la creazione di traiettorie caotiche dei raggi (Figura 1.5).

In particolare, ci sono due porte che collegano le antenne a monopolo nella cavità ad un generatore di sorgente a microonde arbitraria e ad un oscilloscopio che funziona da ricevitore. Le due antenne a monopolo hanno lunghezza 1 cm e

diametro di circa 1 mm e sono montate su due diverse pareti della cavità. Un impulso elettromagnetico con una frequenza centrale di 7 GHz e un involuppo gaussiano di deviazione standard di 1 ns è trasmesso nella cavità attraverso la porta 1. Il segnale risultante (chiamato “sona”, dalle applicazioni di questa tecnica alle ricostruzioni di immagini sonar) è raccolto alla porta 2 dall’oscilloscopio ed è filtrato digitalmente per ridurre al minimo il rumore.

I risultati di questa tesi sono conseguenti a simulazioni dove viene usata la medesima procedura ponendo il modello di una testa all’interno della cavità, ricreando il trasmettitore con un monopolo posto sulla parete della cavità e considerando direttamente il campo elettrico calcolato dalla FDTD al posto del ricevitore.

1.2 Ambiente riverberante

Un ambiente riverberante può essere definito come uno spazio caratterizzato da molteplici riflessioni di un segnale. L'ambiente caotico ottimizza la tecnica del TR migliorando la focalizzazione del segnale e deve avere un numero di modi di risonanza superiore a 60. Per ottenere tale numero di nodi è necessario conoscere le dimensioni della stanza e la frequenza di risonanza dei modi nella cavità. Quest'ultima si comporta quindi come un risonatore multimodale ed è in genere di forma rettangolare e con pareti metalliche.

Sperimentalmente è stata simulata la testa tramite un becher riempito di soluzione fisiologica, posto all'interno della camera riverberante del laboratorio di EMC del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università Politecnica delle Marche. La camera riverberante è utilizzata in prove di compatibilità elettromagnetica poiché al suo interno sia ha un campo statisticamente omogeneo in modo che le onde (quelle piane), aventi tutte le possibili direzioni di propagazione e differente polarizzazione, vadano ad incidere sul dispositivo di prova DUT (device under test) ad ogni istante e in qualunque posizione si trovi quest'ultimo all'interno del volume di lavoro.

Un mescolatore (in inglese "Stirrer") è posto all'interno della camera e comprende piatti metallici riflettenti orientati con varie angolazioni (Figura 1.6). Ciò oltre a garantire uniformità di campo crea un continuo cambiamento al contorno poiché lo Stirrer ruota sul proprio asse. La struttura del campo elettromagnetico è descritta da numerosi modi che rendono il campo medio, all'interno della camera, abbastanza caotico da garantire una distribuzione omogenea delle onde in tutte le direzioni e migliorare la focalizzazione del segnale.

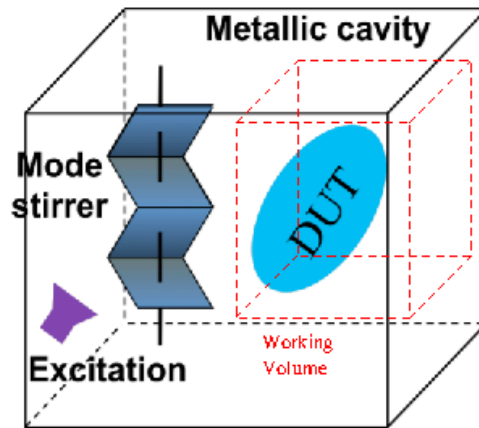


Figura 1.6: Schema della cavità risonante con l'antenna trasmittente, il mescolatore modale, il volume di lavoro e il dispositivo sotto test (DUT)

La formula empirica del numero di modi (5) che risuonano ad una certa frequenza è:

$$N = \frac{8\pi}{3} V \left(\frac{f}{c} \right)^3 - (a+b+d) \left(\frac{f}{c} \right) + \frac{1}{2} \quad (5)$$

Nella formula, “c” è la velocità della luce, “a”, “b” e “d” le dimensioni della cavità e “m”, “n” e “p” nella formula (6) sono gli indici della frequenza di risonanza che indicano rispettivamente il modo assiale, tangenziale e obliquo.

$$f_{mnp} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 + \left(\frac{p}{d} \right)^2} \quad (6)$$

Introducendo un oggetto non lineare come la testa, aumento i modi della frequenza di risonanza ma attenuo il segnale a causa dell'effetto dissipativo della testa.

2. Finite-Difference Time-Domain (FDTD)

La tecnica FDTD o metodo di Yee si pone come approccio alternativo all' utilizzo delle equazioni di Maxwell in forma integrale e permette di modellare la propagazione del campo elettromagnetico all'interno del corpo umano in funzione delle caratteristiche morfologiche ed elettriche dei tessuti. Grazie ad esso è quindi possibile realizzare algoritmi per le simulazioni di fenomeni elettromagnetici complessi anche in presenza di mezzi non lineari, non omogenei e anisotropi.

2.1 Principio di funzionamento

L'algoritmo FDTD fu introdotto dall'esperto di matematica applicata K. S. Yee nel 1966 [5], si basa sulla discretizzazione dello spazio attraverso l'inserimento di una griglia rettangolare strutturata in varie celle. Nello spazio tridimensionale ogni cella della griglia ha dimensioni Δx , Δy e Δz per ogni asse cartesiano e le coordinate, di un qualsiasi nodo della griglia, possono essere espresse in forma discreta come: $(x, y, z)_{i,j,k} = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$, dove i, j e k sono numeri interi e $\Delta x, \Delta y$ e Δz sono gli incrementi spaziali nelle rispettive direzioni. Il tempo viene discretizzato come $t = n\Delta t$, con Δt incremento temporale, e una generica funzione $f(x, y, z, t)$ può esprimere un qualsiasi nodo nello spazio discreto in un determinato istante usando la notazione (7):

$$f(x, y, z, t) = f(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = f_{i,j,k}^n \quad (7)$$

Con la creazione di questa griglia uniforme la proiezione del vettore del campo elettrico è parallela ai bordi della griglia, mentre il campo magnetico risulta perpendicolare ad ogni faccia della griglia, come mostrato in Figura 2.1. Successivamente, per l'implementazione di questo algoritmo, le equazioni di

Maxwell vengono discretizzate nel dominio del tempo e conoscendo i valori d'ingresso del campo elettrico (E) e del campo magnetico (H) siamo in grado di valutare, in vari punti della griglia, i valori dei due campi istante per istante.

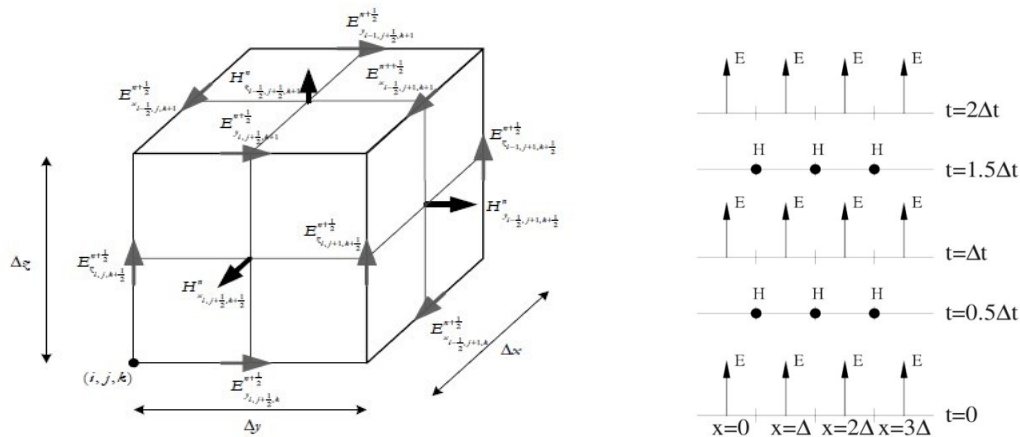


Figura 2.1: cella di Yee e periodi di campionamento

I principali vantaggi del Finite-Difference Time-Domain sono dunque legati alla suddivisione dello spazio in celle. Specificando le caratteristiche dielettriche dei tessuti presi in esame, seppur al costo di un aumento di carico da parte del calcolatore, si può ottenere una rappresentazione più realistica della morfologia del tessuto. All'interno di ogni cella i tessuti e i campi elettromagnetici sono approssimati come omogenei. Le celle di dimensioni più contenute andranno a garantire risultati più precisi.

Nel caso in cui la sorgente sia un impulso a banda larga, il metodo sviluppandosi nel dominio del tempo è idoneo a dare una risposta del sistema in un ampio intervallo di frequenze mediante una singola simulazione. L'FDTD non sfrutta l'algebra lineare per cui vengono superate le limitazioni imposte da essa che richiedono risorse del calcolatore che generalmente dipendono dal quadrato del numero delle celle [6]. L'accuratezza dei risultati, ottenuta da discretizzazioni spaziotemporali molto fitte, va a discapito di costi computazionali onerosi quali il tempo di calcolo e l'occupazione di memoria. Il campo elettromagnetico in tutti i

punti del dominio computazionale deve avere dimensioni finite, risulta quindi opportuno usare condizioni di terminazione per simulare la propagazione dello spazio libero. Nelle simulazioni effettuate questo problema è stato risolto considerando il valore del campo elettrico lungo i bordi uguale a zero, in quanto le pareti della scatola risonante riflettono completamente l'onda.

2.2 Algoritmo di Yee

L'algoritmo di Yee inizialmente introdotto da Kane S. Yee viene sviluppato nel 1980 da Tafloye che coniò l'acronimo FDTD e pubblicò i primi modelli convalidati di penetrazione sinusoidale di onde elettromagnetiche stazionarie in una cavità metallica tridimensionale.

Permette dunque di calcolare il campo in un corpo scomposto in un reticolo di celle elementari all'interno delle quali si suppongono costanti le componenti del campo. Dopo la discretizzazione della regione di analisi tramite le celle di Yee e la discretizzazione temporale considerando intervalli $t=n\Delta t$, si discretizzano le equazioni di Maxwell nel dominio del tempo sostituendo ad ogni derivata il corrispondente rapporto incrementale.

Nel caso in esame prendiamo in considerazione il rapporto incrementale centrato in x_0 (8):

$$f'(x_0) \cong \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x}$$

(8)

Sviluppato con Taylor diventa (9):

$$\begin{aligned}
 f(x_0 + \Delta x) &= f(x_0) + \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) + \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \\
 f(x_0 - \Delta x) &= f(x_0) - \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) - \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Sottraendo le due espansioni il termine di secondo ordine si elimina e quindi l'errore che si commette trascurando il termine di terzo ordine è $o(\Delta x^2)$.

L'algoritmo, per quanto efficiente dal punto di vista computazionale, presenta inconvenienti nell'implementazione, superabili rispetto opportune condizioni. Questi riguardano essenzialmente problemi di dispersione numerica, stabilità e condizioni di terminazioni. La discretizzazione introduce infatti un certo grado di anisotropia responsabile della dispersione numerica, che può essere mantenuto basso aumentando la densità della griglia, cioè il numero di celle per lunghezza d'onda (λ). La stabilità dell'algoritmo numerico, prevede che sia rispettato il criterio di stabilità di Courant-Friedrichs-Lewy della (10):

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}.
 \tag{10}$$

Dove "c" rappresenta la velocità della luce del mezzo.

Essendo noti i valori in input del campo elettrico e magnetico, l'output della simulazione è solitamente il campo E o H in un punto o in una serie di punti all'interno del dominio computazionale.

2.3 Condizioni di assorbimento

Nessun calcolatore dispone di una capacità illimitata di calcolo ed è per questo che risulta necessario definire una regione spaziale finita sulla quale risolvere le equazioni di Maxwell. Si possono limitare le dimensioni di analisi in un certo spazio, imponendo nulle le componenti di campo all'esterno quando si hanno pareti elettriche perfette ai bordi del dominio e quindi riflessione totale.

Bisogna dunque prestare particolare attenzione nell'impostazione delle condizioni di assorbimento "Absorbing Boundary Conditions" (ABC). La loro determinazione consiste nella ricerca di equazioni che forniscano una stima delle componenti di campo, sfruttando la conoscenza di quelle interne al dominio computazionale, che sono invece note. Tra le varie tipologie di condizioni al contorno, quelle di assorbimento (ABC) risultano le più usate con il metodo FDTD. Le due modalità più indicate sono:

1. Le ABCs di MUR, proposte da G. Mur dal 1981. L'implementazione di questa condizione è molto semplice, soprattutto nel caso in cui la propagazione delle onde piane è perpendicolare rispetto allo spazio interno ai limiti imposti.
2. Il "Perfectly Matched Layer" (PML), sviluppato da Berenger nel 1994. Si tratta di una regione di assorbimento puro più che una condizione sui limiti; introducendo un materiale di assorbimento al di fuori del limite dello spazio computazionale, l'onda oltre tale limite si decomporrà attraverso tale materiale.

Gli studi hanno dimostrato che le condizioni di Mur sono causa di un numero maggiore di errori in determinate regioni dello spazio, quindi pur essendo più complesso da implementare e pur avendo tempi di implementazione più lunghi, si è soliti utilizzare il PML poiché garantisce maggiore accuratezza e il completo assorbimento delle onde incidenti al confine del dominio di indagine. In questo modo vengono evitate di onde riflesse spurie. Il dominio di indagine termina

quindi con un mezzo stratificato con perdite che ha una conducibilità elettrica e magnetica tale che alla discontinuità tra spazio libero e mezzo stesso l'impedenza relativa non vari e risulti sempre adattata. Così il campo che raggiunge il confine del dominio si dissipa senza essere riflesso.

3. Geometria della simulazione

In questo capitolo analizziamo i componenti della simulazione, le loro dimensioni e la loro collocazione nello spazio: il modello della testa, l'antenna a monopolo e il tipo di segnale. Per effettuare simulazioni FDTD di tutto o di parti del corpo è necessario un modello che descriva correttamente la posizione, l'orientamento e le proprietà elettriche dei tessuti. A tale scopo è stato utilizzato il modello sviluppato da "Department of Electrical Engineering, Imam Khomeini University of Qazvin, Iran" nel progetto presentato alla conferenza "ICEE2017" chiamato "Realistic human head voxel model for brain microwave imaging".

3.1 Modello della testa

Il modello "Realistic Human Head Voxel" è stato scaricato tramite SourceForge e rielaborato tramite programmazione in C. Si presenta come un file binario (in formato "DAT") e contiene tutte le informazioni necessarie relative al modello. Tramite la rappresentazione ASCII ogni carattere corrisponderà ad uno specifico tessuto come riportato nella Figura 3.1.

Nome del tessuto	ASCII	Tissue Type \ Paramete	ef	del1	tau1 (ps)	alf1	del2	tau2 (ns)	alf2	sig	del3	tau3 (us)	alf3	del4	tau4 (ms)	alf4
Blood Pool	23	Blood	4.000	56.00	8.377	0.100	5200	132.629	0.100	0.700	0.00E+0	159.155	0.200	0.00E+0	15.915	0.000
Bone	4,5,70,71,76,81,99,125	Bone (Cortical)	2.500	10.00	13.263	0.200	180	79.577	0.200	0.020	5.00E+3	159.155	0.200	1.00E+5	15.915	0.000
Bone/Bone Marrow	26	Bone Marrow (Not Infiltrated)	2.500	3.00	7.958	0.200	25	15.915	0.100	0.001	5.00E+3	1.591.549	0.100	2.00E+6	15.915	0.100
Gray matter	89,95,96,101,103,105,107,108,109,112,114,117,118,120,124	Brain (Grey Matter)	4.000	45.00	7.958	0.100	400	15.915	0.150	0.020	2.00E+5	106.103	0.220	4.50E+7	5.305	0.000
White Matter	83	Brain (White Matter)	4.000	32.00	7.958	0.100	100	7.958	0.100	0.020	4.00E+4	53.052	0.300	3.50E+7	7.958	0.020
Cartilage	30,82,100	Cartilage	4.000	38.00	13.263	0.150	2500	144.686	0.150	0.150	1.00E+5	318.310	0.100	4.00E+7	15.915	0.000
Cerebellum	77,85,91	Cerebellum	4.000	40.00	7.958	0.100	700	15.915	0.150	0.040	2.00E+5	106.103	0.220	4.50E+7	5.305	0.000
CSF/Cerebral Fluid	5,92,115,122,	Cerebro Spinal Fluid	4.000	65.00	7.958	0.100	40	1.592	0.000	2.000	0.00E+0	159.155	0.000	0.00E+0	15.915	0.000
Eye/Lens	121	Cornea	4.000	48.00	7.958	0.100	4000	159.155	0.050	0.400	1.00E+5	15.915	0.200	4.00E+7	15.915	0.000
Cerebral falx(dura)	113	Dura	4.000	40.00	7.958	0.150	200	7.958	0.100	0.500	1.00E+4	159.155	0.200	1.00E+6	15.915	0.000
Eye/Eyeball	110,119	Eye Tissues (Sclera)	4.000	50.00	7.958	0.100	4000	159.155	0.100	0.500	1.00E+5	159.155	0.200	5.00E+6	15.915	0.000
Fat/Fat	22,98,116	Fat (Not Infiltrated)	2.500	3.00	7.958	0.200	15	15.915	0.100	0.010	3.30E+4	159.155	0.050	1.00E+7	7.958	0.010
Muscle	9,102	Muscle	4.000	50.00	7.234	0.100	7000	353.678	0.100	0.200	1.20E+6	318.310	0.100	2.50E+7	2.274	0.000
Nerve	3,106,111	Nerve	4.000	26.00	7.958	0.100	500	106.103	0.150	0.006	7.00E+4	15.915	0.200	4.00E+7	15.915	0.000
Skin	1	Skin (Dry)	4.000	32.00	7.234	0.000	1100	32.481	0.200	0.000	0.00E+0	159.155	0.200	0.00E+0	15.915	0.200
Gland/Parotid,lacrimal,pituitary	72,74,97	Testis	4.000	55.00	7.958	0.100	5000	159.155	0.100	0.400	1.00E+5	159.155	0.200	4.00E+7	15.915	0.000
Tongue	78	Tongue	4.000	50.00	7.958	0.100	4000	159.155	0.100	0.250	1.00E+5	159.155	0.200	4.00E+7	15.915	0.000
Air/Pharynx,superior saggittal sinus,sinusese(mouth cavity)	15,84,104	Air	1.000	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

Figura 3.1: Codifica ASCII dei principali tessuti

Il modello è stato rappresentato in 3D attraverso il software ParaView che consente l'analisi di dati e applicazioni di visualizzazione. Indicando al software chi tra i, j, k corrisponda agli assi cartesiani X, Y, Z nello spazio e indicando anche quale sia lo scalare, ottengo il corretto trasferimento del modello su ParaView. Per visualizzare a schermo occorre applicare dei filtri "built-in" per ottenere un modello puntuale nello spazio tridimensionale tramite "Ricampionamento Gaussiano". [7]

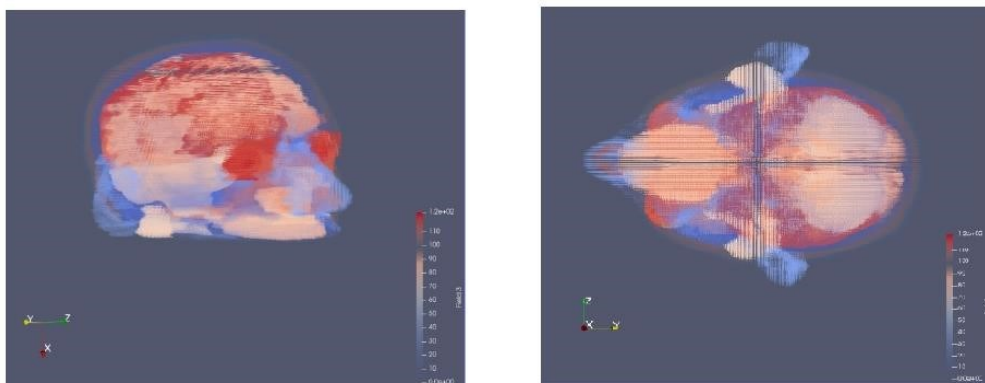


Figura 3.2: Modello della testa

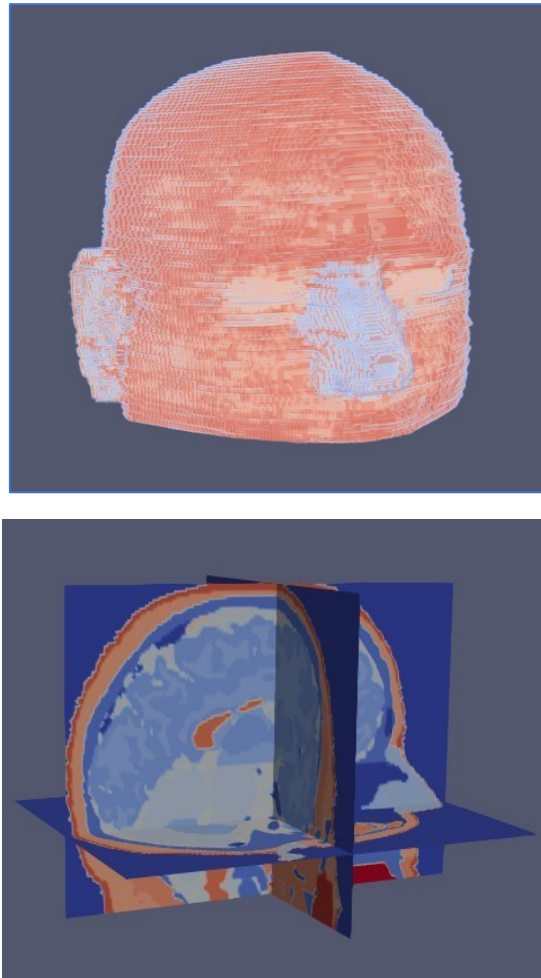


Figura 3.3: Modella della testa, visulae esterna e sezione interna

Il modello iniziale presentava uno scarso rivestimento cutaneo su orecchie e naso e il problema è stato risolto sostituendolo con un modello costituito da $256 \times 256 \times 128$ elementi voxel con una dimensione di $1.1 \times 1.1 \times 1.3 \text{ mm}^3$ ciascuno corrispondenti a 8 388 608 elementi tissutali in coordinate i,j,k .

Successivamente le dimensioni sono state ridotte eliminando gli strati con sola aria. Il modello raffigurato nelle Figure 3.2 e 3.3 è stato dunque aggiornato con dimensioni $172 \times 218 \times 120$ per un totale di 4 499 520 celle. Le distanze testa-parete lungo le coordinate x, y, z sono: 108, 153, 108. Ricordando che si tratta di un modello non omogeneo è necessario tener conto delle diverse componenti tissutali, ognuna caratterizzata da valori individuali di densità, costante dielettrica e conducibilità a 2,45 GHz (Figura 3.4).

#	Tissue Name	ρ (kg/m ³)	ϵ_r	σ (S/m)
0	Air	1.14	1	0
1	Blood	1049.75	58.26	2.545
2	Bone (Cortical)	1908.00	11.38	0.3943
3	Bone Marrow (Not Infiltrated)	1099.50	5.297	0.09554
4	Brain (Grey Matter)	1044.50	48.91	1.808
5	Brain (White Matter)	1041.00	36.17	1.215
6	Cartilage	1099.50	38.77	1.756
7	Cerebellum	1045.00	44.80	2.101
8	Cerebro Spinal Fluid	1007.00	66.24	3.458
9	Cornea	1075.50	51.61	2.295
10	Dura	1174.00	42.04	1.669
11	Eye Tissues (Sclera)	1005.00	52.63	2.033
12	Fat (Not Infiltrated)	911.00	5.280	0.1045
13	Muscle	1090.40	52.73	1.739
14	Nerve	1075.00	30.15	1.089
15	Skin (Dry)	1109.00	38.01	1.464
16	Head's Glands	1053.00	57.55	2.168
17	Tongue	1090.40	52.63	1.803

Figura 3.4: Tabella delle costanti elettriche dei tessuti

Il tipo di segnale in input nelle simulazioni effettuate è una sinusoide modulata da un impulso gaussiano centrato proprio a 2,45 GHz e l'andamento dell'onda è descritto dalla funzione $s(t)$ in Figura 3.5:

$$s(t) = \cos(2\pi f_0(t - t_0)) e^{-\frac{(t-t_0)^2}{t_g}} \quad t_g = \frac{12}{[\pi(f_{max} - f_{min})]^2} \quad t_0 = 3\sqrt{t_g}$$

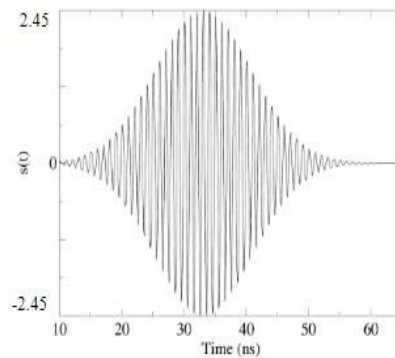


Figura 3.5 Esempio di un segnale impulsivo centrato in 2,45 GHz

3.2 Il Monopolo

Il tipo di antenna usata è a monopolo ed è composta da un solo elemento verticale la cui lunghezza è pari a $\frac{1}{4}$ della lunghezza d'onda del segnale da trasmettere e, a differenza di un'antenna a dipolo ha bisogno di un piano riflettente in modo da risultare per il trasmettitore o per il ricevitore come un elemento doppio. Nel nostro caso il piano riflettente è una delle pareti metalliche della scatola che costituisce l'ambiente riverberante. Il monopolo è orientato lungo z nella posizione 80,70,0 e disposto in modo asimmetrico sul coperchio della scatola. L'asta funziona come un risonatore aperto per le onde radio, oscillando con onde stazionarie di tensione e corrente lungo la sua lunghezza. Pertanto, la lunghezza dell'antenna è determinata dalla lunghezza d'onda delle onde radio con cui viene utilizzata e la potenza irradiata è la metà del dipolo equivalente.

4. Proprietà elettriche dei tessuti

Un tessuto biologico è costituito da diversi strati di cellule che hanno proprietà elettriche di diverso tipo dovute alla loro morfologia. Per la ricerca biomedica lo studio delle proprietà elettriche dei tessuti biologici si è rivelato di fondamentale importanza nonostante non sia esente da varie problematiche quali:

- Disomogeneità del tessuto: ogni tessuto biologico non è omogeneo perché è composto da varie cellule e ciò può essere causa di errori di misurazione;
- Fattori fisiologici: percentuale di acqua o presenza di grasso nel tessuto possono influenzare la conducibilità;
- Polarizzazione: le cariche molecolari tendono a riorganizzarsi all'interfaccia di un elettrodo andando a compromettere la misurazione;
- Anisotropia: le caratteristiche di alcuni tessuti dipendono dall'orientazione delle cellule. Per avere una conoscenza più approfondita riguardo queste proprietà bisogna soffermarsi sullo studio della *dosimetria elettromagnetica*, una disciplina tecnico-scientifica che si occupa di analizzare i meccanismi di accoppiamento tra un campo elettromagnetico ed un oggetto biologico.

Nel nostro studio sulla focalizzazione abbiamo tenuto conto principalmente di due proprietà: la permittività dielettrica relativa e la conducibilità elettrica.

4.1 Caratteristiche dielettriche al variare della frequenza

La permittività dielettrica ϵ_r dei tessuti decresce con la frequenza secondo l'andamento in Figura 4.1 e, a basse frequenze, presenta dei valori notevolmente alti. Sono varie le cause che intervengono per stabilire questa tendenza generale di dispersione del tessuto. Tale regione di dispersione è indicata con α e in questa zona la permittività dielettrica si abbatte di due ordini di grandezza al crescere della frequenza proprio in relazione alla mobilità degli ioni intorno alle membrane. Per frequenze ancora più elevate le macromolecole e le

cariche delle membrane plasmatiche, inclusa la capacità elettrica intrinseca della stessa, subentrano nei processi di interazione dei campi elettromagnetici con i tessuti. A partire dalle frequenze intorno al kHz la costante dielettrica si abbatta ancora di un paio d'ordini di grandezza (regione di dispersione β). La capacità di membrana pertanto gioca un ruolo piuttosto importante intorno a queste frequenze nelle due regioni di dispersione α e β . [8]

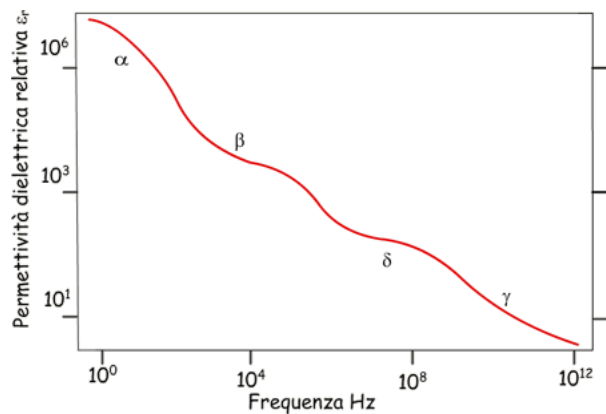


Figura 4.1: Variazione della permittività elettrica dei tessuti all'aumentare della frequenza

4.2 Permettività elettrica complessa

La permittività elettrica complessa di ogni tessuto associato a ciascuna cella FDTD dipende dalla frequenza e si ottiene con la seguente formula di Cole-Cole:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \sum_{m=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0}, \quad (11)$$

dove $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione e $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m è la costante dielettrica nello spazio libero. Gli altri parametri per calcolare la costante dielettrica complessa per una frequenza fissa nella banda 10 Hz <f<100 GHz sono riportati nella Figura 4.2. [9]

#	ε_{∞} (F/m)	$\Delta\varepsilon_1$ (F/m)	τ_1 (ps)	α_1	$\Delta\varepsilon_2$ (F/m)	τ_2 (ns)	α_2	σ_{1-4} (S/m)	$\Delta\varepsilon_3$ (F/m)	τ_3 (μ s)	α_3	$\Delta\varepsilon_4$ (F/m)	τ_4 (ms)	α_4
0	1.0	0	0.0	0.00	0	0.000	0.0	0.000	0.0	0.0	0.00	0.0	0.0	0.00
1	4.0	56	8.377	0.10	5200	132.629	0.10	0.700	0.0	159.155	0.20	0.0	15.915	0.00
2	2.5	10	13.263	0.20	180	79.577	0.20	0.020	$5.0 \cdot 10^3$	159.155	0.20	$1.0 \cdot 10^5$	15.915	0.00
3	2.5	3	7.958	0.20	25	15.915	0.10	0.001	$5.0 \cdot 10^3$	1591.549	0.10	$2.0 \cdot 10^6$	15.915	0.10
4	4.0	45	7.958	0.10	400	15.915	0.15	0.020	$2.0 \cdot 10^5$	106.103	0.22	$4.5 \cdot 10^7$	5.305	0.00
5	4.0	32	7.958	0.10	100	7.958	0.10	0.020	$4.0 \cdot 10^4$	53.052	0.30	$3.5 \cdot 10^7$	7.958	0.02
6	4.0	38	13.263	0.15	2500	144.686	0.15	0.150	$1.0 \cdot 10^5$	318.310	0.10	$4.0 \cdot 10^7$	15.915	0.00
7	4.0	40	7.958	0.10	700	15.915	0.15	0.040	$2.0 \cdot 10^5$	106.103	0.22	$4.5 \cdot 10^7$	5.305	0.00
8	4.0	65	7.958	0.10	40	1.592	0.00	2.000	0.0	159.155	0.00	0.0	15.915	0.00
9	4.0	48	7.958	0.10	4000	159.155	0.05	0.400	$1.0 \cdot 10^5$	15.915	0.20	$4.0 \cdot 10^7$	15.915	0.00
10	4.0	40	7.958	0.15	200	7.958	0.10	0.500	$1.0 \cdot 10^4$	159.155	0.20	$1.0 \cdot 10^6$	15.915	0.00
11	4.0	50	7.958	0.10	4000	159.155	0.10	0.500	$1.0 \cdot 10^5$	159.155	0.20	$5.0 \cdot 10^6$	15.915	0.00
12	2.5	3	7.958	0.20	15	15.915	0.10	0.010	$3.3 \cdot 10^4$	159.155	0.05	$1.0 \cdot 10^7$	7.958	0.01
13	4.0	50	7.234	0.10	7000	353.678	0.10	0.200	$1.2 \cdot 10^6$	318.310	0.10	$2.5 \cdot 10^7$	2.274	0.00
14	4.0	26	7.958	0.10	500	106.103	0.15	0.006	$7.0 \cdot 10^4$	15.915	0.20	$4.0 \cdot 10^7$	15.915	0.00
15	4.0	32	7.234	0.00	1100	32.481	0.20	0.000	0.0	159.155	0.20	0.0	15.915	0.20
16	4.0	55	7.958	0.10	5000	159.155	0.10	0.400	$1.0 \cdot 10^5$	159.155	0.20	$4.0 \cdot 10^7$	15.915	0.00
17	4.0	50	7.958	0.10	4000	159.155	0.10	0.250	$1.0 \cdot 10^5$	159.155	0.20	$4.0 \cdot 10^7$	15.915	0.00

Figura 4.2: Parametri per calcolare la costante dielettrica complessa per una frequenza fissa nella banda $10 \text{ Hz} < f < 100 \text{ GHz}$

La densità dei tessuti ρ ci permette di convertire l'assorbimento di potenza in ogni cella da W/m^3 a W/kg . La costante dielettrica relativa e la conducibilità per la frequenza $f = 2,45 \text{ GHz}$ e la temperatura $T = 37^\circ \text{ C}$ erano già stati riportati nella Figura 3.4.

5. Risultati delle simulazioni

Nella tesi di Monica Paparelli in merito all'analisi numerica e sperimentale di corpi biologici in ambienti riverberanti è stato analizzato il campo elettrico al conseguente segnale impulsivo, rilevato alle coordinate 45, 45, 35 della griglia di celle elementari (Figura 5.1).

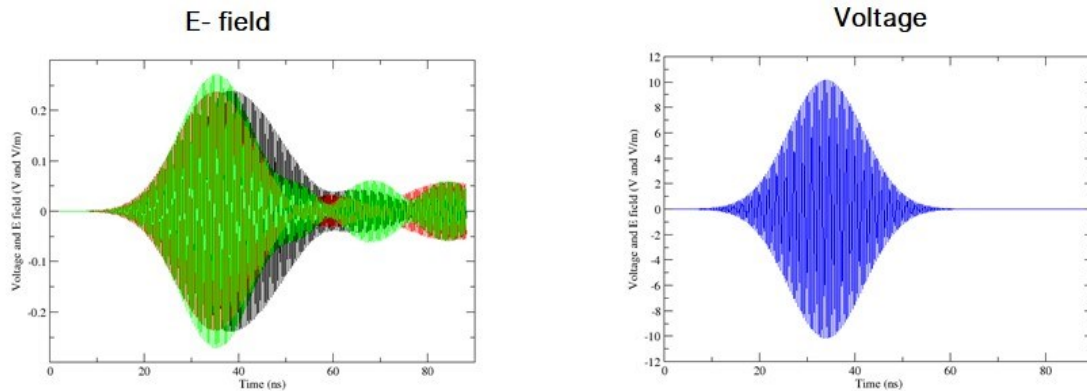


Figura 5.1: Componenti E_z , E_y , E_x del campo elettrico in seguito al segnale in input

Si differenziano in verde, rosso e nero le tre componenti del campo elettrico che sono rispettivamente E_z , E_y , E_x . E_z è la componente che si avvicina in modo significativo all'andamento del segnale in input, seppur con ampiezza minore, poiché l'orientamento dell'antenna è lungo z. Successivamente ponendo un array arbitrario con il primo punto corrispondente al centro della testa di coordinate 194, 262, 128 si è mandato in input un segnale della durata di 8 volte quella di partenza e si è rielaborato il sona-signal con quest'ultimo. (figura 5.2).

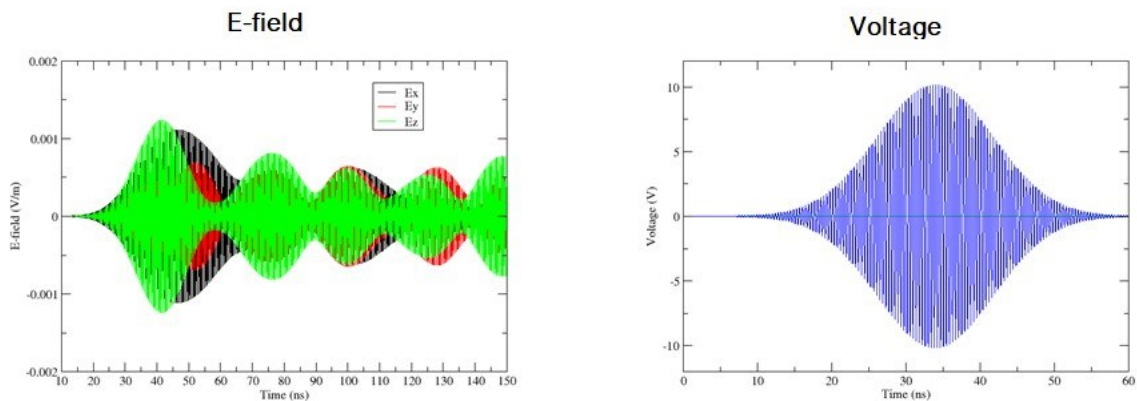


Figura 5.2: Simulazione con testa

Inseguito il segnale è stato invertito in tutte le sue componenti e confrontato in modo dettagliato con l'impulso originale.

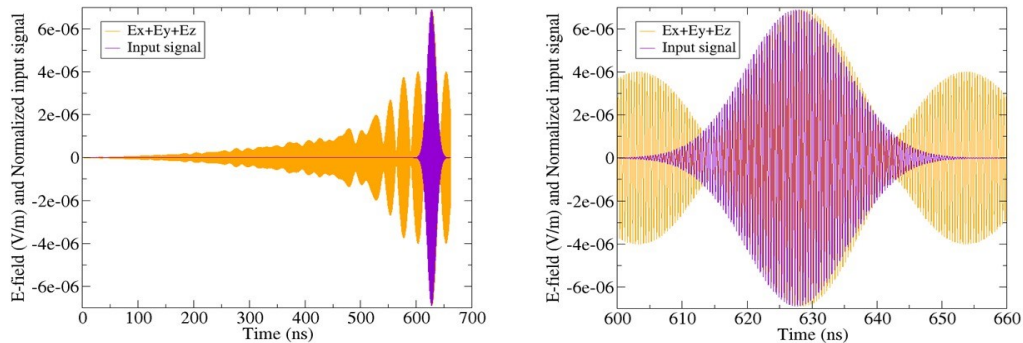


Figura 5.3: Segnale “somma” ottenuto dalla somma delle componenti del campo invertite (arancione) e segnale in input (viola)

Quello raffigurato in Figura 5.3 è il segnale “somma” invertito confrontato con l'impulso iniziale. Questi tipi di analisi richiedono sempre due simulazioni, una diretta e una inversa per ogni caso studiato.

Per analizzare meglio il comportamento del segnale abbiamo condotto delle simulazioni senza la testa ponendo la conducibilità dell'aria pari a $3 \cdot 10^{-4}$ S/m. Per questa costante, l'aria attenua più velocemente il campo rispetto alla simulazione con la testa per via delle perdite da essa introdotte.

La conducibilità dell'aria assicura quindi l'esaurimento dell'impulso al termine della simulazione (Figura 5.4 e Figura 5.5).

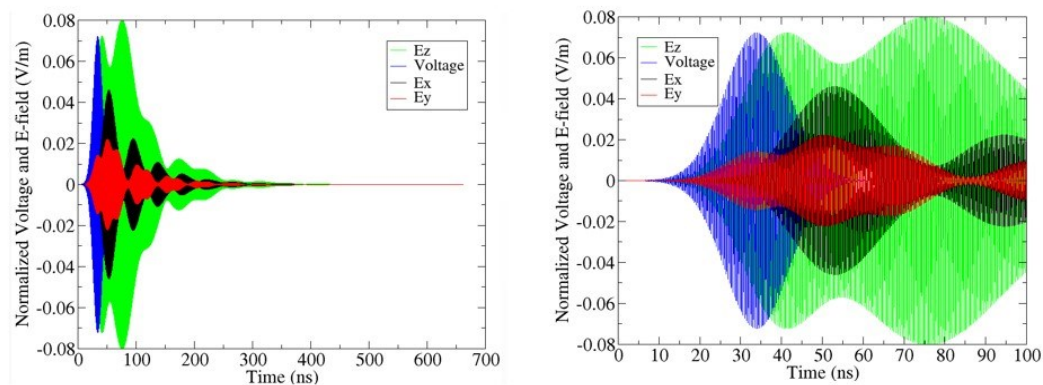


Figura 5.4: Simulazione senza testa

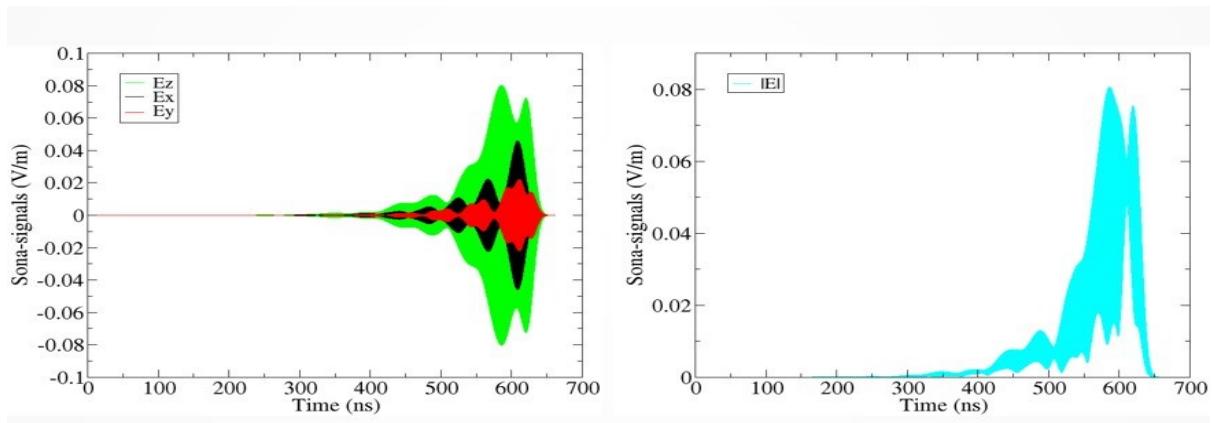


Figura 5.5: Sona Signal invertito per simulazione senza testa

La presenza della testa favorisce il mescolamento del segnale, di conseguenza, si ha un ritardo nell'attenuazione di quest'ultimo dovuto alla scarsa diffusione nella cavità.

Nelle simulazioni FDTD condotte con la testa abbiamo alterato la costante dielettrica dei tessuti annullando le perdite proprio per lasciare inalterati i vantaggi introdotti dall'ambiente riverberante e per non attenuare il segnale in profondità. Nonostante l'ambiente fosse sufficientemente riverberante non siamo riusciti inizialmente a focalizzare il campo al centro della testa per cui è stato necessario spostare il punto di rilevamento all'estremità della testa e usare segnali con frequenze più basse per poter penetrare più in profondità.

In un punto in profondità le perdite attenuano i campi quindi aggiungendo perdite diminuirebbero le riflessioni e non sarebbe possibile vedere la focalizzazione in modo chiaro.

Partendo da un punto in cui il campo era minimo, abbiamo riscontrato punti caldi tra osso e materia grigia dovuti ai loro differenti valori di costante dielettrica ϵ_r (quella dell'osso è inferiore a quella della materia grigia). All'interfaccia tra i due mezzi si mantiene costante la componente normale del vettore spostamento elettrico D per cui si avrà un campo maggiore laddove la costante dielettrica ϵ_r è minore.

Le Figure 5.6 e 5.7 sono la somma temporale del modulo al quadrato del campo elettrico E (espresso in V^2/m^2) sul piano z costante. La scala della paletta a destra

della figura 5.6 va da un minimo di $0 \text{ V}^2/\text{m}^2$ (nero) ad un massimo di $0.01 \text{ V}^2/\text{m}^2$ (bianco) e grazie ad essa è stato possibile individuare la grandezza di campo in modo proporzionale alla potenza assorbita in ogni punto della testa.

Nella Figura 5.6 è riportata la somma dei frame relativa alla prima simulazione diretta con il segnale originale. Si può notare la sezione orizzontale della testa contenente il punto di focalizzazione desiderato rappresentato da un piccolo riquadro con i bordi evidenziati in bianco.

Nella Figura 5.7 è rappresentata la somma dei frame relativa alla simulazione inversa dove il segnale originale viene rovesciato e mandato in ingresso all'antenna. Si nota infatti la focalizzazione del segnale attorno al punto di nostro interesse.

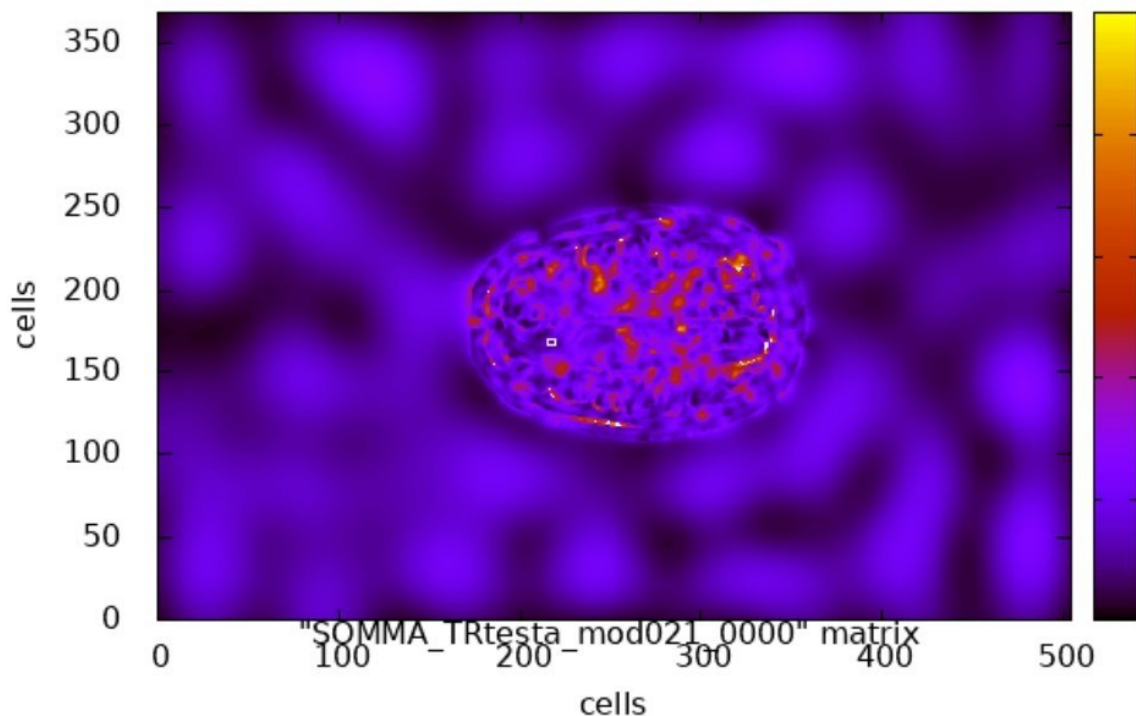


Figura 5.6: Simulazione diretta, somma dei frame

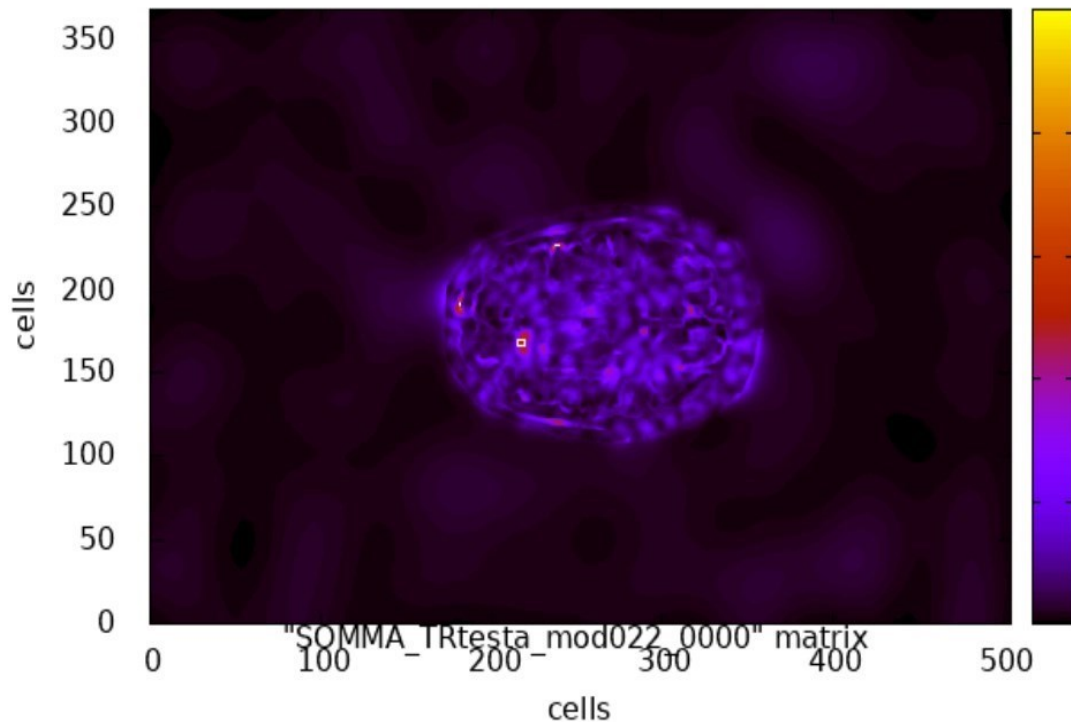


Figura 5.7: Simulazione inversa, somma dei frame

Le Figure 5.8 e 5.9 rappresentano singoli istanti dell'evoluzione temporale del segnale in simulazione inversa, a differenza delle Fig. 5.6 e 5.7 che ne rappresenta la somma. La scala della paletta a destra del grafico, in questo caso va da un minimo di 0 V/m (nero) ad un massimo di 0.2 V/m (bianco).

Possiamo notare come il campo focalizzi sempre nel punto desiderato, infatti, il colore rosso sta ad indicare un punto caldo dove il campo elettromagnetico risulta elevato.

Vi sono altre zone calde, ma queste sono instabili, compaiono e scompaiono nel tempo. L'ultimo frame rappresenta la fase discendente della sorgente dove il segnale si attenua, ma il punto tarato per la focalizzazione si trova sempre in una zona più calda di quelle circostanti.

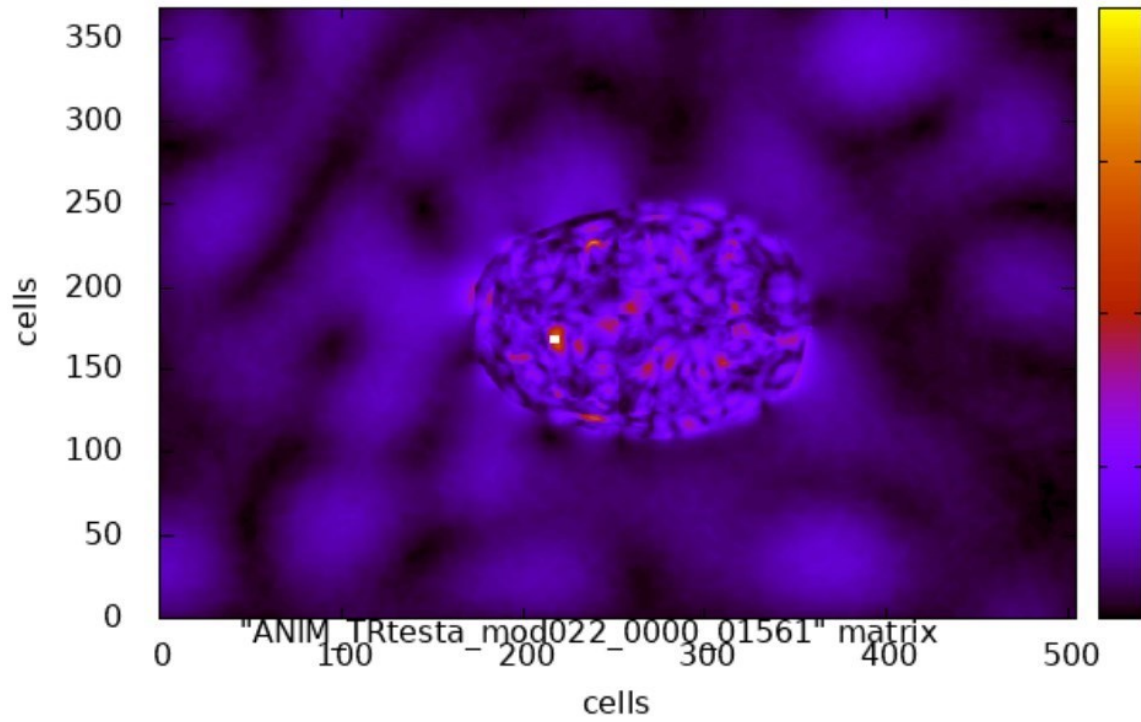


Figura 5.8: Simulazione inversa, singolo istante

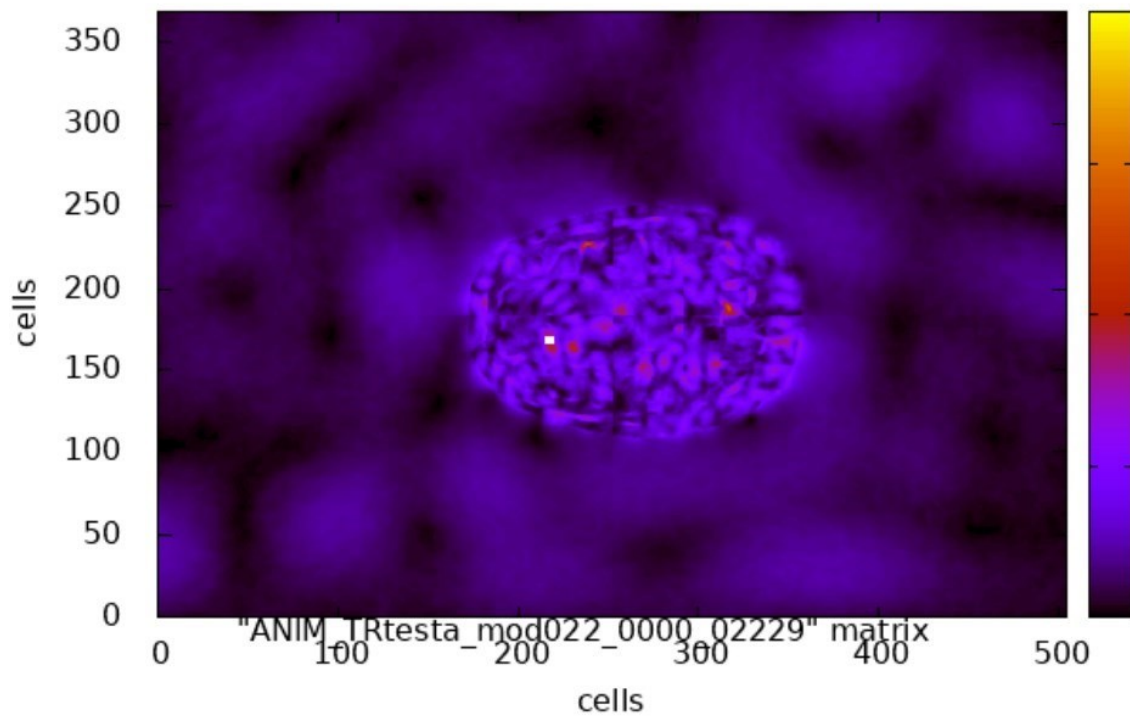


Figura 5.9: Simulazione inversa, singolo istante (fase discendente)

6. Conclusioni

Dai risultati delle simulazioni è evidente che ai fini della focalizzazione sia necessario avere un ambiente il più caotico possibile in modo da avere più modi eccitati all'interno della cavità. Le soluzioni possibili sono due:

- 1) Allargare la cavità in esame;
- 2) Diminuire le frequenze di lavoro.

Nel primo caso, allargare la cavità richiederebbe lunghi tempi di calcolo e occupazioni di memoria maggiori. In merito al ruolo della frequenza è necessario invece valutare le perdite.

Il ruolo delle perdite ai fini della focalizzazione è ovviamente ostile, nel caso queste fossero troppo elevate il segnale si attenuerebbe troppo impossibilitando il processo di focalizzazione. A frequenze più basse invece, le perdite si riducono e aumenta la lunghezza d'onda. Poiché la dimensione della focalizzazione dipende dalla lunghezza d'onda, abbassando la frequenza per diminuire le perdite si avrà una zona di focalizzazione maggiore. Un miglioramento si potrebbe ottenere anche dall'aggiunta di un diffusore posto in maniera obliqua rispetto alle pareti della cavità, in modo da rompere la simmetria dei modi e aumentarne la caoticità. Nelle simulazioni abbiamo quindi artificialmente ridotto le perdite mantenendo la frequenza a 2,45 GHz e senza dover allargare la cavità.

Grazie all'impiego della focalizzazione dei campi elettromagnetici in mezzi biologici si è riscontrato un notevole miglioramento in numerose tecniche terapeutiche. Nel caso dell'ipertermia, il riscaldamento dei tessuti trattati mediante focalizzazione dell'energia del campo a microonde è sfruttato per indurre la morte di cellule malate o per incrementare l'efficacia di farmaci chemio-terapici. Migliorare la qualità delle diagnosi e contribuire al più efficace trattamento di determinate patologie, sono gli obiettivi che porteranno la ricerca biomedica a eseguire sempre più approfonditi studi in merito all'applicazione di campi elettromagnetici sull'uomo.

Bibliografia

- [1] Mathias Fink, Didier Cassereau, Arnaud Derode, Claire Prada, Philippe Roux, Mickael Tanter, Jean-Louis Thomas, and Francois Wu. Time-reversed acoustics. *Reports on Progress in Physics*, 63(12):1933, 2000.

- [2] “Time Reversal in Reverberation Chambers: Applications to Lossy Media”, A. T. Frisco, L. Bastianelli, F. Moglie, V. Mariani Primiani, *Proceeding of IEEE EMCS*, Long Beach(CA), 2018.

- [3] Hee-Chun Song, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, *MIMO Time Reversal Communications*, WUWNet, 2007.

- [4] Ahmed E. Fouda, Fernando L. Teixeira, Mehmet E. Yavuz, Time reversal techniques for MISO and MIMO wireless communication systems, *Radio Science*, Vol. 47, 2012.

- [5] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

- [6] “Elecromagnetic Simulation using the FDTD method”, Dennis M. Sullivan.

- [7] “Caratterizzazione elettromagnetica della testa umana per simulazioni FDTD”, Alessandro Gravina, UNIVPM.

[8] “Caratterizzazione elettrica dei tessuti biologici nell’interazioni con i CEM”
Cesidio Bianchi, Progetto MEM.

[9] D.Andreuccetti, R.Fossi and C.Petrucci: An Internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100 GHz. IFAC-CNR, Florence (Italy), 1997. Based on data published by C.Gabriel et al. in 1996. [Online]. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>

