UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in:
INGEGNERIA BIOMEDICA

Tesi di Laurea:

Effetto della variazione della permittività elettrica sulla focalizzazione elettromagnetica in mezzi biologici

Effects of permittivity variation on the electromagnetic focuzing in biological media

Candidato:
Sabrina Verzulli

Relatore:
Prof. Franco Moglie

Correlatore:
Prof. Valter Mariani Primiani

Anno Accademico 2020-2021

Indice

Introduzione……..……3

1. Finite-Difference Time-Domain……5

1.1 Algoritmo di Yee……8

1.2 Condizioni di assorbimento……..10

2. Time reversal……13

2.1 Funzionamento……15

2.2 Ambiente riverberante……18

3. Geometria della simulazione……...…20

3.1 Descrizione del modello……..…20

3.2 Il monopolo……24

4. Permittività elettrica complessa……..…..25

5. Simulazioni FDTD……..……27

6. Conclusioni……..…....32

7. Bibliografia……34

Introduzione

Una componente fondamentale dell'universo in cui viviamo sono le cariche elettriche. Tra le moltissime cariche presenti in ogni mezzo materiale si manifestano forze complicate, che possono essere misurate, nel loro insieme, attraverso una grandezza detta campo elettrico. Se le cariche si muovono, si creano altre forze misurate mediante una grandezza diversa, il campo magnetico. Quando i due campi variano nel tempo sono strettamente collegati e si parla di campo elettromagnetico.

Campi elettrici e magnetici esistono in natura ma la maggior parte dei campi presenti nell'ambiente sono artificiali e legati a diverse tecnologie elettriche ed elettroniche. In linea di principio, qualunque carica elettrica, e quindi qualunque sistema il cui funzionamento dipende dall'elettricità, può risentire dell'azione dei campi elettromagnetici presenti nell'ambiente e subire così un'interferenza.

Il corpo umano è costantemente immerso nei campi elettromagnetici per tutti quei fenomeni naturali riconducibili alla natura elettromagnetica.

Proprio per approfondire il legame tra esposizione a campi elettromagnetici e salute umana sono stati avviati studi epidemiologici specifici.

L'interazione dei campi elettromagnetici con i tessuti biologici è un tema complesso e interdisciplinare, essa infatti ha un ruolo principale sia nei processi "elementari", come i potenziali d'azione delle membrane cellulari, che in quelli estremamente complessi come le capacità cognitive.

Questo meccanismo permette infatti la propagazione di impulsi elettrici nelle cellule ed è quindi funzionale alle cellule nervose, alle fibre muscolari e cardiache. È quindi importante studiare l'interazione tra campi elettromagnetici e tessuti biologici per comprenderne i meccanismi ed i possibili effetti a livello biologico e sanitario. Tali effetti dipendono essenzialmente dall'intensità dei campi applicati ed in modo rilevante anche dalla loro frequenza. [1]

Lo scopo del nostro studio è infatti analizzare e focalizzare il campo elettromagnetico all'interno dei diversi tessuti o componenti del corpo umano utilizzando particolari forme di onde impulsate (ovvero onde sinusoidali che variano velocemente nel tempo e modulate da un impulso, in modo tale che l'impulso andrà a ricadere nel centro della frequenza voluta) e sfruttando la tecnica del time-reversal.

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, perciò quest'ultima è 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 parametri della simulazione e osservarne le variazioni sulla focalizzazione. Su questo argomento sono state sviluppate dapprima tesi sperimentali in camera riverberante, poi tesi di simulazione numerica con la tecnica FDTD. Fra queste possiamo menzionare la tesi di Ausilia Teresa Frisco, quella di Elisa Arcangeli, quella di Monica Paparelli e infine quella di Giulia Mastrovincenzo sulla simulazione in generale.

In questa tesi, in particolare, viene valutata la variazione delle costanti dielettriche sui risultati della simulazione.

1. Finite-Difference Time-Domain

Il metodo FDTD (Finite-Difference Time-Domain) consente di calcolare facilmente l'interazione elettromagnetica per geometrie complesse.
È una tecnica ormai diffusa nella comunità scientifica grazie alla sua semplicità concettuale e grazie alle sempre maggiori capacità di elaborazione dei calcolatori.
La teoria relativa a questa tecnica era stata presentata già nel 1966 da Yee, ma solo successivamente con lo sviluppo degli strumenti di calcolo abbiamo avuto le prime applicazioni significative.
Il metodo FDTD appartiene alla classe generale dei metodi di modellazione numerica differenziale grid- based (metodi alle differenze finite).
Le equazioni di Maxwell dipendenti dal tempo (in forma differenziale parziale) sono discretizzate mediante approssimazioni alle differenze centrali delle derivate parziali spazio-temporali. Le risultanti equazioni alle differenze finite sono risolte sia in software, ottimizzando il codice numerico, che in hardware, sfruttando le capacità delle schede grafiche.
Le componenti del vettore del campo elettrico in un volume di spazio sono risolte in un dato istante temporale; poi, le componenti del vettore del campo magnetico sono risolte in mezzo istante di tempo successivo (nello stesso volume spaziale); il processo è ripetuto iterativamente fino a quando il comportamento transitorio del campo elettromagnetico non è terminato, riducendo il campo residuo a valori molto bassi nel caso di sorgente impulsiva oppure fino a che non sia raggiunto lo stato stazionario nel caso di sorgente a onda continua.

Vi sono svariati vantaggi nell'utilizzo di questo metodo, ma come in tutti i metodi di modellazione numerica vi sono anche punti deboli.

Partiamo dai vantaggi:

- il metodo con cui il campo viene modellato è relativamente semplice e intuitivo;
- la tecnica FDTD è molto accurata e robusta: si conoscono bene tutte le possibili fonti di errore, si possono quindi avere dei modelli accurati per una grande varietà di problemi;
- trattandosi di un metodo nel dominio del tempo è possibile ottenere soluzioni per sistemi a banda larga con una singola simulazione e facendo la trasformata di Fourier, senza dover rifare simulazioni a varie frequenze;
- è possibile seguire gradualmente l'evoluzione temporale di campo elettrico e campo magnetico in ogni punto del volume prima di giungere alla condizione di stazionarietà, in quanto sono calcolati ad ogni istante di tempo;
- grazie alla suddivisione dello spazio in piccoli elementi è possibile specificare per ognuno di essi le caratteristiche del materiale di cui sono costituiti, in modo da avere una riproduzione fedele dello spazio di interesse.

Qui di seguito elenchiamo i punti deboli del modello:

- l'accuratezza dei risultati, ottenuta da discretizzazioni spazio-temporali molto fitte, va a scapito di costi computazionali onerosi quali il tempo di calcolo o l'occupazione di memoria;
- dovendo discretizzare nello spazio, la rappresentazione degli oggetti contenuti nella regione di interesse introduce errori sistematici che causano imprecisione nei risultati;
- solo domini spaziali elettricamente ridotti possono essere simulati su piccoli o medi calcolatori, dato che quando la cella della griglia è grande al massimo un decimo della lunghezza d'onda l'errore risulta accettabile (all'incirca il 10%);
- nel caso in cui si voglia studiare la diffrazione causata da oggetti di dimensioni elettricamente grandi, possiamo utilizzare l'FDTD solo sui calcolatori disponibili in grossi centri di calcolo;
- poiché l'FDTD calcola il campo elettromagnetico in tutti i punti del dominio computazionale, quest'ultimo deve avere dimensioni finite, risulta quindi opportuno usare condizioni di terminazione per simulare la propagazione nello spazio libero.

1.1 Algoritmo di Yee

L'algoritmo di Yee usato nel metodo FDTD è basato sull'approssimazione alle differenze finite delle derivate nello spazio e nel tempo, le quali rappresentano un sistema di 6 equazioni in 6 incognite.

Lo schema FDTD utilizza le differenze centrali per discretizzare tutte le derivate, sia spaziali che temporali, riducendo gli errori.

Nella discretizzazione spaziale i campi sono posti sulla cella elementare, facilitando il calcolo delle derivate tramite le differenze finite.

In particolare, i campi elettrici sono posti lungo gli spigoli delle celle aventi dimensioni $\Delta x, \Delta y, \Delta z$, mentre i campi magnetici al centro della superficie sottesa dalla singola cella. Così essi risultano disallineati di mezza cella. Questa distribuzione dei campi permette una facile esecuzione delle derivate parziali, nel rispetto dell'interlacciamento esistente tra campo elettrico e magnetico. Le corrispondenti operazioni risultano al tempo stesso facili da implementare in un codice di calcolo.

Lo stesso principio delle differenze centrali è applicato per quanto riguarda la discretizzazione temporale. Il disallineamento dei campi deve essere mantenuto anche nel tempo per cui i campi elettrici e magnetici devono essere valutati a tempi diversi di una quantità pari a mezzo passo di campionamento Δt. Il campo elettrico è aggiornato utilizzandone il valore al passo precedente insieme al campo magnetico al passo intermedio. Analogamente, il campo magnetico si aggiorna a partire dal campo magnetico del passo precedente e dal campo elettrico del passo intermedio.

La Fig. 1.1 mostra quanto descritto nel caso monodimensionale.

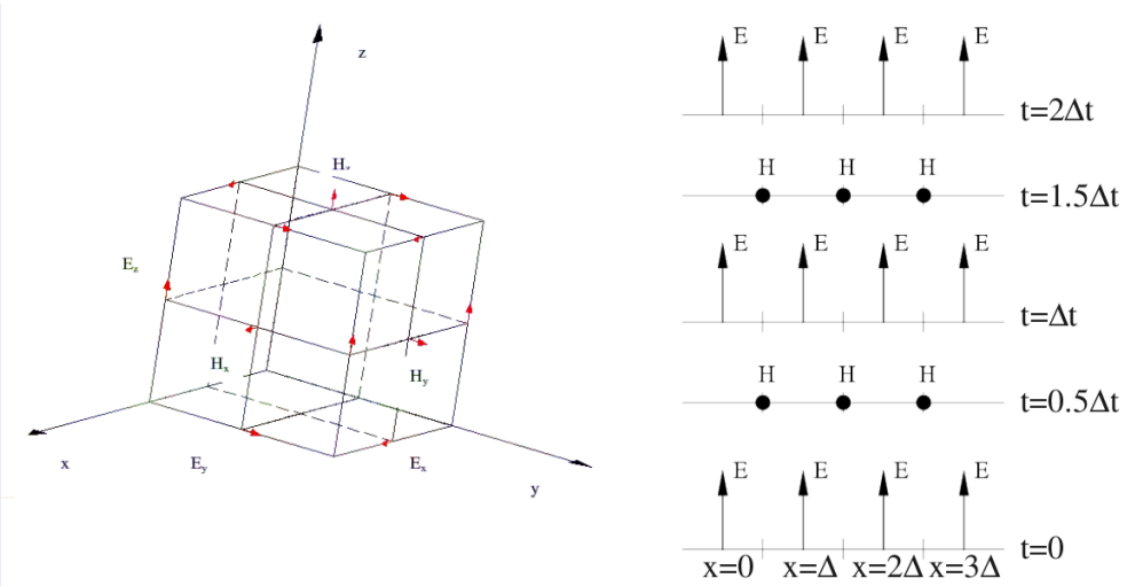

Figura 1.1: *Cella di Yee e periodi di campionamento*

L'algoritmo di Yee, per quanto efficiente dal punto di vista computazionale, presenta inconvenienti nell'implementazione, superabili rispettando 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 (1):

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2}+\frac{1}{\Delta y^2}+\frac{1}{\Delta z^2}}}. \qquad (1)$$

dove c rappresenta la velocità della luce nel mezzo. [2]

1.2 Condizioni di assorbimento

La propagazione di onde elettromagnetiche può avvenire in regioni aperte, per le quali il dominio di interesse è illimitato in almeno una delle dimensioni dello spazio, oppure all'interno di cavità chiuse da pareti metalliche.

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.

Invece è possibile 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.

Nel nostro caso, non si dovrà imporre condizioni al contorno complesse che simulano la propagazione nello spazio libero, sarà sufficiente imporre i campi al contorno nulle perché simuliamo una cavità risonante che ha pareti metalliche ideali.

Invece per i casi nei quali si ha propagazione all'esterno del dominio è indispensabile la conoscenza del campo elettrico e magnetico sulla terminazione della regione in esame. Non è possibile con l'algoritmo di Yee standard ma con opportune condizioni di terminazione.

La determinazione delle condizioni di assorbimento consiste proprio nella ricerca di equazioni che forniscano una stima del valore di queste componenti di campo, sfruttando la conoscenza di quelle interne al dominio computazionale, che sono invece conosciute.

Tra le varie tipologie di condizioni al contorno, quelle di assorbimento (ABC o Absorbing Boundary Condition) risultano attualmente le più utilizzate con il *metodo FDTD.*

È interessante osservare come la soluzione del problema delle condizioni di assorbimento sia stata oggetto di studio già a partire dagli anni ‘70 e che abbia quindi subito un progresso continuo fino all’introduzione del PML (Perfectly Matched Layer).

Non appena la teoria di Yee fu sfruttata per la risoluzione di problemi di elettromagnetismo (cioè nel corso degli anni Settanta ed Ottanta) si svilupparono varie tecniche di terminazione per troncare il dominio di calcolo.

Il primo filone che riuscì ad ottenere risultati soddisfacenti cercò di dare una risposta al problema attraverso l'equazione d'onda di d'Alambert. Di questo gruppo formato da B.Engquist, A.Madja e G.Mur, i primi due riuscirono a costruire delle basi teoriche, che vennero successivamente adattate al metodo FDTD da Gerrit Mur, nel 1981.

Contemporaneamente Z.P. Liao portò avanti con il suo team un’ulteriore linea di pensiero e, nel 1984 attraverso l’estrapolazione spaziale e temporale, ottenne dei risultati aventi una precisione simile a quelli di Mur ma senza mostrare miglioramenti significativi.

Furono necessari altri nove anni affinché avvenisse una vera e propria rivoluzione, grazie alla quale si ottenne un incremento della precisione delle condizioni al contorno di addirittura quattro ordini di grandezza.

Fu il fisico francese Jean-Pierre Berenger, nel 1994 a stravolgere le teorie fino ad allora adottate grazie all’introduzione del Perfectly Matched Layer (PLM).

A differenza di tutti gli altri Berenger pensò alla superficie esterna del dominio computazionale come ad una parete con coefficiente di riflessione nullo a tutte le frequenze e per qualsiasi polarizzazione e angolo di incidenza delle onde elettromagnetiche.

In questo modo le condizioni al contorno garantiscono il completo assorbimento delle onde incidenti al confine del dominio di indagine (condizioni assorbenti perfette) evitando così l'insorgenza di onde riflesse spurie. Il dominio di indagine è terminato 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.

2.Time Reversal

La tecnica di inversione del tempo, detta appunto Time Reversal si basa su una caratteristica dell'equazione d'onda nota come reciprocità: data una soluzione all'equazione d'onda, allora anche l'inversione del tempo (usando un tempo negativo) di quella soluzione è una soluzione. Ciò si verifica perché l'equazione d'onda standard contiene solo derivate di ordine pari. Possiamo notare questa caratteristica nelle onde sonore nell'acqua o nell'aria, le onde ultrasoniche e le onde elettromagnetiche nello spazio libero e in un mezzo come il corpo umano.

Concettualmente possiamo immaginare il Time Reversal come una contro propagazione delle onde in modo da far concentrare l'energia in un certo punto e istante di tempo attesi.

Questa tecnica venne utilizzata inizialmente in campo acustico dal fisico Mathias Fink dell'École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris che fece con il suo team numerosi esperimenti con Time Reversal ad ultrasuoni.

Un esperimento interessante [3] ha coinvolto un trasduttore a sorgente singola, un TRM a 96 elementi e 2000 barre di acciaio sottili situate tra la sorgente e l'array.

Un Time Reversal Mirror (TRM) è un dispositivo in grado di focalizzare le onde utilizzando il metodo di inversione temporale. I TRM sono anche noti come array di specchi di inversione temporale poiché di solito sono array di trasduttori. I TRM sono ben noti e sono stati utilizzati per decenni nel dominio ottico e in quello ultrasonico. Nell'esperimento la sorgente inviava un impulso di 1 μs sia con diffusori metallici, sia senza.

Il punto sorgente è stato misurato sia per la larghezza temporale che per la larghezza spaziale nella fase di ritrasmissione. La larghezza spaziale era circa 6 volte più stretta sia con che senza diffusori. Inoltre, la larghezza spaziale era inferiore al limite di diffrazione determinato dalla dimensione del TRM con i diffusori. Ciò è stato possibile perché questi ultimi hanno aumentato l'apertura effettiva dell'array. Anche quando i diffusori sono stati spostati (nell'ordine di una lunghezza d'onda) tra le fasi di ricezione e trasmissione, la messa a fuoco era ancora abbastanza buona, dimostrando che le tecniche di inversione del tempo possono essere robuste di fronte a un mezzo mutevole.

In seguito José M. F. Moura della Carnegie Mellon University guidò un gruppo di ricerca che lavorava per estendere i principi dell'inversione temporale alle onde elettromagnetiche [4] e raggiunse una risoluzione superiore al limite di risoluzione di Rayleigh, dimostrando l'efficacia delle tecniche di inversione del tempo. I loro sforzi si concentravano sui sistemi radar e cercarono di migliorare gli schemi di rilevamento e imaging in ambienti altamente disordinati, dove le tecniche di inversione temporale sembrano fornire il massimo beneficio. [5]

2.1 Funzionamento

I concetti relativi al Time Reversal fin qui esposti, possono essere meglio compresi partendo dalle equazioni delle onde per i modi simmetrici e antisimmetrici:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} - \frac{1}{c_L^2}\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0$$

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} - \frac{1}{c_T^2}\frac{\partial^2 \psi}{\partial t^2} = 0$$

Con $c_L = \sqrt{\frac{\lambda_L + 2\mu_L}{\rho}}$, $c_T = \sqrt{\frac{\mu_L}{\rho}}$, ρ densità di massa, λ_L e μ_L costanti di Lamè (coppia di parametri del materiale).

Tali equazioni hanno soluzioni identiche sia per φ(x, y, z, t), ψ(x, y, z, t) che per φ(x, y, z, −t), ψ(x, y, z, −t).

In altre parole, se la funzione nel tempo t è soluzione dell'equazione, lo è anche la sua versione tempo ribaltata −t. Quindi, per ogni onda che si allontana dalla sua sorgente ne esiste una identica ma ribaltata nel tempo in grado di ripercorrere lo stesso tracciato verso la stessa sorgente. [6]

Questo risultato è valido anche in presenza di percorsi multipli nella propagazione del segnale e senza dover conoscere a priori la risposta impulsiva del canale dove viaggia l'informazione. Quindi il metodo time-reversal, per effettuare la corretta comunicazione, necessita della proprietà di reciprocità del canale, ciò significa che in questo caso il percorso sarebbe lo stesso in entrambe le direzioni di percorrenza e, qualora il materiale subisse un danno, lo si riconoscerebbe dal segnale ricevuto (dato che cambierebbe la riposta all'impulso del canale) e ciò consentirebbe anche di localizzare il punto dove è avvenuto il danno.

Si supponga di prendere in esame una configurazione di comunicazione consistente in un trasmettitore A in una certa locazione spaziale e dei ricevitori B_i in altri punti distinti. Inizialmente, A trasmette un segnale verso i B_i, i quali sono in fase di ascolto e registrazione. Il segnale arriverà prima ai sensori più vicini ad A, poi a quelli più lontani. Una volta ricevuto il segnale, i B_i divengono trasmettitori mentre A diventa un ricevitore.

I B_i ribaltano il segnale in modo che quelli più vicini ad A inviino il segnale in ritardo rispetto a quelli più lontani. Questa operazione si può fare senza conoscere la posizione di A e dei B_i. [7]

Il TR possiede due proprietà che lo rendono ottimo anche negli scenari di comunicazione con molteplice diffusione del segnale. [8]

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.

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).

Si evidenzia che tale caratteristica massimizza la potenza ricevuta, minimizzando le perdite verso altri punti. [9]

Questa seconda proprietà sarà quella applicata nei capitoli successivi dove siamo partiti dall'esperimento mostrato nella Fig. 2.1. [10]

In questo caso specifico, una scatola di alluminio di volume ≈1 m^3 (1,27 m × 1,27 m × 0,65 m) con elementi di dispersione e irregolarità della

superficie interna che facilitano la creazione di traiettorie caotiche dei raggi, è stata usata come canale, includendo al suo interno trasmettitore e ricevitore.

In particolare, ci sono due porte che collegano le antenne a monopolo nella cavità a un generatore di sorgente a microonde arbitraria e un oscilloscopio che funziona da ricevitore. I due monopoli hanno lunghezza 1 cm e diametro ≈1 mm e sono montate su due diverse pareti della cavità. Un impulso elettromagnetico con una frequenza centrale di 7 GHz e un inviluppo gaussiano di deviazione standard di 1 ns è trasmessa 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 filtrata digitalmente per ridurre al minimo il rumore.

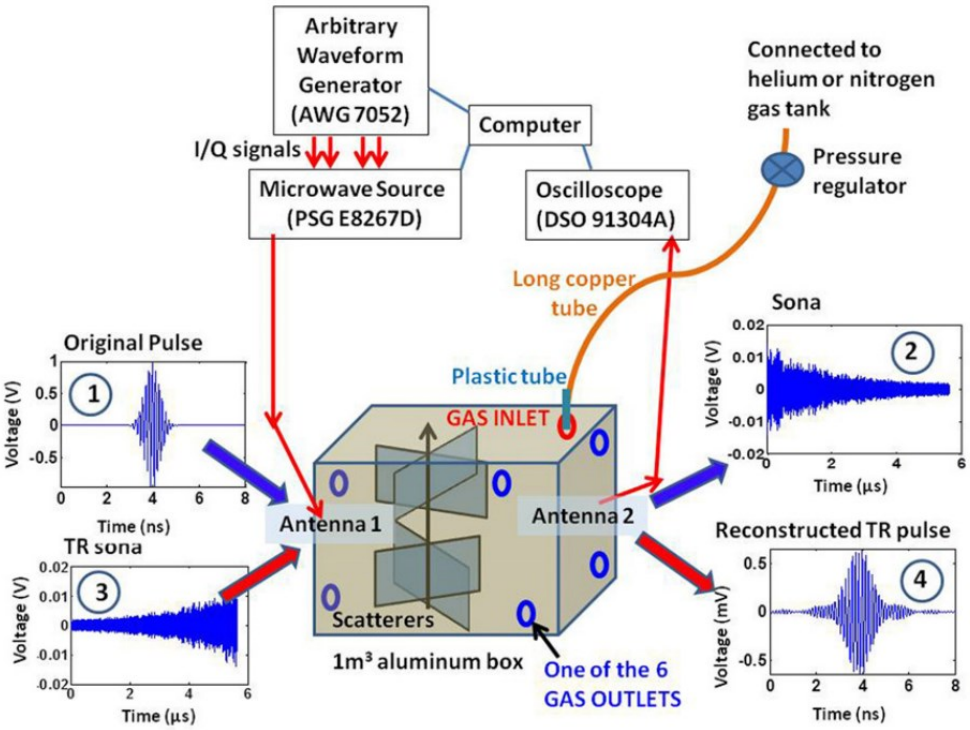

Figura 2.1: *Schema del banco di misura con la cavità risonante, le antenne e i segnali: (1) segnale trasmesso originario, (2) segnale ricevuto, (3) segnale ricevuto rovesciato, (4) segnale ricostruito.*

In questo esperimento la cavità è stata riempita da elio o azoto e si sono studiate le differenze di propagazione in risposta a piccole variazioni del gas che riempie la cavità. I risultati di questa tesi sono conseguenti a simulazioni dove usiamo la stessa procedura, ponendo il modello di una testa all'interno della cavità, ricreando il trasmettitore con un monopolo posto sulla parete della cavità e al posto del ricevitore prendiamo direttamente il campo elettrico calcolato dalla FDTD.

2.2 Ambiente riverberante

Come già introdotto, scopo di questo lavoro di tesi è utilizzare la tecnica del time reversal per focalizzare campi elettromagnetici all'interno di un corpo biologico, nel nostro caso la testa. La parte sperimentale svolta in precedenza (tesi di Ausilia Teresa Frisco) simulava la testa tramite un becher riempito di soluzione fisiologica, il quale era posto all'interno di un ambiente con molte riflessioni quale era la camera riverberante del laboratorio di EMC del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università Politecnica delle Marche.
Una camera riverberante consiste essenzialmente in una cavità schermata e un agitatore che modifica ("agita") il campo elettromagnetico all'interno della stessa. Questa cavità si comporta come un risonatore multimodale ed è in genere di forma rettangolare e con pareti metalliche. Essa è utilizzata soprattutto in prove di EMC perché il campo è statisticamente omogeneo, in modo che onde piane, aventi tutte le possibili direzioni di propagazione e diversa 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. Per garantire l'uniformità di campo, all'interno delle camere riverberanti si utilizza un mescolatore (stirrer, in inglese) che è una costruzione che comprende piatti metallici riflettenti orientati con diverse angolazioni e che garantisce un continuo cambiamento delle condizioni al contorno, ruotando sul proprio asse.

Si genera così un campo elettromagnetico diffuso dalle pareti della camera e da questi agitatori o mescolatori che cambiano continuamente la geometria della cavità, generando così al suo interno un campo elettromagnetico riverberante. Se il numero di modi eccitati è sufficiente, il campo medio all'interno della camera può essere analizzato come una sovrapposizione di onde piane uniformemente distribuite che arriveranno da tutte le direzioni e polarizzazioni. Se la camera e lo stirrer sono stati ben progettati e superano le procedure di validazione richieste dalla normativa, i campi interni hanno le desiderate caratteristiche di omogeneità, isotropia, incoerenza e depolarizzazione.

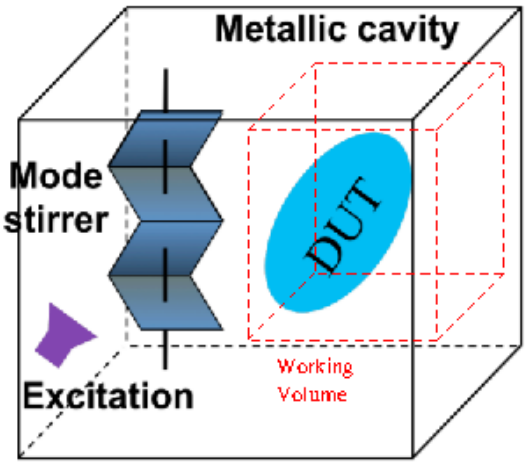

Figura 2.2: *Schema della cavità risonante con antenna trasmittente, mescolatore modale, volume di lavoro e dispositivo sotto test.*

3. Geometria della simulazione

Come modello della testa umana abbiamo utilizzato lo stesso della tesi di Alessandro Gravina dal titolo "Caratterizzazione elettromagnetica della testa umana per simulazioni FDTD".

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 tal proposito si è utilizzato il modello sviluppato dal "Department of Electrical Engineering, Imam Khomeini University of Qazvin, Iran" nel progetto chiamato "Realistic human head voxel model for brain microwave imaging".

3.1 Descrizione del modello

Questo modello presentava inizialmente uno scarso rivestimento cutaneo sulle orecchie e sul naso, ma il problema è stato risolto sostituendolo con un modello costituito da 256x256x128 elementi voxel con una dimensione di 1.1x1.1x1.3 mm^3 ciascuno. Questo è stato scaricato da SourceForge mentre per la rielaborazione è stato utilizzato un codice scritto nel linguaggio di programmazione C, molto utile nella gestione e lettura dei file binari, quali erano i file di nostro interesse.

Si è ricavata così una matrice tridimensionale che fornisce la posizione di ogni tessuto sulla mappa. Essa aveva inizialmente dimensioni 256x256x128 voxel corrispondenti a 8.388.608 elementi tissutali in coordinate i,j,k, poi le dimensioni sono state ridotte eliminando gli strati con solo aria.

Con il software grafico ParaView si può mostrare la geometria della testa utilizzata per le simulazioni FDTD come mostrato nella Figure 3.1 e 3.2.

Nella Fig. 3.1 possiamo notare la parte esterna del modello mentre nella Fig. 3.2 si può notare come questo sia stato sezionato in piani interni, così da poter rendere visibili anche i tessuti all'interno della testa.

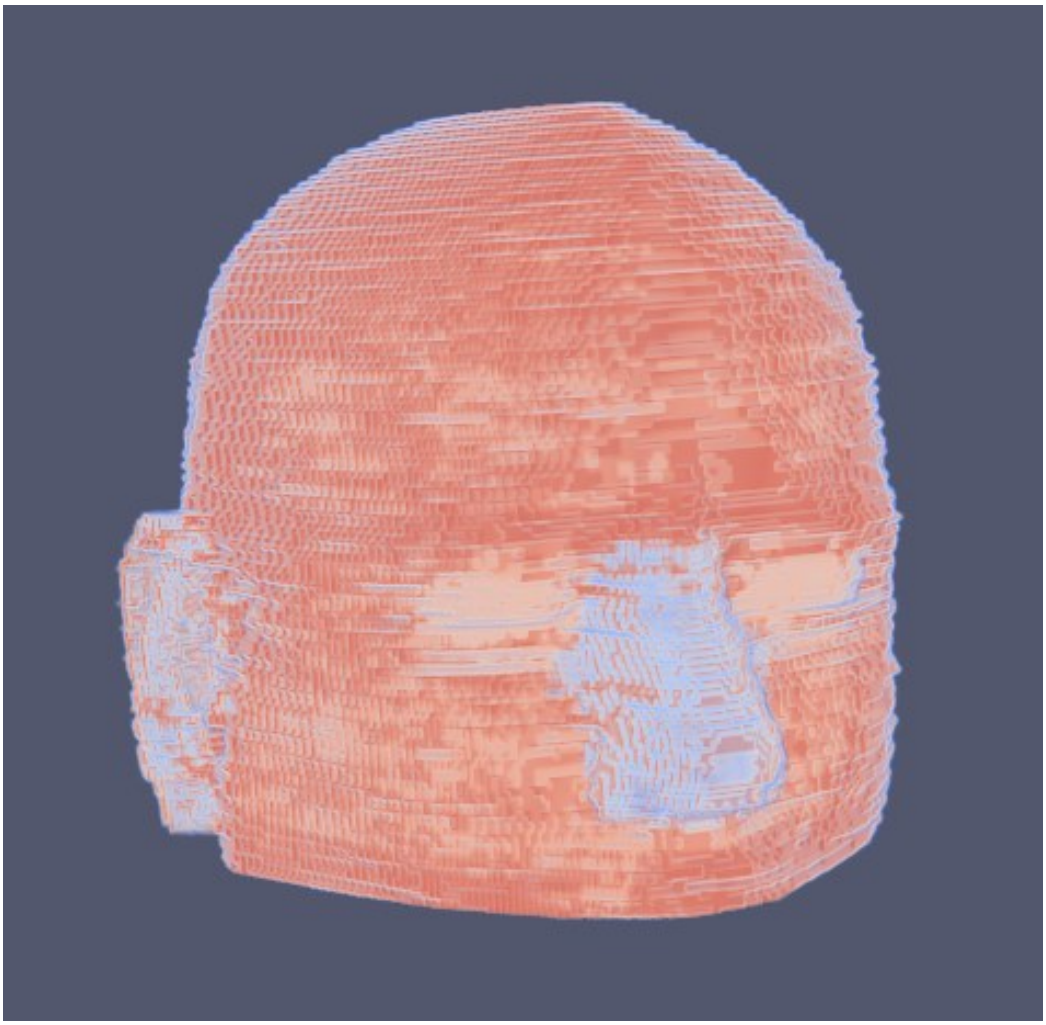

Figura 3.1: *Modello della testa, parte esterna.*

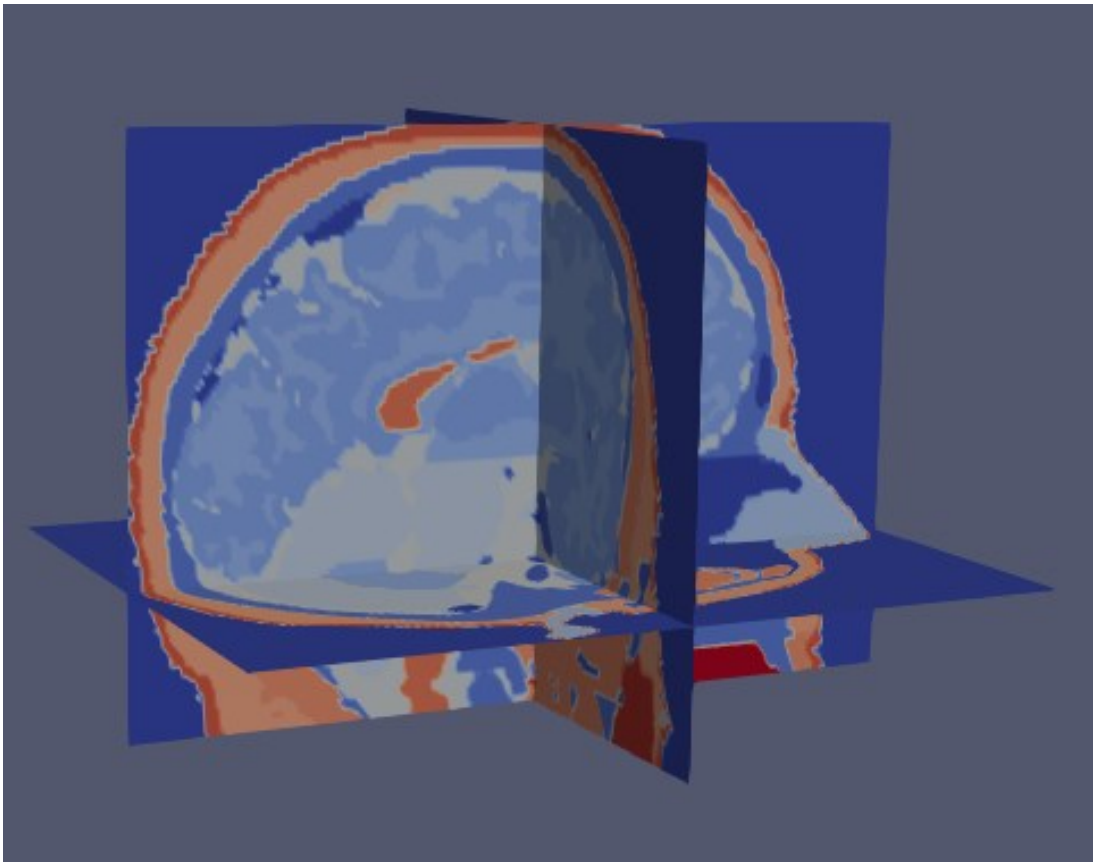

Figura 3.2: *Modello della testa, sezioni interne.*

Le dimensioni aggiornate del modello sono 172x218x120 voxel per un totale di 4.499.520 celle. Una volta inserito nella cavità, le distanze tra la testa e le pareti sono rispettivamente 108 celle lungo l'asse *x*, 153 celle lungo l'asse *y* e 108 celle lungo l'asse *z*. Trattandosi di un modello non omogeneo si tiene conto delle diverse componenti tissutali ognuna caratterizzata da valori individuali di densità, costante dielettrica e conducibilità a 2,45 GHz (Tabella 1).

#	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

Tabella 1: *Valori di densità, costante dielettrica e conducibilità a 2,45 GHz, per ogni tessuto costituente la testa.*

3.2 Il monopolo

Il tipo di antenna usata è a monopolo, classe delle antenne radio. Fu inventata nel 1895 dal pioniere della radio Guglielmo Marconi e per questo motivo viene talvolta chiamata “antenna Marconi”. Essa è costituita da un conduttore a forma di barra rettilinea, montato perpendicolarmente su un certo tipo di conduttore a superficie riflettente detto piano di terra. Questo piano è da ritenersi per il trasmettitore o per il ricevitore come un elemento doppio. Nel nostro caso il piano riflettente è una delle pareti metalliche della scatola. Il monopolo viene usato quindi come antenna risonante; 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. La forma che adoperiamo è il monopolo a quarto d’onda, in cui l'antenna è circa un quarto della lunghezza d'onda delle onde radio. La potenza irradiata è metà del dipolo equivalente. Nelle nostre simulazioni il monopolo è orientato lungo z e disposto in modo asimmetrico sulla base della scatola nel punto di coordinate 70 celle lungo *x*, 80 celle lungo *y*.

4. Permittività elettrica complessa

Per determinare la costante dielettrica ε e la conducibilità σ si utilizza la costante dielettrica (o permittività elettrica) complessa di ogni tessuto associato a ciascuna cella FDTD. Essa dipende dalla frequenza e si ottiene con la seguente formula di Cole-Cole:

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

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 Tabella 2 e sono disponibili su:

http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php

#	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 (μs)	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

Tabella 2: *Parametri per calcolare la costante dielettrica complessa per una frequenza fissa nella banda 10 Hz <f< 100 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 GHz e la temperatura T = 37◦ C erano già stati riportati nella Tabella 1.

5. Simulazioni FDTD

Nelle simulazioni tramite FDTD utilizziamo una rappresentazione mediante celle, la griglia risultante è uniforme e la cella elementare ha un volume di 1.1x1.1x1.3 mm^3.

In queste simulazioni il segnale in input è una sinusoide modulata da un impulso gaussiano e centrata a 2.45 GHz con banda 100 MHz. Questa analisi richiede due simulazioni, una diretta e una inversa per ogni caso studiato.

Nella tesi di Monica Paparelli viene presentato in particolare il tipo di segnale utilizzato e la rappresentazione delle componenti del campo elettrico nelle tre dimensioni dello spazio: Ez, Ey, Ex.

Essendo l'antenna orientata lungo l'asse z, Ez è la componente principalmente eccitata nella cavità, ma anche le altre componenti sono disponibili, grazie alla diffusione della testa e della struttura metallica del monopolo. Per quanto riguarda le simulazioni, abbiamo provato a farne alcune senza testa, cioè della sola cavità con conducibilità dell'aria pari a $3x10^{-4}$ S/m. Con questa conducibilità assicuriamo che l'impulso si sia esaurito alla fine della simulazione, in questo modo si hanno perdite dovute all'aria e il campo si attenua molto più velocemente rispetto alla simulazione con la testa.

La presenza della testa favorisce invece il mescolamento del segnale, di conseguenza si ha un ritardo nell'attenuazione del segnale.

Avevamo una scarsa focalizzazione del campo al centro della testa, questo potrebbe essere dovuto alla forte attenuazione dovuta ai tessuti oppure alla scarsa diffusione nella cavità.

Quindi abbiamo provato a focalizzare il campo elettromagnetico in una

posizione laterale per controllare se fossero le perdite dei tessuti a non riuscire a trasmettere sufficientemente segnale al centro.

Le Figure 5.1 e 5.2 sono la somma temporale del modulo al quadrato del campo elettrico (espresso in V^2/m^2) sul piano z costante. La scala della paletta a destra del grafico va da un minimo di 0 V^2/m^2 (nero) ad un massimo di 0.01 V^2/m^2 (bianco).

In questo modo vogliamo rappresentare una grandezza proporzionale alla potenza assorbita in ogni punto della testa.

Possiamo notare la sezione orizzontale della testa (il naso è sulla sinistra) contenente il punto di focalizzazione desiderato, rappresentato da un piccolo quadrato con bordi bianchi.

Nella Fig. 5.1 è riportata la somma dei frame relativa alla prima simulazione (diretta) con il segnale originale, si nota che non essendoci focalizzazione arriva poco segnale anche in una zona periferica della testa.

Nella Fig. 5.2 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.

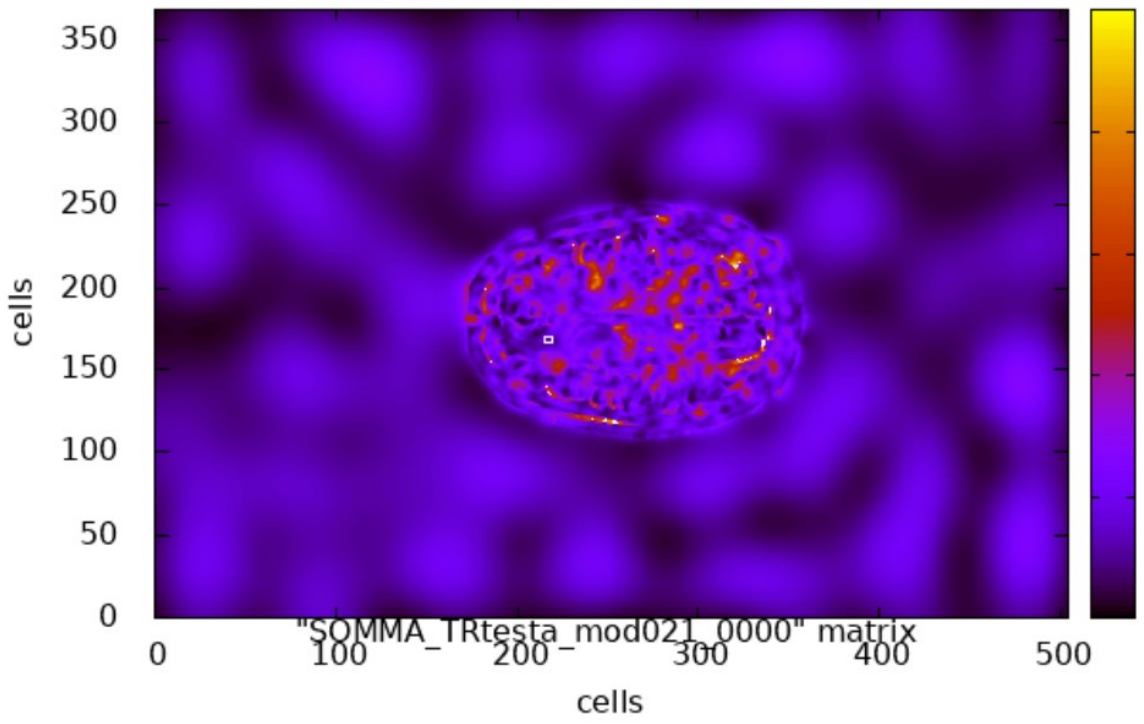

Figura 5.1: *Simulazione diretta, somma dei frame.*

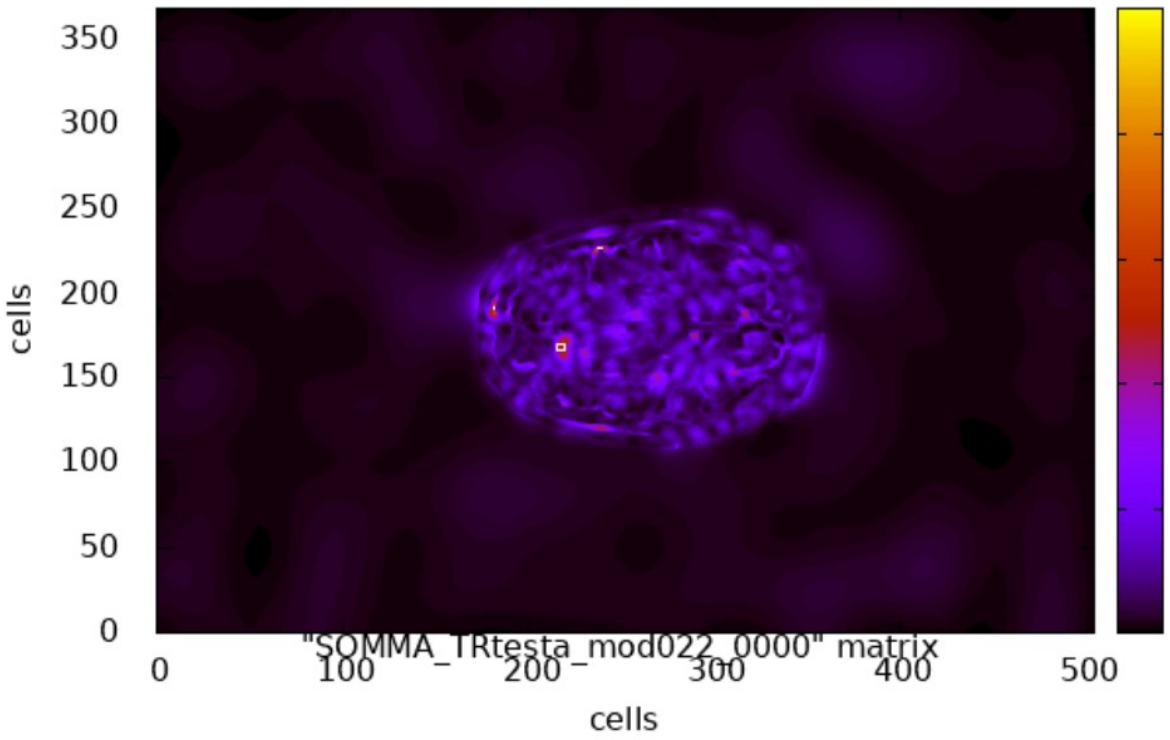

Figura 5.2: *Simulazione inversa, somma dei frame.*

Le Figure 5.3 e 5.4 rappresentano singoli istanti dell'evoluzione temporale del segnale in simulazione inversa, a differenza della Fig. 5.2 che come sopra riportato ne rappresenta la somma. Il modulo di E (espresso in V/m) è sempre riferito ad un piano z costante. La scala della paletta a destra del grafico 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.

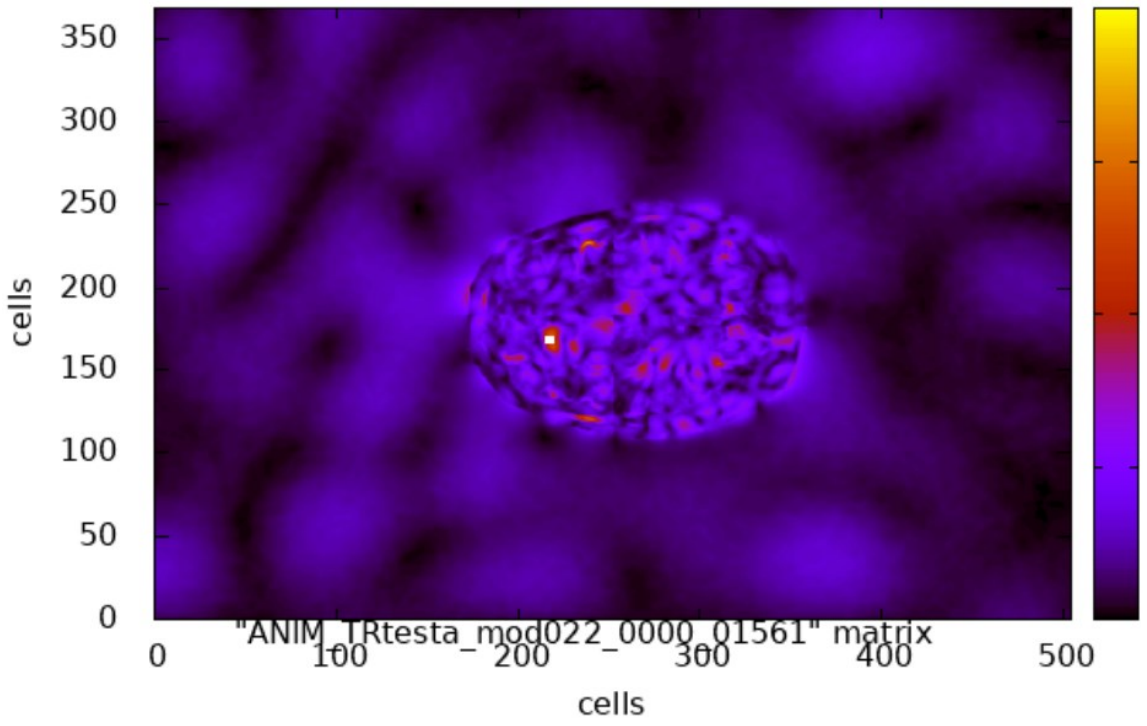

Figura 5.3: *Simulazione inversa, singolo istante.*

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.

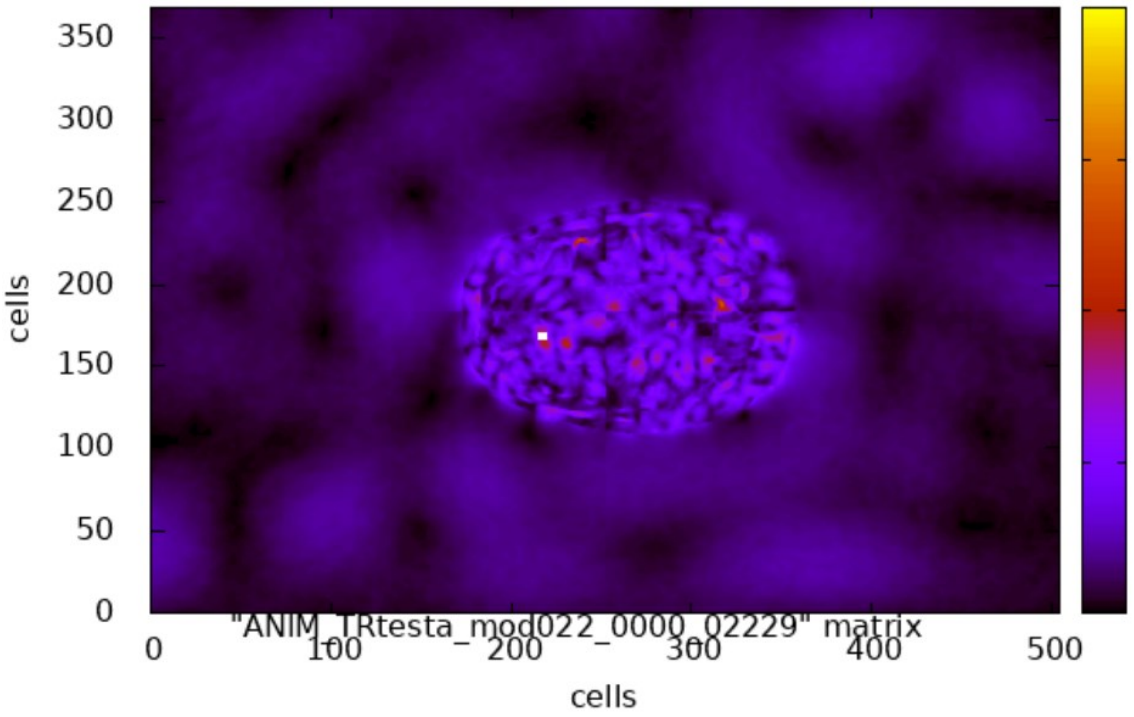

Figura 5.4: Simulazione inversa, singolo istante.

6. Conclusioni

Per ottenere un ambiente caotico necessario alla focalizzazione, va considerata una cavità di dimensioni pari a diverse lunghezze d'onda, così da avere molti modi eccitati all'interno della stessa.

Risulta inoltre utile l'introduzione di diffusori benché la struttura della testa abbia una disomogeneità e complessità tale (dovuta ai tessuti di cui è costituita) da permettere una elevata variazione spaziale del campo elettromagnetico, in modo da eliminare la regolarità del campo dovuta ai singoli modi.

Per aumentare ulteriormente la caoticità dovremmo allargare la cavità in esame, ma dobbiamo tener presente che un ambiente più grande da simulare richiede tempi di calcolo e occupazione di memoria maggiori.

Anche le perdite hanno una loro influenza, aumentandole si ridurrebbe la focalizzazione e la durata del segnale nel tempo. Nel caso fossero troppo elevate avremmo una struttura ancor meno caotica e il segnale si attenuerebbe troppo presto e quindi la focalizzazione tenderebbe a sparire.

A 2,45 GHz i tessuti presentano perdite elevate ma la cavità risulta elettricamente grande, invece a frequenze più basse le perdite si riducono ma aumenta la lunghezza d'onda e quindi la cavità ha meno modi eccitati.

Non volendo allargare la cavità e mantenendo la stessa frequenza e quindi lo stesso numero di modi, abbiamo artificialmente ridotto le perdite. Questo accorgimento si è rilevato funzionante e i tempi di calcolo sono rimasti gli stessi.

Inoltre, dato che la dimensione della focalizzazione dipende dalla lunghezza d'onda, abbassando la frequenza per diminuire le perdite, avremmo una zona di focalizzazione maggiore.

La lunghezza d'onda è inversamente proporzionale alla radice quadrata della costante dielettrica e quindi il parametro che caratterizza la lunghezza d'onda in ciascun tessuto della testa dipende dalla costante dielettrica relativa, perché tutti i tessuti hanno permeabilità magnetica relativa μ_r unitaria.

Risulta d'interesse approfondire lo studio sulla focalizzazione dei campi elettromagnetici (nei mezzi biologici), in quanto grazie al suo utilizzo è stato riscontrato un notevole miglioramento in molte tecniche terapeutiche, come ad esempio l'ablazione cardiaca (con la quale viene trattata la fibrillazione atriale) e l'ipertermia.

In quest'ultima, il riscaldamento selettivo dei tessuti affetti da tumore, mediante la focalizzazione dell'energia del campo a microonde nella regione di interesse, è sfruttato per indurre l'apoptosi (termoablazione) delle cellule malate o per incrementare localmente l'efficacia dei farmaci chemio- e radio-terapici.

Possiamo immaginare quindi, come la focalizzazione dei campi elettromagnetici in mezzi biologici continuerà ad essere oggetto di studio anche negli anni a venire.

Bibliografia

[1] Jayasheela Zambon, “Effetti della stimolazione mediante campi elettrici ad alta frequenza su colture di astrociti murini”.

[2] Allen Taflove and Susan C. Hagness, “Computational Electrodynamics”, the finite-difference timedomain method, second edition.

[3] Mathias Fink. Specchi acustici di inversione temporale. Argomenti Appl. Phys. 84, 17-43 (2002).

[4] José M. F. Moura, Yuanwei Jin. "Detection by Time Reversal: Single Antenna", IEEE Transactions on Signal Processing, 55:1, pp. 187-201, gennaio 2007.

[5] B. T. Taddese, G. Gradoni, F. Moglie, T. M. Antonsen, E. Ott, and S. M. Anlage, “Quantifying volume changing perturbations in a wave chaotic system,” New Journal of Physics, vol. 15, no. 2, p. 023025, 2013

[6] Mehmet Emre Yavuz, B. S., M. S., Time Reversal Based Signal Processing Techniques for Ultrawideband Electromagnetic Sensing in Random Media, The Ohio State University, 2008.

[7] Ratish J. Punnoose, David T. Counsil, Derek P. Young, Neil Jacklin, Time Reversal Signal Processing for Communication, Sandia National Laboratories, 2011.

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

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

[10] B. T. Taddese, G. Gradoni, F. Moglie, T. M. Antonsen, E. Ott, and S. M. Anlage, “Quantifying volume changing perturbations in a wave chaotic system,” New Journal of Physics, vol. 15, no. 2, p. 023025, 2013- figura 2.