



FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

**MODELLIZZAZIONE TEORICA E ANALISI STATISTICA
DELLE PRESTAZIONI DI UNA CAMERA RIVERBERANTE
ALIMENTATA DA UN'ANTENNA A LARGA BANDA**

**THEORETICAL MODELLING AND STATISTICAL ANALYSIS
OF THE PERFORMANCE OF A REVERBERATION CHAMBER
FED BY BROADBAND ANTENNA**

Relatore:

Prof. Valter Mariani Primiani

Laureando:

Mattia Zizzi

Correlatore:

Ing. Alfredo De Leo

A.A. 2021 / 2022

INDICE

INTRODUZIONE	1
CAPITOLO 1: TEORIA DELLA CAMERA RIVERBERANTE	
1.1 Introduzione alla camera riverberante	2
1.2 Teoria modale	3
1.3 Fattore di qualità Q	6
1.4 Numero di modi e LUF	9
1.5 Densità modale	11
1.6 Stirrer	13
1.7 Mechanical stirring e Source stirring	15
CAPITOLO 2: STATISTICA	
2.1 Introduzione alla statistica	16
2.2 Efficacia dello stirrer	17
2.3 Concetti sulle distribuzioni statistiche	19
2.4 Rician K factor	21
2.5 Uniformità di campo	23
CAPITOLO 3: SUORCE STIRRING	
3.1 Espressioni del campo elettrico all'interno della camera riverberante	25
3.2 Impedenza d'antenna	32
CAPITOLO 4: ANTENNE A DIPOLO	
4.1 Conoscenze preliminari	34
4.2 Distribuzione di corrente	36
4.3 Dipolo corto	38
4.4 Dipolo a mezza lunghezza d'onda	40
CAPITOLO 5: ANTENNE A BANDA LARGA IN LETTERATURA	
5.1 Premessa	42
5.2 Geometria elicoidale	43
5.3 Antenne elicoidali monofilari	45
CAPITOLO 6: MODELLO DI PARTENZA	
6.1 Elica cilindrica di partenza	54
6.2 Adattamento dell'alimentazione	55
6.3 Adattamento alla linea	56
6.4 Antenna con linea adattata	58
6.5 Ottimizzazioni	60

CAPITOLO 7: NUOVO MODELLO TEORICO

7.1 Dipolo generico in una camera riverberante	62
7.2 Calcolo dei campi elettrici prodotti dal dipolo nella cavità	65
7.2.1 Modi irrotazionali	65
7.2.2 Modi solenoidali TE	72
7.2.3 Modi solenoidali TM	73

CAPITOLO 8: SIMULAZIONI NUMERICHE FULL WAVE

8.1 Analisi del dipolo a mezza lunghezza d'onda	75
8.2 Analisi del coefficiente di riflessione nell'antenna ad elica	85
8.3 Discretizzazione dell'elica	86

CAPITOLO 9: ANALISI STATISTICA DEI CAMPI IN CAMERA

9.1 Introduzione all'analisi statistica dei campi in camera	99
9.2 Risultati relativi all'uniformità	100
9.3 Risultati relativi all'anisotropia	102
9.4 Risultati relativi alla non omogeneità	104
9.5 Risultati relativi alla CDF	106

CONCLUSIONI	112
--------------------	-----

APPENDICE A

Codice A.1	113
Codice A.2	114
Codice A.3	114
Codice A.4	115
Codice A.5	131

BIBLIOGRAFIA

RINGRAZIAMENTI

INTRODUZIONE

In questa tesi vengono illustrati gli studi e i conseguenti risultati delle attività svolte durante il periodo di tirocinio, consistente nel ricercare e simulare, tramite il software CST Microwave Studio, un'antenna a banda larga con geometria elicoidale costituita da segmenti in serie, posizionata all'interno di una camera riverberante. Le prestazioni di questa nuova antenna, che altro non è che una serie di dipoli, vengono confrontate con quelle del dispositivo analitico, con l'obiettivo di osservare quale sia il numero di spezzate che permette di approssimare il comportamento ideale. Inoltre, verranno poi sviluppati e analizzati i campi, le correnti e le relative distribuzioni che la caratterizzano.

Per facilitare la comprensione del lavoro svolto, nei primi capitoli vengono fornite tutte le nozioni teoriche sulle camere riverberanti, le quali sono delle cavità che vengono impiegate per verificare la compatibilità di campo di un qualsiasi carico. Viene analizzata anche la tecnica di riverbero Source Stirling, attraverso il calcolo pratico dei campi che vengono a formarsi all'interno della camera. Essa ha sostituito il Mechanical Stirling poiché ha il vantaggio di garantire l'uniformità di campo nonostante una struttura meno complessa. L'unica criticità risiede nel ristretto range di frequenza dato che, ad oggi, tale tecnica è stata realizzata solamente tramite l'utilizzo di dipoli, ovvero antenne per definizione a banda stretta. A tal proposito, si è deciso di modellare un'antenna elicoidale a banda larga, di cui è riportata la trattazione teorica, che funzioni correttamente all'interno della camera riverberante attraverso l'utilizzo della nuova tecnica.

Si nota che tale tesi ha come base lo studio di un precedente tirocinante [0], il quale ha concentrato la sua attenzione proprio su questa tipologia di antenna: uno dei seguenti capitoli tratta specificatamente la sua pubblicazione.

In tale elaborato, successivamente, vengono riportate tutte le fasi di progetto che hanno permesso di ottenere e valutare il nuovo modello caratterizzato da segmenti consecutivi. Si osserva che, all'inizio del tirocinio, è stato opportuno dedicare alcune settimane interamente al CST Microwave Studio, che è un software di analisi elettromagnetica 3D ad alte prestazioni per la progettazione, idealizzato particolarmente per l'analisi e l'ottimizzazione di componenti e sistemi elettromagnetici. A livello software, si è utilizzato anche il Matlab, che ha permesso di sviluppare al meglio sia la parte di tesi relativa alla discretizzazione dell'elica sia quella dedicata all'elaborazione numerica dei campi.

I risultati ricavati da questo nuovo modello di antenna permettono di affermare che le ottime prestazioni conseguite in termini di uniformità, anisotropia e omogeneità, garantiscono il rispetto delle normative in vigore.

CAPITOLO 1

TEORIA DELLA CAMERA RIVERBERANTE

1.1 Introduzione alla camera riverberante

Una *camera riverberante* (RC) è una cavità schermata elettricamente grande, ad alto *fattore di qualità* Q e realizzata con materiale ad alta conducibilità, nella quale si crea un ambiente elettromagnetico in cui il campo è statisticamente omogeneo, isotropo, incoerente e polarizzato in maniera random, all'interno di limiti di incertezza e confidenza accettabili. Questo si ottiene introducendo nella camera uno o più agitatori metallici, detti *stirrers*, a loro volta ad elevata conducibilità e di dimensioni elettricamente grandi, che ruotano attorno ad un asse in modo da mescolare il campo elettromagnetico. Durante tale movimento rotatorio, viene continuamente modificata la geometria della cavità e le condizioni al contorno variano di conseguenza, generando un campo elettromagnetico depolarizzato.

L'ambiente al suo interno è deterministico poiché una volta assegnate la sorgente e le condizioni al contorno, la soluzione di un problema in una regione di spazio è unica. Si può, inoltre, affermare che il campo ha natura stocastica, per cui è conveniente utilizzare la statistica di variabili random per valutarne le proprietà d'interesse. Nonostante la complessità delle camere riverberanti reali, la teoria dei modi in cavità vuota è utile per predire alcune importanti proprietà, quali la *densità modale* e il fattore di qualità.

Le caratteristiche del campo elettromagnetico all'interno della RC permettono un fondamentale vantaggio rispetto, per esempio, alla cella TEM, dove la distribuzione e la polarizzazione dei campi sono invarianti nel tempo e, quindi, è necessario ruotare fisicamente il dispositivo sotto test (DUT) in varie orientazioni, cercando di massimizzare l'accoppiamento (peggior caso di interferenza). Tali aspetti, perciò, rendono il test indipendente dalla collocazione e dall'orientazione del dispositivo, permettendo di lasciarlo in posizione fissa, quando se ne valutano la suscettibilità e le emissioni, risparmiando tempo e abbassando i costi delle prove di conformità. Il fatto di illuminare il dispositivo con un campo proveniente da tutte le direzioni e con tutte le polarizzazioni costituisce un ulteriore pregio: si ha un'alta probabilità di valutare i casi peggiori di interferenza, cosa che non si verificherebbe in cella TEM, anche se si incrementassero le rotazioni del DUT.

Il motivo di tale considerazione è che, fatta eccezione per un numero veramente limitato di casi, in un ambiente reale non c'è ragione di aspettarsi una sorgente specifica, cioè deterministica. Allo stesso tempo, la caratteristica di campo elettromagnetico totalmente depolarizzato rappresenta anche un limite delle camere riverberanti, dovuto proprio alla perdita di informazione relativa alla polarizzazione e alla direttività del segnale che causa la massima interferenza al DUT, nel caso di prove di immunità, e del segnale di massima radiazione del dispositivo, nell'ambito di prove di emissione.

1.2 Teoria modale

Una camera riverberante è una cavità racchiusa da superfici metalliche, dove si può eccitare un campo elettromagnetico che si comporta come se si propagasse nello spazio libero.

Il campo elettrico del p-esimo modo E_p soddisfa l'equazione di Helmholtz:

$$(\nabla^2 + k_p^2)E_p = 0,$$

con k numero d'onda del mezzo che assume autovalori discreti k_p . Si ricorda che, il campo elettrico soddisfa l'equazione della divergenza:

$$\nabla \cdot E_p = 0,$$

e che esso è nullo sulle pareti della cavità:

$$\hat{n} \times E_p = 0.$$

Senza perdita di generalità, ognuno degli autovettori di campo elettrico è scelto essere reale.

Il corrispondente autovettore di campo magnetico H_p è dato dall'equazione del rotore di Maxwell:

$$H_p = -\frac{1}{jk_p \eta} \nabla \times E_p,$$

dove $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$. Tale autovettore, quindi, è puramente immaginario e, conseguentemente, i campi elettrici e magnetici sono onde stazionarie in quadratura di fase, che oscillano in modo armonico con pulsazione ω_p :

$$\omega_p = \frac{k_p}{\sqrt{\mu \epsilon}}.$$

L'energia elettrica U_{pe} e magnetica U_{pm} immagazzinate nella camera possono essere così descritte:

$$U_{pe} = \frac{\epsilon}{2} \iiint_V |E_p|^2 dV$$

e

$$U_{pm} = \frac{\mu}{2} \iiint_V |H_p|^2 dV,$$

dove il fattore moltiplicativo $\frac{1}{2}$ è dovuto al fatto che si considerano i valori efficaci per i fasori. La densità totale di energia nella camera di riverbero è data dalla somma di quelle sopracitate:

$$U_p = U_{pe} + U_{pm}.$$

Si consideri il caso di una RC rettangolare, come quella in Figura 1.2:

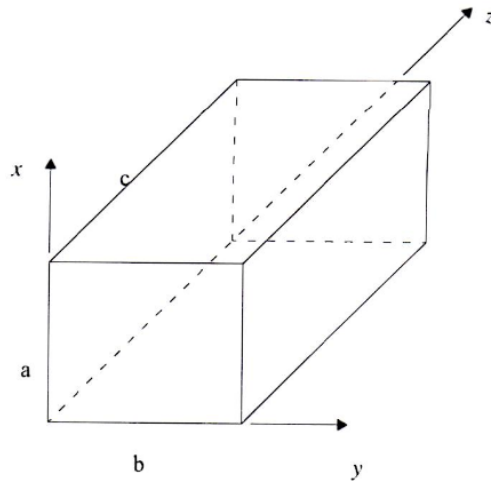


Figura 1.2 Schema di una cavità rettangolare vuota di lati a, b e c

I campi elettrici dei modi TE e TM (rispetto all'asse z) possono essere così scritti:

$$E_p^{TE}(\mathbf{r}) = -\hat{x} k_y \phi_p^x(\mathbf{r}) + \hat{y} k_z \phi_p^y(\mathbf{r})$$

e

$$E_p^{TM}(\mathbf{r}) = -\hat{x} k_x k_y \phi_p^x(\mathbf{r}) - \hat{y} k_x k_z \phi_p^y(\mathbf{r}) + \hat{z} (k_x^2 + k_y^2) \phi_p^z(\mathbf{r}),$$

$$\phi_p^x(\mathbf{r}) = \frac{\varepsilon_p}{\sqrt{abc}} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z);$$

dove: $\phi_p^y(\mathbf{r}) = \frac{\varepsilon_p}{\sqrt{abc}} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z);$

$$\phi_p^z(\mathbf{r}) = \frac{\varepsilon_p}{\sqrt{abc}} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z).$$

Nello specifico:

$$k_x = \frac{l\pi}{a}; k_y = \frac{m\pi}{b}; k_z = \frac{n\pi}{c};$$

e

$$\varepsilon_p = \begin{cases} 2, & \text{per } l = 0, m = 0, n = 0 \\ \sqrt{8}, & \text{per } l, m, n \neq 0 \end{cases}.$$

Si osserva che a, b e c sono rispettivamente l'altezza, la larghezza e la lunghezza della camera.

Il pedice modale p è una forma breve per indicare gli interi non negativi l , m ed n , dei quali uno solo può essere nullo per ciascun modo, per le condizioni al contorno, che forzano la componente tangenziale del campo elettrico ad annullarsi nelle pareti della cavità.

Le corrispondenti equazioni del campo magnetico si ottengono tramite il rotore di Maxwell: si avrà che per i modi TM si annullerà la componente lungo z .

1.3 Fattore di qualità Q

Il fattore di qualità Q è un parametro molto importante che descrive la capacità della camera di immagazzinare energia, considerando l'influenza delle perdite presenti, colpevoli di abbassare i livelli di potenza ricevuta e di conseguenza il Q stesso. Quindi si deve considerare la conducibilità dei materiali usati per costruire la cavità e le annesse perdite: i materiali più gettonati sono rame, acciaio e alluminio.

In termini matematici, il fattore di qualità è:

$$Q = \frac{wU}{P_d},$$

dove U è l'energia immagazzinata, che può essere scritta così:

$$U = WV,$$

con V è il volume della camera riverberante. Con W si intende la densità di energia, la quale si ricava in questo modo:

$$W = \varepsilon_0 E^2,$$

con ε_0 permittività elettrica del vuoto ed E^2 valore quadratico medio del campo elettrico. La densità di potenza S_c nella cavità può essere anche espressa come:

$$S_c = \frac{E}{\eta_0},$$

dove η_0 è l'impedenza intrinseca della cavità.

In condizioni di stato stazionario, la potenza trasmessa nella camera $\langle P_t \rangle$ deve essere uguale alla potenza dissipata $\langle P_d \rangle$ dai meccanismi di perdita presenti in una data configurazione della camera: perciò $\langle P_t \rangle = \langle P_d \rangle$.

Andando a combinare le equazioni precedenti, si ottiene:

$$S_c = \frac{\lambda Q \langle P_t \rangle}{2\pi V}.$$

Con l'uso di un'antenna adattata, la potenza ricevuta P_r può essere indicata come:

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^3 Q}{16\pi^2 V} \langle P_t \rangle.$$

Lavorando sull'equazione, si ha:

$$Q = \frac{16\pi^2 V \langle P_r \rangle}{\lambda^3 \langle P_t \rangle},$$

dove

$$\frac{\langle P_r \rangle}{\langle P_t \rangle} = \frac{\langle |S_{21}|^2 \rangle}{(1 - \langle |S_{11}|^2 \rangle)(1 - \langle |S_{22}|^2 \rangle)}.$$

I termini S_{11} e S_{22} rappresentano rispettivamente i coefficienti di riflessione dell'antenna trasmittente e ricevente.

Generalmente, ci sono quattro tipi di perdite:

- 1) Perdite delle pareti;
- 2) Perdite dovute all'assorbimento da parte di eventuali oggetti di carico nella camera;
- 3) Perdite dovute alle aperture;
- 4) Perdite d'antenna.

Ricordando che: $Q = \frac{\omega U}{P_d}$, la potenza dissipata può essere a sua volta scritta come la somma delle perdite sopracitate:

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4}.$$

Andando a sostituire quest'ultima nella formula di partenza, si può scrivere il reciproco di Q nel seguente modo:

$$Q^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1},$$

dove

$$Q_1 = \frac{\omega U}{P_{d1}}; Q_2 = \frac{\omega U}{P_{d2}}; Q_3 = \frac{\omega U}{P_{d3}}; Q_4 = \frac{\omega U}{P_{d4}}.$$

Il meccanismo di perdita più influente è quello legato alle *pareti della camera*, specie ad alta frequenza: si tratta di perdite ohmiche dovute alle correnti che fluiscono sulle pareti, indotte dall'ambiente elettromagnetico della cavità. Esse sono descritte dalla seguente formula:

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r \delta A},$$

dove A è superficie totale interna e δ è la profondità di penetrazione dell'effetto pelle:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma_w \mu_w}} \text{ [m]}.$$

Nello specifico, σ_w e μ_w sono parametri che rappresentano la conducibilità elettrica e la permeabilità magnetica, quest'ultima legata alla permeabilità relativa μ_r dalla relazione $\mu_w = \mu_0 \mu_r$, con μ_0 permeabilità magnetica nel vuoto.

La componente di Q associata alle *perdite dovute all'assorbimento* da parte di eventuali oggetti di carico nella camera è descritta dalla seguente formula:

$$Q_2 = \frac{2\pi V}{\lambda \langle \sigma_a \rangle},$$

dove $\langle \sigma_a \rangle$ è la sezione trasversale media di assorbimento del carico della camera. Bisogna tener conto che il dispositivo sotto test (DUT) assorbe parte della potenza per cui, a bassa frequenza, la perdita risulta piccola e diventa, così, il contributo principale del fattore di qualità, contrariamente al caso in alta frequenza.

Se la RC garantisce una buona schermatura, il terzo contributo, cioè quello legato alle *perdite dovute alle aperture*, si può considerare trascurabile: se così non fosse, esso può essere rappresentato in questo modo:

$$Q_3 = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma_{aper} \rangle},$$

dove $\langle \sigma_{aper} \rangle$ è la sezione media trasversale media di trasmissione di eventuali aperture.

Infine, ci sono le *perdite dovute all'antenna* che comportano il seguente fattore:

$$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m\eta\lambda^3},$$

dove m e η indicano il disadattamento di impedenza e l'efficienza d'antenna, i quali sono reali e possono variare tra 0 e 1, rispettivamente. Se ci sono N antenne:

$$Q_4^{tot} = \frac{Q_4}{N}.$$

Si osserva che, come nel caso del secondo contributo di Q , le ultime due perdite sono dominanti a bassa frequenza, a differenza di quelle dovute alle pareti della cavità.

1.4 Numero di modi e LUF

I numeri d'onda k_{lmn} dell'equazione di Helmholtz sono determinati dalla seguente espressione:

$$k^2_{lmn} = \omega^2_{lmn} \epsilon \mu = \left(\frac{l\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{c} \right)^2,$$

con l, m e n interi non negativi e a, b e c altezza, larghezza e lunghezza della camera riverberante, rispettivamente.

La frequenza di risonanza dei modi è data da:

$$f_{lmn} = 150 \sqrt{\left(\frac{l}{a} \right)^2 + \left(\frac{m}{b} \right)^2 + \left(\frac{n}{c} \right)^2} \text{ [MHz]}.$$

Per contare il *numero di modi* nella cavità, si deve tener conto della degenerazione modale: quando nessuno dei tre indici è nullo, ci sono due tipi di modi in corrispondenza di ciascun autovalore, i TE_{lmn} e i TM_{lmn} . Queste sono famiglie di campi a cinque componenti, mentre, se uno dei tre indici modali è nullo, si hanno modi a tre componenti, ottenendo complessivamente cinque tipi di modi, come riportato in Tabella 1.4.1.

Modi	Indici	Componenti	N° dei modi
TM_{lmn}	$l \geq 1, m \geq 1, n \geq 1$	E_x, E_y, E_z, H_x, H_y	$N_1(k)$
TE_{lmn}	$l \geq 1, m \geq 1, n \geq 1$	E_x, E_y, H_x, H_y, H_z	$N_2(k)$
TM_{lm0}	$l \geq 1, m \geq 1, n = 0$	E_z, H_x, H_y	$N_3(k)$
TE_{0mn}	$l = 0, m \geq 1, n \geq 1$	E_x, H_y, H_z	$N_4(k)$
TE_{l0n}	$l \geq 1, m = 0, n \geq 1$	E_y, H_x, H_z	$N_5(k)$

Tabella 1.4.1

Indicando con $N_i(k)$ il numero dei modi di ciascun tipo i , relativi ad autovalori k_{lmn} minori o uguali a k , il numero totale dei modi presenti nella cavità rettangolare è dato dalla loro somma, cioè:

$$N(k) = N_1(k) + N_2(k) + N_3(k) + N_4(k) + N_5(k).$$

Tale espressione, valida per una RC generica, può essere approssimata (approssimazione di Weyl) nella seguente forma:

$$N_w(k) = \frac{Vk^3}{3\pi^2}.$$

Nel caso specifico di cavità rettangolari, la formula prevede l'aggiunta di un termine:

$$N_s(k) = \frac{abc}{3\pi^2} k^3 - \frac{a+b+c}{2\pi} k + \frac{1}{2}.$$

Evidenziando la dipendenza dalla frequenza, si ottiene:

$$N_s(f) = \frac{8\pi}{3} abc \frac{f^3}{v^3} - (a + b + c) \frac{f}{v} + \frac{1}{2},$$

dove v è la velocità della luce nel mezzo (spazio libero).

Di seguito, come esempio, è riportato il caso relativo alla camera riverberante presente nel Laboratorio di Antenne dell'università. Inserendo i dati ($a = 1$ m, $b = 0.9$ m, $c = 0.8$ m), si ottengono le prime frequenze di risonanza (Tabella 1.4.2):

N° Modo	l	m	n	f [MHz]
1	0	1	1	250.866
2	1	0	1	240.117
3	1	1	0	224.227
4	1	1	1	292.290
5	0	1	2	410.369
6	1	0	2	403.887
7	0	2	1	382.449
8	1	1	2	436.924
9	1	2	0	365.528
10	1	2	1	410.813

Tabella 1.4.2

Il valore relativo al primo modo, cioè quello di indici 011 e che si indica con f_0 , assume particolare importanza poiché permette di determinare la *frequenza di lavoro più bassa* (LUF: Lowest Useable Frequency) per una camera riverberante. Generalmente, per garantire un buon grado di uniformità di campo nella cavità, si prende un valore di LUF che sia almeno $3f_0$. Un aspetto di rilevante importanza della LUF è che permette di determinare il volume minimo della cavità, il fattore di qualità Q e il sistema trasmissione/ricezione, che sono richiesti al fine di ottenere uno specifico minimo grado di isotropia e omogeneità medie di campo.

1.5 Densità modale

La densità modale $D(f)$ è un fattore che determina quanti modi possono essere eccitati su una certa larghezza di banda, intorno ad una data frequenza. Scrivendo nel dominio della frequenza l'equazione relativa all'approssimazione di Weyl ($N_w(k) = \frac{Vk^3}{3\pi^2}$) e differenziandola, si ottiene la densità modale:

$$D_w(f) = \frac{dN_w(f)}{df} = 8\pi V \frac{f^2}{v^3}.$$

Esplicitandola per cavità rettangolari si ottiene:

$$D_s(f) = \frac{dN_s(f)}{df} = 8\pi abc \frac{f^2}{v^3} - \frac{a+b+c}{v},$$

il cui secondo termine è solitamente trascurabile. Di conseguenza, il numero dei modi in un intervallo di frequenza Δf è dato da:

$$\Delta N = D\Delta f.$$

In una cavità, idealmente, i modi hanno lunghezza di banda nulla, perciò esistono solo a specifiche frequenze: ciò significa che un modo può essere eccitato solo se la sua frequenza di risonanza coincide con la frequenza di lavoro. Realmente, invece, le perdite fanno sì che un modo i abbia una intrinseca larghezza di banda, che permette l'eccitazione di più modi, quando la frequenza di lavoro è pari a circa la frequenza di risonanza i -esima.

Si deduce, quindi, che l'effettiva struttura modale non dipende solo dalla densità teorica dei modi ma, bensì, anche dal *quality factor bandwidth* (cioè il rapporto fra f_{lmn} e Q) alla frequenza di interesse, perciò il numero di modi M eccitati in una BW_Q è descritto dalla seguente equazione:

$$M = \frac{8\pi V f^3}{c^3 Q}.$$

Si osserva che se il fattore di qualità Q è molto alto, M ha un valore relativamente piccolo e quindi pochi modi possono essere eccitati ad una specifica frequenza.

Inoltre, bisogna tener conto che l'ampiezza di tali modi sarà inferiore rispetto al caso in cui la frequenza di risonanza collima con quella di lavoro, di conseguenza la struttura modale effettiva, cioè la somma dei vari modi con le relative ampiezze, non permette di avere una uniformità apprezzabile nella camera. Viceversa, se Q ha un valore basso, i modi eccitati sono maggiori e le loro relative ampiezze sono leggermente minori rispetto a quella del modo in cui la frequenza di risonanza coincide con quella di lavoro.

Quest'ultimo risultato può essere conseguito ad alta frequenza, nonostante un possibile fattore di qualità elevato, in quanto all'aumentare della frequenza di lavoro, le distanze in frequenza tra due modi successivi si riducono.

Si può concludere dicendo che in una RC si può lavorare anche in bassa frequenza, raggiungendo comunque una discreta uniformità di campo, se si ha un fattore di qualità Q piccolo.

1.6 Stirrer

Uno dei possibili metodi per perturbare il campo elettromagnetico, all'interno di una camera riverberante, è quello che si ottiene variando continuamente la geometria della camera stessa, tramite uno o più *stirrers*, cioè scatteratori metallici in rotazione. Il movimento dell'agitatore viene usualmente generato da un motore esterno alla camera e azionato da un computer che ne controlla velocità e modalità di rotazione. A seconda del tipo di movimento, che può essere continuo o a step, si parla, rispettivamente, di stirrer o tuner. Il loro scopo è quello di cambiare le condizioni al contorno e, di conseguenza, di modificare i modi della cavità, al fine di ottenere un ambiente elettromagnetico statisticamente uniforme ed isotropo. Questo significa che l'energia arriva da tutte le direzioni e con tutte le polarizzazioni, e, quindi, che il campo, in ogni posizione all'interno della camera, è uniformemente random nel tempo, cioè l'ampiezza di ciascuna componente di campo in ogni punto, quando campionata su un periodo di tempo, può essere caratterizzata, approssimativamente, dallo stesso massimo, minimo e media. Naturalmente tale risultato si ottiene nel momento in cui si prendono in esame un numero sufficiente di posizioni dello stirrer/tuner. Quindi, se all'antenna giunge energia elettromagnetica da tutte le direzioni e con polarizzazione random, essa perde le sue caratteristiche direttive e si può assumere che il suo guadagno sia unitario. Considerare un'antenna omnidirezionale, in camera riverberante, implica che la sua orientazione non influenzerà le misure. Tuttavia risulta che queste condizioni ideali non sono ottenute.

La maggior parte degli stirrer attualmente in uso sono realizzati piegando lamine in alluminio a *forma di Z* (Figura 1.6), con angoli e lunghezze di lati quanto più possibile diversi tra loro: questo permette di massimizzare l'effetto di diffusione interno alla camera per il quale l'agitatore stesso è concepito. Lo stirrer non deve presentare simmetrie, in modo tale da ottenere durante una rivoluzione completa, una configurazione di campo non ripetitiva. È importante che lo scatteratore metallico risulti elettricamente largo cioè, di dimensioni almeno pari a $\lambda/4$ o, preferibilmente, a $\lambda/2$, dove λ è la lunghezza d'onda corrispondente alla *più bassa frequenza di lavoro* (LUF). Un'ulteriore indicazione si può avere direttamente dalle misure della camera: le dimensioni dello stirrer dovrebbero essere una frazione significativa della cavità (circa tre quarti della più piccola dimensione). Non esistono, quindi, delle vere e proprie regole progettuali da seguire, ma piuttosto si fa ricorso ad un approccio di tipo sperimentale: l'efficienza di ogni stirrer, qualunque sia la sua forma, deve essere verificata operativamente verificandone il comportamento diretto in camera.

La struttura dello stirrer risulta dunque essere un parametro fondamentale sul quale si sta lavorando per ottenere miglioramenti nel comportamento delle camere riverberanti. Tuttavia, la forma Z-folded resta, ad oggi la più largamente utilizzata sia per le misurazioni sia per le simulazioni al calcolatore.

Come già detto, lo stirrer modifica le condizioni al contorno, le quali devono essere soddisfatte, insieme a quelle imposte dalle pareti, dai modi all'interno della cavità. Ad ognuno di tali modi, che si possono definire "perturbati", per differenziarli da quelli della cavità vuota, corrisponde una nuova frequenza di risonanza, per cui si può affermare che l'effetto di un corpo perturbante all'interno della cavità, si riflette in un nuovo set di frequenze di risonanza shiftate e di modi.

Tanto più grande è la dimensione dello stirrer, tanto maggiore sarà l'effetto dello shift, che diviene, inoltre, sensibile anche alla posizione e all'orientazione del corpo che ruota nella cavità. Di conseguenza, si verifica che, durante il movimento rotatorio, l'entità dello shift di frequenza, e, quindi, la distribuzione dei campi dei modi, variano continuamente. Questo implica che, quando si eccita la cavità ad una frequenza fissa f_0 , in modo da essere in regime multimodale, verranno eccitati, in maniera random, modi "perturbati" dalla rotazione dello stirrer, fatto che introduce la variabilità nella cavità. Questo risultato, non si ottiene nel caso in cui lo stirrer sia di piccole dimensioni, a meno che non lo si ruoti in modo da produrre un'asimmetria di rotazione. Per migliorare il grado di uniformità del campo elettromagnetico all'interno della camera, si possono utilizzare più stirrers, soprattutto se sono di forma piatta; naturalmente essi devono essere posti in rotazione attorno a diversi assi.

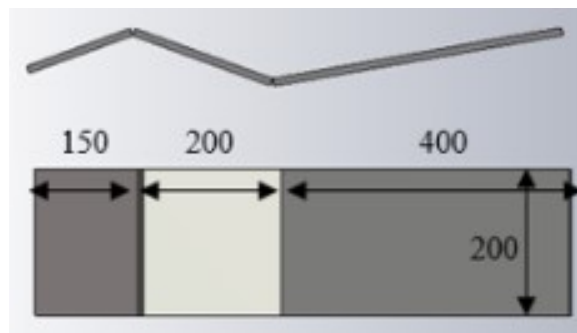


Figura 1.6 Schema di una stirrer a forma di Z

1.7 Mechanical stirring e Source stirring

La *mechanical stirring* è la tecnica di agitazione più comune per permutare i campi all'interno di una RC. L'azione di agitazione meccanica viene eseguita da piastre metalliche ruotanti (stirrers) situate all'interno della camera, la cui forma è studiata per non essere simmetrica. Tali scatteratori sono concepiti per ruotare in step opportuni o in maniera contigua: ad ogni variazione di posizione degli stirrers corrisponde un cambiamento delle condizioni al contorno per il campo elettromagnetico, che viene di conseguenza modificato. Ciò significa che i campi possono essere resi statisticamente omogenei e isotropi mediante la rotazione degli agitatori, a condizione che il campo sia localizzato a circa $\lambda/2$ dalle pareti della camera.

Negli ultimi anni, però, è stata affiancata da un'altra tecnica di riverbero: la *Source stirring*. Essa non prevede l'utilizzo di agitatori metallici: il campo che si viene a creare all'interno della camera è uniforme, omogeneo e isotropico. Inoltre, essa garantisce, in alta frequenza, un'uniformità di campo all'interno della camera simile all'altra tecnica di riverbero e in bassa frequenza migliore.

CAPITOLO 2

STATISTICA

2.1 Introduzione alla statistica

Come anticipato nel precedente capitolo, l'obiettivo della camera riverberante è creare un ambiente di test statisticamente uniforme, polarizzato in modo random ed omogeneo. Proprio per questo motivo, è necessario introdurre degli elementi di *statistica* che permettano di predire il valore di determinati parametri, considerando sempre un relativo margine di errore e incertezza. Tale percentuale di confidenza dipende, soprattutto, dal numero di posizioni che assume lo stirrer, che comporta la variazione delle condizioni al contorno.

Teoricamente, un test di compatibilità elettromagnetica è deterministico ma, in realtà, esso è influenzato da diverse variabili statistiche, legate, per esempio, alla strumentazione, al dispositivo e alla procedura utilizzata.

L'indagine statistica si concentra particolarmente sulle componenti di campo elettrico e sulla potenza ricevuta, i quali sono caratterizzati da differenti *distribuzioni statistiche*. Il fine di questa operazione è affermare l'equivalenza degli ambienti elettromagnetici e, quindi, dei relativi test effettuati, in diverse cavità schermate o in diverse condizioni all'interno della camera stessa.

2.2 Efficacia dello stirrer

Lo stirrer ha il compito di mescolare il campo elettromagnetico all'interno della camera riverberante, comportando, così, il continuo cambiamento delle condizioni al contorno e la creazione di nuove *cavità statisticamente equivalenti*. Ad ogni variazione di posizione dell'agitatore metallico corrisponde un nuovo set di modi, i quali possono avvicinarsi ai modi relativi di altre configurazioni. Se essi coincidono, si parla di *posizioni statisticamente indipendenti*.

Idealmente, uno stirrer di forma e dimensioni ottimali garantisce un numero infinito di posizioni indipendenti e, quindi, tutte le orientazioni del campo sarebbero ugualmente probabili. Praticamente, invece, la struttura non perfetta dello scatteratore comporta un numero di posizioni limitato: più esso è alto, migliore sarà il grado di uniformità dell'ambiente elettromagnetico nella cavità risonante. Ipotizzando di averne una quantità sufficiente, la condizione di isotropia viene raggiunta (con la solita tolleranza di errore) e, perciò, è possibile caratterizzare la camera in termini di valori statistici.

Altri fattori che influenzano il numero dei campioni indipendenti sono: le dimensioni della camera, la frequenza e le procedure di acquisizione dei dati. Generalmente, esso è minore della quantità di campioni raccolti in una misurazione.

Per valutare l'efficacia dello stirrer si rileva la potenza ricevuta in ognuna delle posizioni e si calcola il coefficiente di correlazione dei valori ottenuti con la seguente formula:

$$\rho_j = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)(y_j - \mu_y)}{\left[\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)^2}{n-1} \frac{\sum_{i=1}^n (y_j - \mu_y)^2}{n-1} \right]^{\frac{1}{2}}},$$

dove:

- x_i indica i valori di potenza ricevuti per le varie n posizioni;
- μ_x la corrispondente media;
- y_j è analoga a x_i ma con i valori shiftati di una quantità pari ad m ($j = i + m$).

Essendo la distribuzione y la stessa di x , eccetto per il fatto che i valori sono shiftati, allora le due medie e deviazioni standard sono uguali, vale a dire:

$$\mu_x = \mu_y \text{ e } \sigma_x = \sigma_y,$$

$$\text{con: } \sigma_x = \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{(x_i - \mu_x)^2}{n-1}}.$$

Il coefficiente di correlazione può assumere valori nell'intervallo $-1 \leq \rho \leq 1$. Se:

- $\rho = 0$, le variabili sono correlate;
- $\rho = 1$, le variabili sono incorrelate (indipendenti).

Generalmente, si prende come riferimento un coefficiente di correlazione $\rho < e^{-1} \approx 0.37$.

Teoricamente, il numero di posizioni statisticamente indipendenti N , che si ottiene facendo il rapporto tra il numero dei campioni e il numero dei passi necessari per ridurre il coefficiente ρ a meno di 0.37, diminuisce al crescere della frequenza di lavoro, poiché aumenta il numero dei modi eccitati nella camera. Di conseguenza, poiché è maggiore la densità modale, l'efficacia dello stirrer migliora, per cui è sufficiente considerare un minor numero di posizioni, per poter raggiungere il richiesto grado di uniformità di campo.

Qualora non si raggiungesse il numero minimo di campioni indipendenti per caratterizzare la camera, le cause possono essere imputate alla struttura dell'agitatore (geometria troppo simmetrica) oppure alla sua dimensione troppo minuta rispetto a quella della cavità schermata.

Si ricorda che per migliorare le proprietà di uniformità dell'ambiente elettromagnetico nella camera, si possono introdurre più agitatori metallici.

Si nota, inoltre, che la normativa per dimostrare la conformità della camera a svolgere test di emissioni ed immunità prevede un numero minimo di dodici posizioni dello scatteratore. Generalmente, invece, per la caratterizzazione della cavità schermata si dovrebbe considerare il maggior numero di posizioni, almeno cento.

2.3 Concetti sulle distribuzioni statistiche

In una camera riverberante, si considera che la parte reale e quella immaginaria di ogni componente cartesiana di campo hanno una distribuzione gaussiana normale. Ciò significa che sono variabili random aventi la seguente *funzione densità di probabilità* (PDF):

$$PDF(x_i) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x_i - \mu_i)^2}{2\sigma^2}\right],$$

ed, inoltre, sono caratterizzate dallo stesso valore medio e dalla stessa varianza poiché la cavità risonante ha come proprietà l'isotropia e la polarizzazione random. Si ricorda che la probabilità non può essere negativa perciò tutte le densità di probabilità sono nulle o positive.

Prendendo in considerazione ν variabili random normalmente distribuite X_i , con media nulla e varianza σ^2 , si ottengono le seguenti distribuzioni:

$$\chi_\nu^2 = \sum_{i=1}^{\nu} X_i^2$$

e

$$\chi_\nu = \sqrt{\sum_{i=1}^{\nu} X_i^2},$$

che sono rispettivamente la chi-quadrato e la chi, entrambe con ν gradi di libertà. Ciò implica che le PDF dell'ampiezza totale $|E|$ e delle singole componenti di campo elettrico $|E_x|$, $|E_y|$ e $|E_z|$ sono *distribuzioni chi*: la prima con sei gradi di libertà mentre le altre con due (distribuzioni Rayleigh).

La distribuzione chi ha l'espressione che segue:

$$PDF\{\chi_\nu(x)\} = \left\{ \frac{1}{2^{\left(\frac{\nu}{2}\right)} \Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \right\} x^{(\nu-1)} e^{\left\{-\frac{x^2}{2}\right\}},$$

dove $\Gamma(n) = \int_0^{\infty} u^{n-1} e^{-u} du$ è la funzione gamma.

Se si tiene conto dei quadrati delle componenti di campo precedenti, cioè $|E_x|^2$, $|E_y|^2$ e $|E_z|^2$ e $|E|^2$, si ottengono le *distribuzioni di tipo chi-quadrato*, le quali sono descritte dalla seguente formula:

$$PDF\{\chi_\nu(x)\} = \left\{ \frac{1}{2^{\left(\frac{\nu}{2}\right)} \Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \right\} x^{\frac{(\nu-2)}{2}} e^{\left\{-\frac{x}{2}\right\}}.$$

Per valutare le proprietà statistiche di una camera riverberante, si vanno a confrontare i dati emersi dalle prove di laboratorio con i risultati teorici ottenuti dalle precedenti espressioni, nello specifico la distribuzione di tipo chi per il campo elettrico e quella di tipo chi-quadrato per la potenza ricevuta.

Un limite della PDF è che essa rappresenta la probabilità che i dati appartengano ad un intervallo di valori, la cui ampiezza è una scelta arbitraria. Dunque, l'apparente concordanza tra i risultati teorici e pratici dipende dalla scelta della dimensione di tale finestra.

Proprio per questo motivo, si preferisce valutare la *funzione di distribuzione cumulativa* (CDF), dove i dati sperimentali consistono in campioni equispaziati e vengono ordinati secondo un'ampiezza crescente, per essere poi confrontati con la curva teorica, senza utilizzare alcun parametro arbitrario. La CDF è rappresentata dalla seguente equazione:

$$CDF(s) = \int_{-\infty}^s PDF(x)dx ,$$

che descrive la probabilità che la variabile x assuma valore minore o uguale ad s . Il vantaggio dato dall'analisi della CDF è il poter esaminare la concordanza tra i dati misurati e le distribuzioni teoriche tramite il confronto grafico tra le due caratteristiche.

La CDF gode di due proprietà:

- $CDF(-\infty) = 0$;
- $CDF(\infty) = 1$.

Entrando nel merito delle *distribuzioni di Rayleigh*, si può affermare che le misure devono essere fatte in intervalli di frequenza tali che la camera presenti una molteplicità di modi al suo interno, al fine di essere considerata elettricamente grande. Analiticamente, tali distribuzioni sono così definite:

$$PDF(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} , \text{ con } x \geq 0$$

e

$$CDF(x) = 1 - e^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} , \text{ con } x \in [0, \infty] .$$

2.4 Rician K factor

La radiazione e l'efficienza di radiazione totale sono due proprietà dell'antenna che sono caratterizzate dalla potenza "non mescolata" (*unstirred*), la quale rappresenta una grave fonte di incertezza di misura. Per qualsiasi tipo di misurazione, pertanto, le componenti *unstirred* devono essere ridotte al minimo. L'indicatore di qualsiasi propagazione multipath *unstirred* nella camera riverberante è il *Rician K factor*.

Qualsiasi misurazione della trasmissione in una camera riverberante inizia essenzialmente con una misura della funzione di trasferimento della camera comprendente delle proprietà fisiche e statistiche della camera. La misura della funzione di trasferimento (S_{21} o S_{12}), considerando l'uso dei parametri di dispersione (parametri S) e dipendente dal set up di misura, può essere rappresentata come la somma di due componenti: una componente diretta (d) e una componente che identifica l'energia agitata nella camera:

$$S_{21} = S_{21d} + S_{21s} ,$$

dove:

- S_{21d} è la componente diretta;
- S_{21s} è la componente stirred.

Si nota che, nel caso in cui non sia presente la componente stirred, si avrà solo la componente diretta, proprio come avviene in una camera anecoica.

In condizioni ideali, i dati complessi di trasmissione misurati dovrebbero essere normalmente distribuiti con media zero, cioè

$$\langle S_{21s} \rangle = 0 ,$$

e varianza identica a:

$$\text{var}[\text{Re}(S_{21s})] = \text{var}[\text{Im}(S_{21s})] = \langle [\text{Re}(S_{21s})]^2 \rangle = \langle [\text{Im}(S_{21s})]^2 \rangle = \sigma^2_R ,$$

dove σ_R è la deviazione standard.

La componente diretta S_{21d} , invece, ha una varianza zero e una media non nulla:

$$\text{var}[\text{Re}(S_{21d})] = \text{var}[\text{Im}(S_{21d})] = \langle [\text{Re}(S_{21d})]^2 \rangle = \langle [\text{Im}(S_{21d})]^2 \rangle = 0 .$$

La varianza delle componenti reali e immaginarie di S_{21} può essere scritta come:

$$\text{var}[\text{Re}(S_{21})] = \text{var}[\text{Im}(S_{21})] = \langle [\text{Re}(S_{21})]^2 \rangle = \langle [\text{Im}(S_{21})]^2 \rangle = \sigma^2_R ,$$

oppure così:

$$2\sigma^2_R = \langle |S_{21} - \langle S_{21} \rangle|^2 \rangle .$$

Il valore medio di S_{21} è legato alla componente diretta da:

$$d_R = |\langle S_{21} \rangle|.$$

Pertanto il Rician K Factor (rapporto tra la potenza *unstirred* e *stirred*) può essere espressa come:

$$K = \frac{d_R^2}{2\sigma_R^2} = \frac{(|\langle S_{21} \rangle|)^2}{\langle |S_{21} - \langle S_{21} \rangle|^2 \rangle}.$$

2.5 Uniformità di campo

All'interno di una di una RC il campo si comporta come una variabile qualsiasi avente sei gradi di libertà: ciò implica che la misura dell'uniformità statistica di campo richieda una cospicua quantità di dati. Di conseguenza, quindi, ogni tipo di stima di uniformità di campo deve essere ponderata e valutata attraverso un buon "pool" della stessa.

Ci sono diversi tipi di estimazioni: vi è la più semplice che consiste nell'operare la media aritmetica dei campioni misurati all'interno della camera oppure un'altra molto usata è data dal calcolo della deviazione standard del pool di campioni presi in considerazione. Un indicatore fondamentale da calcolare in questi casi è la massima ampiezza di campo all'interno della camera, poiché non tenerne conto può portare a delle misure non veritiere e al deterioramento delle attrezzature utilizzate.

E' importante sapere che verrà valutato il campo elettrico massimo in una delle componenti rettangolari (E_{r-max}): ciò significa che la variazione di campo raggiunge un valore molto vicino ad esso in ogni punto del volume. Ciò, però, non vuol dire che, in un prossimo utilizzo della camera, quest'ultima verrà irradiata da un campo uniforme pari a E_{r-max} , bensì che può verificarsi, nel processo di agitazione, che uno qualsiasi dei punti all'interno della cavità raggiunga un'escursione pari a E_{r-max} . Si osserva che sarebbe più consono tenere conto anche dell'uniformità spaziale di distribuzione di campo valutata nel volume di prova, il quale dà una visione più generale.

Supponendo che il campo segua lungo le sue componenti la distribuzione di Rayleigh, si può calcolare la funzione di distribuzione cumulativa associata F_R come segue:

$$F_R(E_r) = 1 - e^{-\frac{E_r^2}{2\sigma^2}}$$

Partendo dalla funzione di ripartizione della variabile misurata, si può calcolare la funzione di distribuzione cumulativa F_{R-max} del valore di E_{r-max} per N singole prove ($E_{r1}, E_{r2}, \dots, E_{rN}$) nel seguente modo:

$$F_{R-max}(E_{r-max}) = \prod_{t=1}^N P(E_r - t < E_{r-max}) = \prod_{t=1}^N F_R(E_{r-max})$$

Derivando quest'ultima, si ricava la funzione densità di probabilità del suddetto massimo, dove la N sarà inversamente proporzionale allo spreading della ripartizione della distribuzione di probabilità.

Tutto ciò che è stato finora affermato sull'uniformità di campo si basa sull'ipotesi di una camera riverberante ideale, ovvero una RC che segue il "modello Hill", ma è giusto spendere qualche parola sulle implicazioni che ciò comporta. La prima approssimazione di tale modello è una densità modale infinita, sulla quale si basa il fatto che il valore di N viene fatto tendere all'infinito. In realtà, la densità modale ha valore finito, quindi lo sarà anche il numero dei singoli stati eccitabili. Un'altra implicazione del modello Hill consiste nell'avere una camera sferica, in modo da non favorire nessuna direzione di propagazione: tale prerogativa molto spesso non viene rispettata per facilità di costruzione e per costo. Infine, vige il presupposto che la RC sia senza perdite e come si è visto nel paragrafo 1.3 questo non è possibile nella realtà.

Detto ciò, si può affermare che il modello proposto dà una buona rappresentazione di ciò che accade nel mondo reale, ammesso che si lavori con valori elevati di N e con una lunghezza d'onda λ sufficientemente piccola rispetto alle dimensioni della camera.

Normalmente, con lo scopo di analizzare le escursioni dal valore massimo di campo, valutate in differenti punti del volume, viene utilizzato l'indice S che stima la deviazione e che è possibile calcolare nel seguente modo:

$$S = 1 + \frac{\hat{\sigma}}{E_{r-\max}^{[P]}}$$

dove:

$$\begin{aligned} - E_{r-\max}^{[P]} &= \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P E_{r-\max}(i); \\ - \hat{\sigma} &= \frac{1}{P-1} \sqrt{\sum_{i=1}^P (E_{r-\max}(i) - E_{r-\max}^{[P]}(i))^2} \end{aligned}$$

Con $\hat{\sigma}$ si indica l'approssimazione alla deviazione standard di $E_{r-\max}$ e P come la quantità di misurazioni effettuate di $E_{r-\max}$ in P punti differenti del volume all'interno della RC.

Nell'equazione sopra riportata comparirà il termine (P-1) perchè lo stimatore di deviazione standard tende al secondo membro di una distribuzione, infatti:

$$\sigma = \lim_{P \rightarrow \infty} \left(\frac{P-1}{P} \hat{\sigma} \right).$$

Dato i che va da 0 a P per la i -esima misurazione, viene fatta una stima di $E_{r-\max}(i)$ per ognuna delle N distribuzioni indipendenti di campo nella RC:

$$E_{r-\max}(i) = \max_{j=i, N} (E_r(i)_j)$$

Con $E_r(i)_j$ ci si riferisce al campo con l'agitatore nella j -esima posizione ed il sensore nella i -esima posizione. Le norme dicono che per far sì che una camera sia conforme ed utilizzabile, l'indice S deve stare al disotto di un massimo dettato dalle frequenze di lavoro, tale che:

$$S \leq S_{\max}(f)$$

CAPITOLO 3:

SUORCE STIRRING

3.1 Espressioni del campo elettrico all'interno della camera riverberante

Come anticipato nel paragrafo 1.7, esistono due tipi di tecniche di riverbero: la Mechanical Stirling e la Source Stirling. La prima consiste nell'agitazione meccanica, ottenuta attraverso l'utilizzo di placche metalliche rotanti di forme asimmetriche ed irregolari; la seconda è una tecnica più recente ed ha un alto potenziale poiché permette di ridurre i costi di produzione della camera, conseguendo sempre come risultato un campo statisticamente uniforme ed isotropo. Analiticamente, il Source Stirling fu teorizzato da Y.Huang nel 1992 attraverso l'utilizzo della funzione di "Dyadic Green". Nel proseguo del capitolo verranno mostrati degli esempi più pratici per comprovarne l'efficacia.

In generale, una camera riverberante è costituita da pareti metalliche forate in differenti punti, dove vengono applicate le antenne che sono alimentate dall'esterno attraverso un cavo coassiale. In questo caso si considera un'antenna posta nella parte inferiore della cavità sulla quale è presente una densità di corrente $\bar{J}(z)$ descritta dalla seguente equazione:

$$\bar{J}(z) = I_0 \frac{\sin[\beta(L-z)]}{\sin(\beta L)} \delta(x-x_0) \delta(y-y_0) \hat{z}.$$

Si avranno quindi modi solenoidali, i quali possono essere così descritti:

$$\begin{aligned} A_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_{lmn}^{TE} dv = 0 \\ B_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_{lmn}^{TE} dv = E_0 \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-z)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_z z) dz = \\ &= \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^+(k_z) \end{aligned}$$

Per quel che concerne i modi irrotazionali, essi possono essere così formulati:

$$\begin{aligned} S_{lmn} &= \int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_{lmn} dv = \Phi_0 k_z \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-z)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_z z) dz = \\ &= \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_z \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^+(k_z) \end{aligned}$$

Si avrà quindi la propagazione descritta dall'indice $PG^+(k_z)$ come segue:

$$PG^+(k_z) = \frac{\sin(\beta L)}{2} \left[\frac{\sin[(\beta + k_z)L]}{(\beta + k_z)} + \frac{\sin[(\beta - k_z)L]}{(\beta - k_z)} \right] + \\ + \frac{\cos(\beta L)}{2} \left[\frac{\cos[(\beta + k_z)L]}{(\beta + k_z)} - \frac{1}{(\beta + k_z)} + \frac{\cos[(\beta - k_z)L]}{(\beta - k_z)} - \frac{1}{(\beta - k_z)} \right]$$

Si consideri ora un'antenna posta nella parte superiore della cavità sulla quale vi sia una densità di corrente $\bar{J}(z)$ descritta dalla seguente equazione:

$$\bar{J}(z) = -I_0 \frac{\sin[\beta(z - c + L)]}{\sin(\beta L)} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \hat{z}$$

Si avranno quindi modi così descritti:

$$C_{lmn}^{TE} = \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = 0$$

$$D_{lmn}^{TE} = \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = -E_0 \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) \int_{c-L}^c I_0 \frac{\sin[\beta(z - c + L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_z z) dz = \\ = \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^-(k_z)$$

$$T_{lmn} = \int_V \bar{J} \cdot f_{lmn}^{-TE} dv = -\Phi_0 k_z \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) \int_{c-L}^c I_0 \frac{\sin[\beta(z - c + L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_z z) dz = \\ = \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_z \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^-(k_z)$$

Si avrà quindi la propagazione descritta dall'indice $PG^-(k_z)$ come segue:

$$PG^-(k_z) = \frac{\cos[\beta(c - L)]}{2} \left[\frac{\cos[(\beta + k_z)c]}{(\beta + k_z)} - \frac{\cos[(\beta + k_z)(c - L)]}{(\beta - k_z)} + \frac{\cos[(\beta - k_z)c]}{(\beta - k_z)} \right. \\ \left. - \frac{\cos[(\beta - k_z)(c - L)]}{(\beta - k_z)} \right] + \\ + \frac{\sin[\beta(c - L)]}{2} \left[\frac{\sin[(\beta + k_z)c]}{(\beta + k_z)} - \frac{\sin[(\beta + k_z)(c - L)]}{(\beta + k_z)} + \frac{\sin[(\beta - k_z)c]}{(\beta - k_z)} - \frac{\sin[(\beta - k_z)(c - L)]}{(\beta - k_z)} \right]$$

Si consideri adesso un'antenna posizionata nella parte laterale sinistra della RC sulla quale è presente una densità di corrente $\bar{J}(y)$ descritta dalla seguente equazione:

$$\bar{J}(y) = -I_0 \frac{\sin[\beta(L - y)]}{\sin(\beta L)} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \hat{z}$$

I modi sono così descrivibili:

$$\begin{aligned}
F_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = H_0 \frac{k_{lmn} k_x}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-y)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_y y) dy = \\
&= \frac{H_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_{lmn} k_x}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_y)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = -E_0 \frac{k_y k_z}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-y)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_y y) dy = \\
&= \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_y k_z}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_y)
\end{aligned}$$

$$U_{lmn} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_{lmn} dv = \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_y \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_y)$$

Nello specifico, $PG^+(k_y)$ sarà del tipo:

$$\begin{aligned}
PG^+(k_y) &= \frac{\sin(\beta L)}{2} \left[\frac{\sin[(\beta + k_y)L]}{(\beta + k_y)} + \frac{\sin[(\beta - k_y)L]}{(\beta - k_y)} \right] + \\
&+ \frac{\cos(\beta L)}{2} \left[\frac{\cos[(\beta + k_y)L]}{(\beta + k_y)} - \frac{1}{(\beta + k_y)} + \frac{\cos[(\beta - k_y)L]}{(\beta - k_y)} - \frac{1}{(\beta - k_y)} \right]
\end{aligned}$$

Si valuti un'antenna posta nella parte laterale destra della cavità, la quale è caratterizzata da una densità di corrente $\bar{J}(y)$ così formulata:

$$\bar{J}(y) = -I_0 \frac{\sin[\beta(y-b+L)]}{\sin(\beta L)} \delta(x-x_0) \delta(y-y_0) \hat{z}$$

I modi sono del tipo:

$$\begin{aligned}
L_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = -H_0 \frac{k_{lmn} k_x}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) \int_{b-L}^b I_0 \frac{\sin[\beta(y-b+L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_y y) dy = \\
&= \frac{H_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_{lmn} k_x}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_y)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = -E_0 \frac{k_y k_z}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) \int_{b-L}^b I_0 \frac{\sin[\beta(y-b+L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_y y) dy = \\
&= \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_y k_z}{k^2_c} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_y)
\end{aligned}$$

$$V_{lmn} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_{lmn} dv = \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_y \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_y)$$

Si avrà quindi la propagazione descritta dall'indice $PG^-(k_y)$ come segue:

$$PG^-(k_z) = \frac{\cos[\beta(b-L)]}{2} \left[\frac{\cos[(\beta+k_y)b]}{(\beta+k_y)} - \frac{\cos[(\beta+k_y)(b-L)]}{(\beta-k_y)} + \frac{\cos[(\beta-k_y)b]}{(\beta-k_y)} - \frac{\cos[(\beta-k_y)(b-L)]}{(\beta-k_y)} \right] +$$

$$+ \frac{\sin[\beta(b-L)]}{2} \left[\frac{\sin[(\beta+k_y)b]}{(\beta+k_y)} - \frac{\sin[(\beta+k_y)(b-L)]}{(\beta+k_y)} + \frac{\sin[(\beta-k_y)b]}{(\beta-k_y)} - \frac{\sin[(\beta+k_y)(b-L)]}{(\beta+k_y)} \right]$$

Si tiene ora conto di un'antenna posta nella parte posteriore della RC sulla quale vi è una densità di corrente $\bar{J}(x)$ descritta dalla seguente equazione:

$$\bar{J}(x) = I_0 \frac{\sin[\beta(L-x)]}{\sin(\beta L)} \delta(x-x_0) \delta(z-z_0) \hat{z}$$

Matematicamente, i modi sono:

$$N_{lmn}^{TE} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_{lmn}^{-TE} dv = -H_0 \frac{k_{lmn} k_y}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-x)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_x x) dx =$$

$$= \frac{H_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_{lmn} k_y}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_x)$$

$$P_{lmn}^{TE} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_{lmn}^{-TE} dv = -E_0 \frac{k_x k_z}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) \int_0^L I_0 \frac{\sin[\beta(L-x)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_x x) dx =$$

$$= \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_x k_z}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_x)$$

$$W_{lmn} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_{lmn} dv = \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_x \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^+(k_x)$$

Si avrà quindi la propagazione descritta dall'indice $PG^+(k_x)$ come segue:

$$PG^+(k_x) = \frac{\sin(\beta L)}{2} \left[\frac{\sin[(\beta+k_x)L]}{(\beta+k_x)} + \frac{\sin[(\beta-k_x)L]}{(\beta-k_x)} \right] +$$

$$+ \frac{\cos(\beta L)}{2} \left[\frac{\cos[(\beta+k_x)L]}{(\beta+k_x)} - \frac{1}{(\beta+k_x)} + \frac{\cos[(\beta-k_x)L]}{(\beta-k_x)} - \frac{1}{(\beta-k_x)} \right]$$

Infine, si analizza un'antenna posta nella parte anteriore della camera riverberante la quale è caratterizzata da una densità di corrente $\bar{J}(x)$ così descrivibile:

$$\bar{J}(x) = -I_0 \frac{\sin[\beta(x-a+L)]}{\sin(\beta L)} \delta(y-y_0) \delta(z-z_0) \hat{z}$$

Di conseguenza, i modi sono:

$$\begin{aligned} Q_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = H_0 \frac{k_{lmn} k_x}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) \int_{a-L}^a I_0 \frac{\sin[\beta(y-a+L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_x x) dx = \\ &= \frac{H_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_{lmn} k_y}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{lmn}^{TE} &= \int_V \bar{J} \cdot e_{lmn}^{-TE} dv = E_0 \frac{k_y k_z}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) \int_{a-L}^a I_0 \frac{\sin[\beta(x-a+L)]}{\sin(\beta L)} \cos(k_x x) dx = \\ &= \frac{E_0 I_0}{\sin(\beta L)} \frac{k_y k_z}{k_c^2} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_x) \end{aligned}$$

$$Z_{lmn} = \int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_{lmn} dv = \frac{\Phi_0 I_0}{\sin(\beta L)} k_x \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^-(k_x)$$

Si avrà quindi la propagazione descritta dall'indice $PG^-(k_x)$ come segue:

$$\begin{aligned} PG^-(k_x) &= \frac{\cos[\beta(a-L)]}{2} \left[\frac{\cos[(\beta+k_x)a]}{(\beta+k_x)} - \frac{\cos[(\beta+k_x)(a-L)]}{(\beta+k_x)} + \frac{\cos[(\beta-k_x)a]}{(\beta-k_x)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\cos[(\beta-k_x)(a-L)]}{(\beta-k_x)} \right] + \\ &+ \frac{\sin[\beta(a-L)]}{2} \left[\frac{\sin[(\beta+k_x)a]}{(\beta+k_x)} - \frac{\sin[(\beta+k_x)(a-L)]}{(\beta+k_x)} + \frac{\sin[(\beta-k_x)a]}{(\beta-k_x)} \right] \end{aligned}$$

Per un qualsiasi punto che si trova dentro la RC, definito dalle coordinate (x, y, z), si potrà descrivere il campo presente nelle sue tre componenti. Un campo che deriva da un'antenna con densità di corrente $\bar{j}(z) \hat{z}$ sarà descritto nel seguente modo:

$$\begin{aligned} E_x &= \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^\pm(k_z) k_x k_z \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \cdot \\ &\left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{1}{k_{lmn}^2 - \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{1}{k_{lmn}^2} \right] \end{aligned}$$

$$E_y = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^\pm(k_z) k_y k_z \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \cdot$$

$$\left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{1}{k_{lmn}^2 - \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{1}{k_{lmn}^2} \right]$$

$$E_z = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_y y_0) PG^\pm(k_z) \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \cdot$$

$$\left[-\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_c^2}{k_{lmn}^2 - \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_z^2}{k_{lmn}^2} \right]$$

Per quanto riguarda un campo che deriva da un'antenna con densità di corrente $\hat{j}(y)y$, esso viene descritto nella seguente maniera:

$$E_x = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_y) \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \cdot$$

$$\left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_z k_y}{(f_{te}) k_c^2 \delta_l \delta_m} - \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_x k_y k_z^2}{(f_{te}) k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_x k_y}{k_{lmn}^2} \right]$$

$$E_y = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_y) \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \cdot$$

$$\left[-\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_x^2}{(f_{te}) k_c^2 \delta_l \delta_m} - \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_y^2 k_z^2}{(f_{te}) k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_y^2}{k_{lmn}^2} \right]$$

$$E_z = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_y) \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \cdot$$

$$\left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_y k_z}{(f_{te}) k_{lmn}^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_y k_z}{k_{lmn}^2} \right]$$

Infine, per quanto riguarda un campo che deriva da un'antenna con densità di corrente $\hat{j}(x)x$, esso viene così espresso:

$$E_x = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_x) \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \cdot$$

$$\left[-\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_y^2}{(f_{te}) k_c^2 \delta_l \delta_m} - \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2} \frac{k_x k_z^2}{(f_{te}) k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_x k_y}{k_{lmn}^2} \right]$$

$$E_y = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_y y_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_x) \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \cdot$$

$$\left[-\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{te})} \frac{k_x k_y}{k_c^2 \delta_l \delta_m} - \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{te})} \frac{k_x k_y k_z^2}{k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_x k_y}{k_{lmn}^2} \right]$$

$$E_z = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{I_0}{\sin(\beta L)} \frac{8}{abc} \sin(k_x x_0) \sin(k_z z_0) PG^\pm(k_x) \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \cdot$$

$$\left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{te})} \frac{k_x k_z}{k_{lmn}^2 \delta_n} - \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{k_x k_z}{k_{lmn}^2} \right]$$

3.2 Impedenza d'antenna

Al fine di comprendere al meglio il funzionamento della tecnica Source Stirring, è necessario approfondire il ruolo della corrente I_0 , la quale nel paragrafo precedente compare nella formulazione dei campi.

Generalmente, un'antenna può essere rappresentata come il circuito in Figura 3.2:

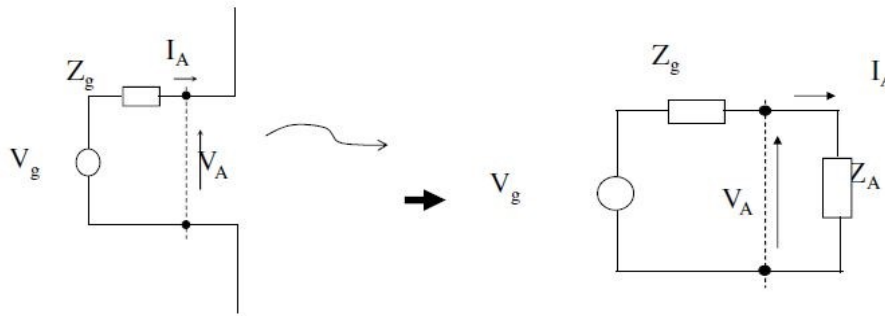


Figura 3.2 Rappresentazione circuitale di un'antenna

Si osserva che V_g è la tensione del generatore che alimenta l'antenna e Z_g è la sua impedenza. Si definisce impedenza d'ingresso ai morsetti dell'antenna Z_A (o più semplicemente *impedenza d'antenna*) il rapporto tra la tensione V_A localizzata ai morsetti di essa e la corrente I_A . Risolvendo il circuito, si ricava l'equazione di quest'ultima:

$$I_A = \frac{V_g}{Z_g + Z_A}.$$

Si descrive ora il calcolo dell'impedenza Z_A e, esattamente a come si è proceduto con il campo nel paragrafo 3.1, la si analizza al variare dell'orientazione dell'antenna.

Si ha, infatti, un'impedenza d'antenna, per tutte le antenne direzionate lungo l'asse z descritta come segue:

$$Z_{z\pm} = -\frac{1}{I_0^2} \int_0^L E_z(z) j(z) \cdot dz = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{8}{abc} \frac{\sin^2(k_x x_0) \sin^2(k_y y_0)}{\sin^2(\beta L)} [PG^\pm(k_z)]^2 \cdot \left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{im})} \frac{k_c^2}{k_{lmn}^2 \delta_n} + \frac{1}{j\omega\mu} \frac{k_z^2}{k_{lmn}^2} \right]$$

L'impedenza per tutte le antenne direzionate lungo l'asse y è descritta così:

$$Z_{y\pm} = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{8}{abc} \frac{\sin^2(k_x x_0) \sin^2(k_z z_0)}{\sin^2(\beta L)} [PG^\pm(k_y)]^2 \cdot \left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{lm})} \frac{k_x^2}{k_c^2 \delta_l \delta_m} + \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{lm})} \frac{k_y^2 k_z^2}{k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} + \frac{1}{j\omega\mu} \frac{k_x^2}{k_{lmn}^2} \right]$$

Per quel che concerne il caso in cui le antenne sono direzionate lungo l'asse x, si ha:

$$Z_{x\pm} = \sum_l \sum_m \sum_n \frac{8}{abc} \frac{\sin^2(k_y y_0) \sin^2(k_z z_0)}{\sin^2(\beta L)} [PG^\pm(k_x)]^2 \cdot \left[\frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{lm})} \frac{k_y^2}{k_c^2 \delta_l \delta_m} + \frac{j\omega\mu}{k_{lmn}^2 - \beta^2(f_{lm})} \frac{k_x^2 k_z^2}{k_{lmn}^2 k_c^2 \delta_n} + \frac{1}{j\omega\mu} \frac{k_x^2}{k_{lmn}^2} \right]$$

CAPITOLO 4:

ANTENNE A DIPOLO

4.1 Conoscenze preliminari

L'*antenna filiforme* (Figura 4.1.1) rappresenta il modello più semplice nel mondo delle comunicazioni radio. Tale dispositivo è un oggetto metallico, su cui scorre corrente, caratterizzato da una dimensione longitudinale molto maggiore di quella trasversale: teoricamente, il rapporto lunghezza/raggio dovrebbe essere almeno pari a 150.

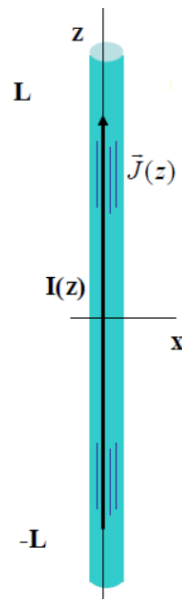


Figura 4.1.1: Antenna filiforme

Se si considera un filo di materiale conduttore perfetto, si può affermare che la densità di corrente destinata poi ad irradiare il campo elettromagnetico scorrerà sulla superficie di esso (penetrazione per effetto pelle nulla) e principalmente lungo la direzione z :

$$J = J(z)\hat{z}.$$

Affinché sia possibile caratterizzare questo tipo di antenna, determinando dunque il diagramma di radiazione, il guadagno, ecc, bisogna considerarla come la composizione di molteplici *dipoli hertziani* di lunghezza infinitesima dz (Figura 4.1.2), su ognuno dei quali scorrerà una certa corrente che cambierà da punto a punto sull'antenna ma che sarà costante nel singolo elemento.

Si può affermare che il campo complessivo è dato dalla somma di tutti gli elementi infinitesimi (principio di sovrapposizione degli effetti), cioè un integrale su tutta l'antenna:

$$E_{\theta} = \int_{-L}^{+L} dE_{\theta}$$

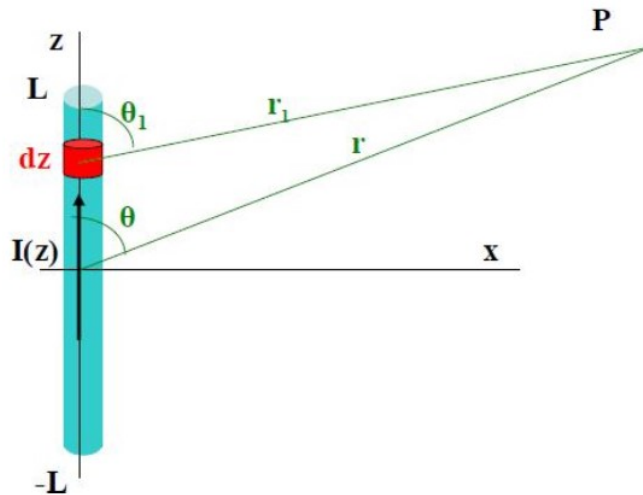


Figura 4.1.2: Antenna filiforme composta da dipoli hertziani

Si osserva che il campo dipende dalla distanza r e dall'angolo θ e tale aspetto complica notevolmente la trattazione. E' possibile semplificare il tutto spostandosi in regione di Fraunhofer ($r > \frac{2d^2}{\lambda}$), dove si può asserire che le onde provenienti da ogni punto dell'antenna procedono parallelamente verso il punto di osservazione.

Il campo elettrico avrà quindi la seguente formula:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{e^{-j\beta r}}{2\lambda r} \sin\theta \int_{-L}^{+L} I(z) e^{j\beta z \cos\theta} dz$$

Di conseguenza:

$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta}$$

4.2 Distribuzione di corrente

In questo paragrafo, l'attenzione viene posta sulla corrente, la quale è strettamente legata ai campi. In realtà, l'antenna è alimentata da un generatore di tensione V (Figura 4.2.1), il quale sollecita i morsetti di alimentazione e la corrente che scaturisce dipenderà da questa tensione e dal carico che il generatore stesso vede ai suoi capi.

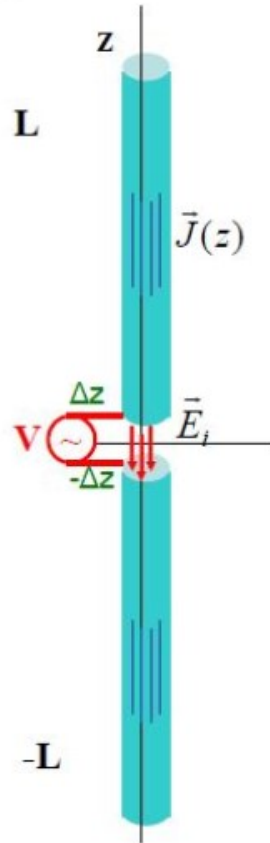


Figura 4.2.1: Antenna filiforme alimentata da un generatore di tensione V

Questo generatore di tensione va dunque modellato: considerando il gap sufficientemente piccolo, lo si può rappresentare con un campo \vec{E}_i impresso (legato alla tensione):

$$-\int_{-\Delta z}^{+\Delta z} \vec{E}_i \cdot dz \hat{z} = V \rightarrow \vec{E}_i = -V \delta(z) \hat{z}$$

Si determina ora la distribuzione di corrente $I(z)$. Per far ciò si prende una linea di trasmissione (costituita da due fili conduttori paralleli) lasciata aperta, in cui si stabilisce un'onda stazionaria di corrente (Figura 4.2.2).

Si nota che essa assume un andamento sinusoidale: infatti presenta un massimo I_m in $z = 0$ (ovvero dove vi è il generatore) e verifica la condizione di annullamento all'estremità dell'antenna. Matematicamente, ciò si traduce in:

$$I(z) = I_m \sin[\beta(L - |z|)]$$

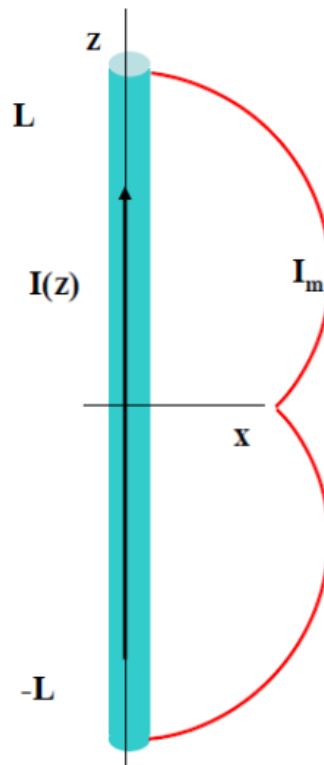


Figura 4.2.2: Distribuzione di corrente in un'antenna filiforme

4.3 Dipolo corto

Si parla di *dipolo corto* (Figura 4.3.1), o di antenna corta, quando $\beta L \ll 1$. La distribuzione sinusoidale di corrente tende ad assumere la seguente forma:

$$I(z) = I_m \sin[\beta(L - |z|)] = I_0 \left(1 - \frac{|z|}{L}\right)$$

Si ha dunque una distribuzione lineare di corrente con un massimo al centro ed è possibile vederla come un'antenna triangolare dato che si è espanso il seno in serie di Taylor.

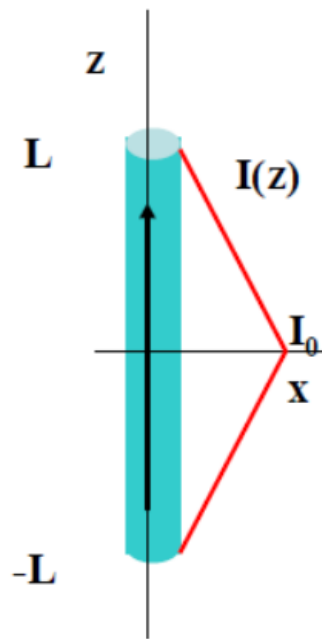


Figura 4.3.1: Dipolo corto

Il campo elettrico e il campo magnetico sono, rispettivamente:

$$E_\theta = j\eta \frac{e^{-j\beta r}}{2\lambda r} \sin\theta \cdot I_0 \int_{-L}^{+L} \left(1 - \frac{|z|}{L}\right) dz = j\eta \frac{e^{-j\beta r}}{2\lambda r} \sin\theta \cdot I_0 L$$

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta}$$

Si nota che i risultati sono analoghi a quelli del dipolo hertziano a meno di un fattore $\frac{1}{2}$: ciò è dovuto al fatto che nel dipolo si aveva una corrente costante che, una volta integrata, dava l'area del rettangolo mentre, in questo frangente, si ha una corrente triangolare quindi, di conseguenza, si deve ottenere l'area di un triangolo. Inoltre, nel dipolo hertziano compare la lunghezza infinitesima dl mentre ora quella reale del dipolo L .

Il diagramma di radiazione (Figura 4.3.2) sarà ancora uguale a quello del dipolo hertziano quindi il diagramma nel piano E è un $\sin\theta$ mentre il solido di radiazione sarà quello tipico a ciambella (Figura 4.3.3).

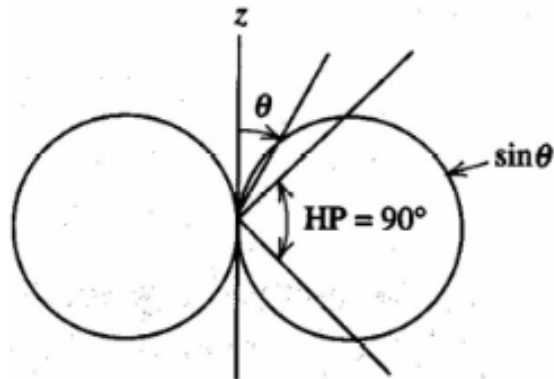


Figura 4.3.2: Diagramma di radiazione di un dipolo corto

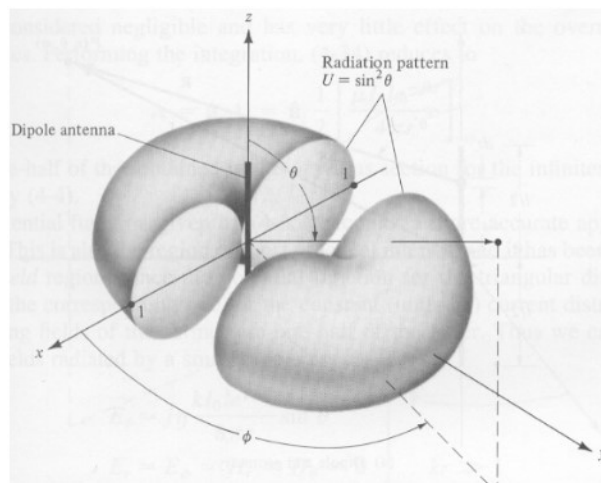


Figura 4.3.3: Solido di radiazione di un dipolo corto

4.4 Dipolo a mezza lunghezza d'onda

Il *dipolo a mezza lunghezza d'onda* (Figura 4.4.1), conosciuto anche come antenna a mezza onda, si ottiene quando è verificata la seguente condizione:

$$2L = \frac{\lambda}{2} \rightarrow \beta L = \frac{\pi}{2}$$

Tale antenna è la più utilizzata in quanto è la configurazione migliore per quel concerne la radiazione.

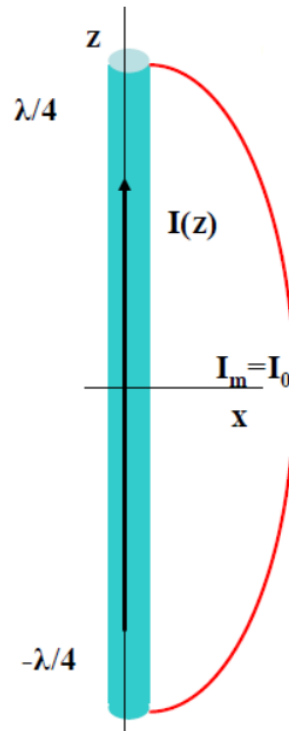


Figura 4.4.1: Dipolo a mezza lunghezza d'onda

Come si evince dal nome, la dimensione fisica dell'antenna è mezza lunghezza d'onda, il che implica che la sua estensione sarà compresa fra $-\frac{\lambda}{4}$ e $+\frac{\lambda}{4}$. Questo indica che la distribuzione approssimata di corrente è un coseno (massima al centro e si azzerà alle estremità):

$$I(z) = I_m \sin[\beta(L - |z|)] = I_0 \cos(\beta z)$$

A differenza del caso precedente, le differenze di percorso, pesate da λ , non sono più trascurabili e comportano una complicazione della trattazione.

Di seguito vengono riportate le formule del campo elettrico e magnetico che si ottengono dopo alcuni passaggi matematici:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0}{2\lambda} \frac{2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right) e^{-j\beta r}}{\sin\theta} \frac{1}{r}$$

$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta}$$

Per quel che concerne il diagramma di radiazione (Figura 4.4.2), si ha la seguente funzione:

$$E_{\theta} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

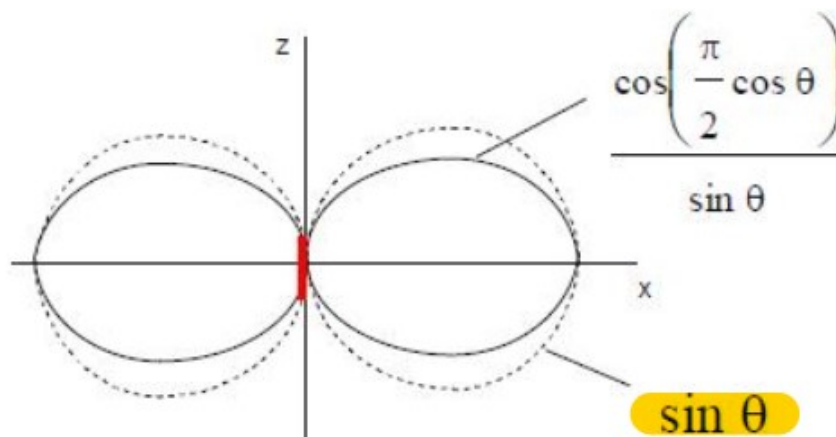


Figura 4.4.2: Diagramma di radiazione di un dipolo a mezza lunghezza d'onda

Essendo l'antenna più lunga, ci si deve aspettare di avere dei lobi più schiacciati.

CAPITOLO 5:

ANTENNE A BANDA LARGA IN LETTERATURA

5.1 Premessa

In questo capitolo ci si prefissa di analizzare le *antenne a banda larga*, concentrandosi principalmente su quelle elicoidali, le quali ricoprono un ruolo cardine in questa tesina. Allo scopo di fornire tutti gli elementi necessari per comprenderne il funzionamento e le condizioni per ottimizzarne le proprietà, vengono riportate le fondamentali nozioni teoriche relative alle dimensioni e alle caratteristiche delle antenne stesse.

L'elaborato si basa sui diversi casi di studio condotti da esperti del calibro di John Kraus, di Dirk E. Baker, di King e di Wong: l'analisi di tali sperimentazioni permette di trarre numerose informazioni attinenti, in particolare, alla forma più idonea del *piano di massa*, all'individuazione del giusto *pitch angle* per l'antenna oggetto di test, al calcolo del numero ottimale di avvolgimenti e alla corretta modalità di alimentazione.

Le ragioni per cui si sono scelte le *antenne elicoidali* piuttosto che altre tipologie di antenne a banda larga risiedono, come anticipato, nelle loro caratteristiche intrinseche: si nota la particolare semplicità di costruzione e la possibilità di inserire tali antenne all'interno di una camera riverberante, tramite i fori sulle sue pareti, senza incappare nell'onere di doverla montare e smontare ogni volta, consentendo così un notevole risparmio di tempo e risorse.

5.2 Geometria elicoidale

L'*elica* è una forma geometrica tridimensionale:

- un filo elicoidale su un cilindro uniforme, diventa un filo dritto quando viene srotolato facendo ruotare il cilindro su una superficie piana;
- vista dall'inizio alla fine, essa si proietta come un cerchio.

Dunque, si può affermare che l'*elica* combina le forme geometriche di una linea retta, di un cerchio e di un cilindro. La sua struttura viene schematizzata nella Figura 5.2.1:

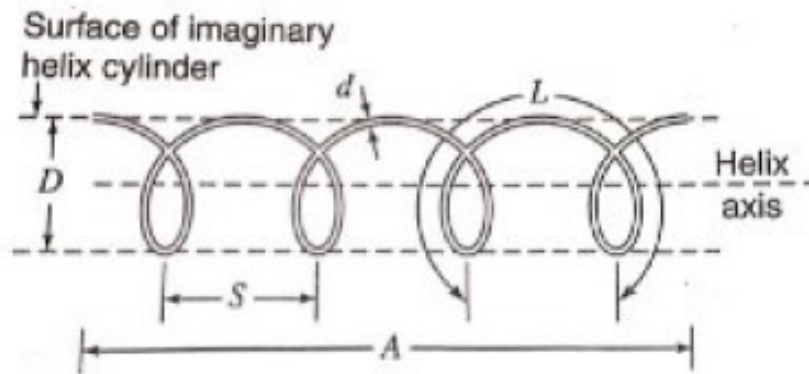


Figura 5.2.1 Dimensioni fondamentali di un'elica

dove:

- D : diametro dell'elica (da centro a centro);
- C : circonferenza dell'elica ($C = \pi D$);
- S : spaziatura tra un avvolgimento ed il seguente (da centro a centro);
- α : angolo del passo (pitch angle) ($\alpha = \arctg\left(\frac{S}{\pi D}\right)$);
- L : lunghezza di un avvolgimento;
- n : numero di avvolgimenti;
- A : lunghezza assiale ($A = ns$);
- d : diametro del conduttore dell'elica.

Si osserva che il diametro D e la circonferenza C si riferiscono al cilindro immaginario la cui superficie passa attraverso la linea centrale del conduttore dell'elica.

Se un avvolgimento di un'elica circolare viene srotolato su un piano, è possibile illustrare la relazione tra la spaziatura S , la circonferenza C , la lunghezza di avvolgimento L ed il pitch angle α tramite il triangolo in Figura 5.2.2.

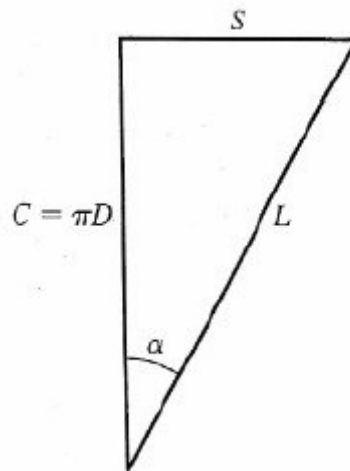


Figura 5.2.2 Relazione tra circonferenza, spaziamento, lunghezza di un avvolgimento e pitch angle in un'elica

Le dimensioni di un'elica sono generalmente rappresentate da una tabella di spaziatura del diametro o da una tabella di spaziatura della circonferenza. Su questo grafico le dimensioni di un'elica possono essere espresse sia in coordinate cartesiane, con la spaziatura S e la circonferenza C , sia in coordinate polari, con la lunghezza di un avvolgimento L e l'angolo del passo α .

Si nota che:

- quando la spaziatura è zero, ovvero $\alpha = 0^\circ$, l'elica diventa un anello;
- quando il diametro è zero, ossia $\alpha = 90^\circ$, l'elica diventa un conduttore lineare.

Di conseguenza, si può affermare che l'asse delle ordinate rappresenta i loop mentre l'asse delle ascisse rappresenta i conduttori lineari. L'intera area tra i due assi rappresenta il caso generale dell'elica.

Si nota che l'eventuale pedice λ denota che la dimensione è misurata in lunghezze d'onda nello spazio libero.

Si supponga di avere un'elica formata da un solo avvolgimento, di lunghezza pari alla lunghezza d'onda ($L_\lambda = 1$). Quando si ha il pitch angle $\alpha = 0^\circ$, l'elica è un anello di circonferenza pari a λ o di diametro pari a $\frac{\lambda}{\pi}$; all'aumentare dell'angolo del passo, la circonferenza diminuisce e le dimensioni dell'elica si muovono lungo la curva $L_\lambda = 1$ fino a quando, ad $\alpha = 90^\circ$, l'elica si trasforma in un conduttore lineare di lunghezza λ .

5.3 Antenne elicoidali monofilari

Le antenne elicoidali monofilari danno pochi problemi dal punto di vista teorico e sono una delle tipologie più facili da costruire: tuttavia, l'attenzione ai dettagli può massimizzare le loro prestazioni. I parametri più importanti da osservare in fase di progettazione dell'antenna sono:

- Larghezza del fascio;
- Guadagno;
- Impedenza;
- Rapporto assiale.

Si nota che guadagno e larghezza del fascio sono interdipendenti, infatti: $G \propto \frac{1}{HPBW^2}$.

In generale, tutti questi parametri sono funzioni del numero di avvolgimenti, dell'angolo del passo e della frequenza. Per un dato numero di giri, il comportamento della larghezza del fascio, del guadagno, dell'impedenza e del rapporto assiale determinano la larghezza di banda utile. La frequenza centrale nominale di questa larghezza di banda corrisponde ad una circonferenza dell'elica di circa λ ($C_\lambda = 1$).

Inoltre, i parametri dipendono anche dalle dimensioni e dalla forma del piano di massa, dal diametro del conduttore elicoidale, dalla struttura di supporto dell'elica e dalla disposizione dell'alimentazione.

Il piano di massa può essere piatto, circolare o quadrato, con un diametro o una dimensione laterale di almeno $\frac{3}{4}\lambda$, può essere a forma di coppa che crei una cavità poco profonda o, in alternativa, può essere addirittura sostituito da un loop.

Si può prendere come esempio l'antenna a due avvolgimenti ad incasso descritta da Bystrom e Bernsten per applicazioni aeronautiche (Figura 4.3.1.c). Tali esperti hanno scoperto che sono necessari due avvolgimenti per ottenere caratteristiche del fascio e dell'impedenza soddisfacenti, ma non hanno notato nessun miglioramento significativo a seguito di un aumento della profondità della cavità e del numero di giri rispetto alle dimensioni dell'apertura, che per questo motivo, rimarrà la stessa (come una guida d'onda cilindrica aperta).

La profonda disposizione conica del piano di massa in Figura 4.3.1.d è efficace nel ridurre la radiazione del lobo laterale e retrostante. Le dimensioni del conduttore non sono critiche (infinitesimali) e possono variare da $0,005\lambda$ o meno a $0,05\lambda$ o più. L'elica può essere sostenuta da alcuni isolatori radiali montati su un dielettrico assiale, il cui diametro deve essere lungo approssimativamente qualche centesimo della lunghezza d'onda, fissato direttamente da una o più aste dielettriche longitudinali. Esse devono essere montate in modo periferico e fissate direttamente al conduttore elicoidale o da un tubo dielettrico a parete sottile sul quale è avvolta l'elica. Con quest'ultima disposizione, la larghezza di banda operativa viene spostata verso frequenze più basse in modo che, per una data frequenza, l'antenna sia più piccola.

Molte di queste disposizioni di montaggio sono illustrate in Figura 5.3.1:

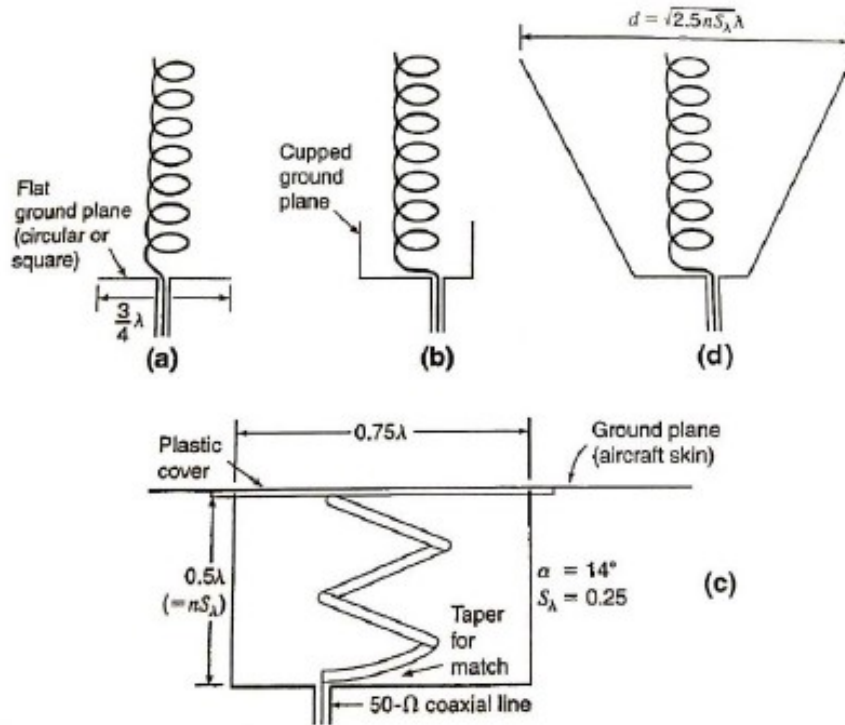


Figura 5.3.1: Antenna elicoidale monofilare con modo assiale (a) su piano di massa piatto; (b) su piano di massa a coppa poco profondo. (c) a due giri, montata a filo per impieghi generali, con alimentazione conica per l'accoppiamento ad un cavo coassiale con impedenza 50Ω (dopo Bystrom (1) e Bernsten). (d) Antenna elicoidale monofilare su piano di massa conico e profondo per la riduzione dei lobi laterali e posteriori. (dopo K. R. Carver (1, 2).)

L'elica può essere alimentata assialmente, perifericamente o da qualsiasi posizione conveniente sulla struttura del piano di massa attraverso un collegamento tra il cavo interno di un coassiale e l'elica nella parte esterna del conduttore collegato al piano di massa.

Secondo la teoria, con l'alimentazione assiale, l'impedenza terminale (resistiva) resterà dentro il 20%:

$$R = 140C_\lambda \quad (\Omega)$$

mentre con alimentazione periferica, ipotizzata per la prima volta da Baker, ha un valore (teorico) non maggiore del 10%:

$$R = \frac{150}{\sqrt{C_\lambda}} \quad (\Omega)$$

Queste relazioni hanno le seguenti restrizioni:

$$0,8 \leq C_\lambda \leq 1,2; \quad 12 \leq \alpha \leq 14; \quad n \geq 4$$

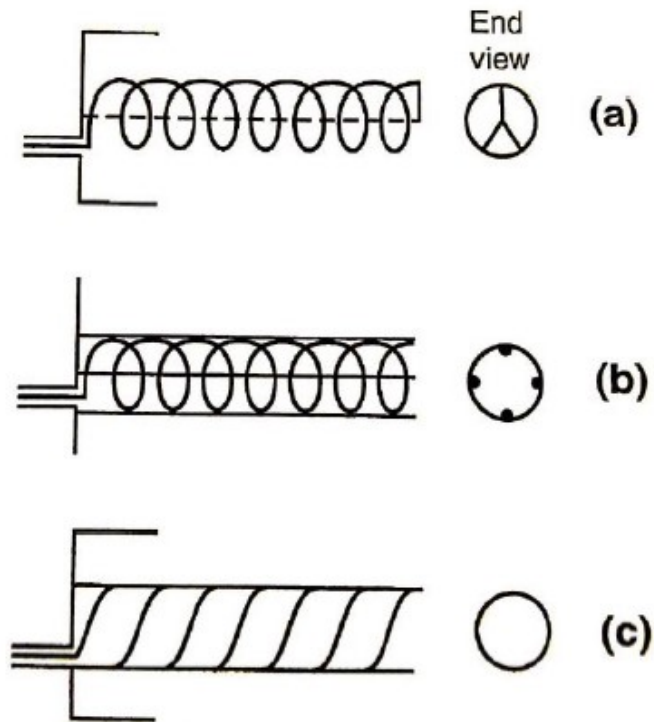


Figura 5.3.2: Antenna elicoidale monofilare in modo assiale sostenuta (a) da un'asta (o tubo) assiale di metallo o dielettrico con isolatori radiali, (b) da quattro aste dielettriche periferiche fissate all'elica, (c) da un tubo dielettrico sul quale l'elica è inserita.

Con un'adeguata sezione di corrispondenza, l'impedenza terminale (resistiva) può essere resa qualsiasi valore desiderato, da meno di 50Ω a più di 150Ω , portando, così, l'ultimo quarto di avvolgimento dell'elica parallelo al piano di massa in modo graduale. Si può facilmente realizzare una transizione rastremata tra l'impedenza dell'elica 140Ω o 150Ω e una linea coassiale 50Ω : ciò è possibile sia con antenne elicoidali alimentate assialmente che perifericamente, anche se, generalmente, si predilige quest'ultimo caso.

I dettagli di una disposizione adeguata di quanto appena detto sono mostrati in Figura 5.3.3:

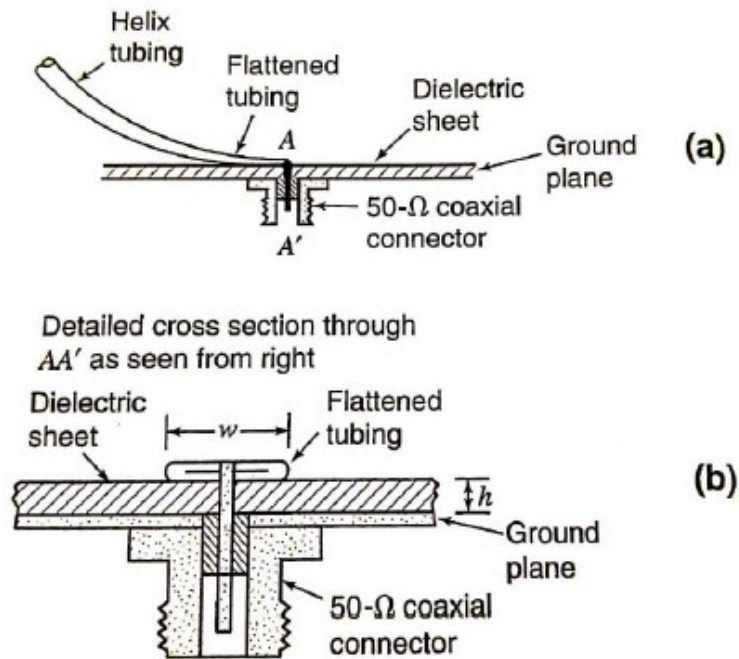


Figura 5.3.3: (a) Passaggio graduale e rastremato dalla linea elicoidale a quella coassiale con sezione trasversale dettagliata al punto (b).

Quando il tubo dell'elica viene portato vicino al piano di massa, viene gradualmente assottigliato fino ad ottenere una struttura completamente piatta alla terminazione. Esso sarà distanziato dal piano di massa da un foglio di dielettrico, il quale avrà uno spessore h (altezza) del tipo:

$$h = \frac{w}{\left[\frac{377}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} \right]^2}$$

dove:

- w : larghezza del conduttore alla terminazione;
- h : spessore dielettrico;
- ϵ_r : permittività relativa del dielettrico;
- Z_0 : impedenza caratteristica del dielettrico.

La tipica antenna elicoidale monofilare ad alimentazione periferica in modalità assiale con il piano di massa a forma di coppa, abbinata ad una linea 50Ω , mostrata in Figura 5.3.3, con date dimensioni di lunghezze d'onda alla frequenza centrata in maniera che $C_\lambda = 1$, può essere rappresentata come in Figura 5.3.4:

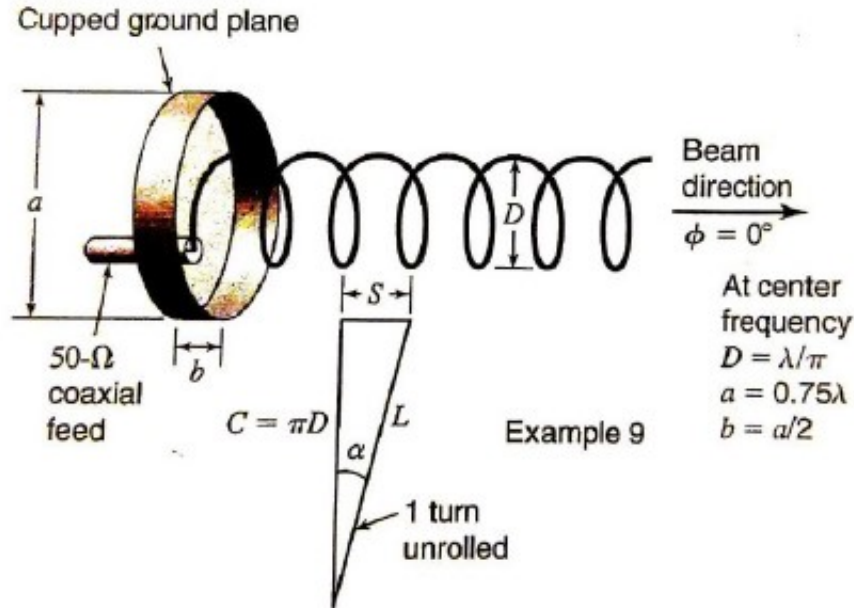


Figura 5.3.4: Antenna elicoidale monofilare ad alimentazione periferica con modalità assiale con piano di massa a coppa accoppiata ad una linea di trasmissione coassiale 50Ω. La spaziatura di avvolgimento è $S=0,225\lambda$ e la circonferenza è $C=\lambda$ alla frequenza centrale. Le dimensioni tipiche del piano di massa a coppa sono $a = 0,75 \lambda$ e $b = \frac{a}{2}$ alla frequenza centrale.

Il supporto può essere un'asta assiale con isolatori radiali oppure una o più aste periferiche (Figura 5.3.2 a e b).

Sulla base di un gran numero di misurazioni di svariati tipi di antenne elicoidali monofilari effettuate da Kraus, le larghezze del fascio sono risultate essere date dalle seguenti relazioni quasi-empiriche del HPBW (half-power beamwidth) e del BWFN (beamwidth between first nulls):

$$HPBW \approx \frac{52}{C_\lambda \sqrt{nS_\lambda}} \quad (\text{deg})$$

$$BWFN \approx \frac{115}{C_\lambda \sqrt{nS_\lambda}} \quad (\text{deg})$$

L'HPBW, precedentemente formulato, viene mostrato graficamente in Figura 5.3.5:

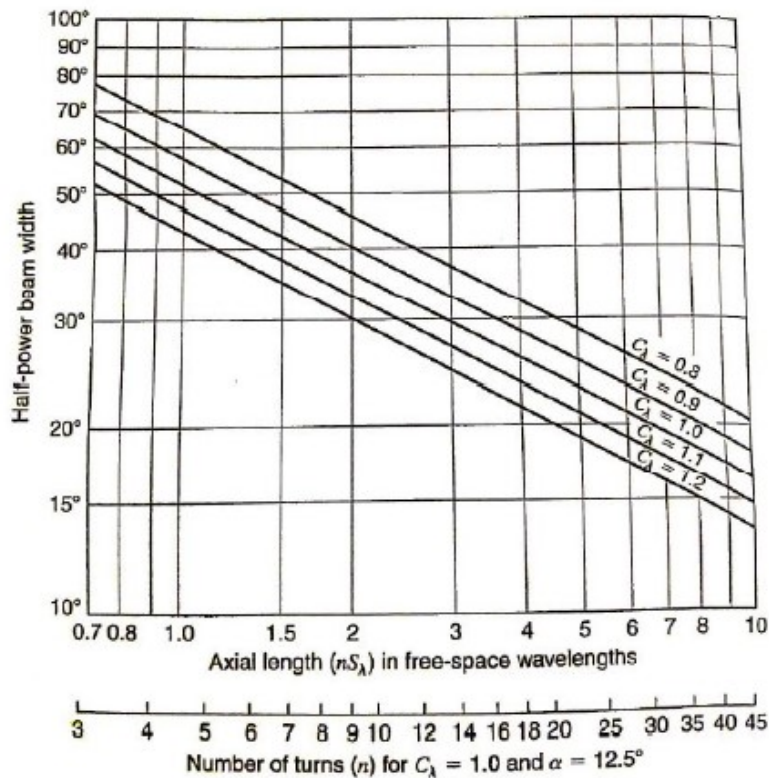


Figura 5.3.5: HPBW di un'antenna elicoidale monofilare in modo assiale in funzione della lunghezza e circonferenza assiale nelle lunghezze d'onda dello spazio libero e anche in funzione del numero di avvolgimenti per $C_\lambda=1,0$ ed $\alpha=12,5^\circ$ (scala inferiore). (Kraus)

Dividendo il quadrato dell'HPBW per il numero di gradi quadrati in un campo sferico (ovvero 41.253) si ottiene una direttività approssimativa di:

$$D \approx 15C_\lambda^2 nS_\lambda$$

Questo calcolo non tiene conto dell'effetto dei lobi minori e dei dettagli della forma del modello. Una relazione più realistica è quella che descrive la direttività come:

$$D \approx 12C_\lambda^2 nS_\lambda$$

Queste relazioni valgono se e solo se vengono rispettate le seguenti prerogative:

$$0,8 < C_\lambda < 1,15; \quad 12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ; \quad n > 3$$

I guadagni misurati da King e da Wong per le antenne elicoidali monofilari in modo assiale con pitch angle di $12,8^\circ$ sono rappresentati in Figura 5.3.6 in funzione della lunghezza dell'elica ($L_\lambda = nS\lambda$) e della frequenza:

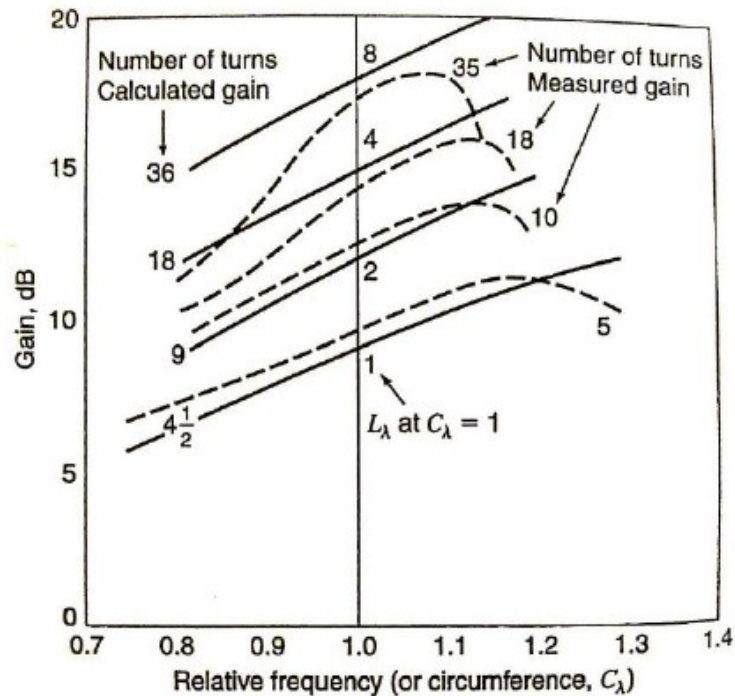


Figura 5.3.6: Guadagno misurato (tratteggiato), curve di antenne elicoidali monofilari in modo assiale in funzione della frequenza relativa per diversi numeri di avvolgimenti per un angolo di pitch di $\alpha=12,8^\circ$. Le curve di guadagno calcolate (linee continue) sono anche mostrate per diversi numeri di avvolgimenti. (H.E. King e J.L. Wong)

Si nota che all'aumentare del numero di giri, aumentano anche i guadagni e la larghezza di banda tende a diminuire. Il picco di guadagno, normalmente, si verifica nel range di frequenze 10%-20% al di sopra della frequenza centrale per la quale $C_\lambda=1$.

I guadagni della Figura 5.3.6, che tendono ad essere inferiori di quelli calcolati nell'ultima equazione di D, sono stati misurati su eliche con tubi metallici assiali di diametro $0,08\lambda$. Per quanto MacLean e Kouyornjian e Kraus abbiano notato che, rispettivamente, pitch angles piccoli (2°) e grandi (25°) possano essere utilizzati, si prediligono gli angoli da 12° a 14° . King e Wong hanno scoperto che sulle eliche con tubi assiali in metallo, angoli di passo più piccoli (vicino a 12°) hanno portato ad un guadagno leggermente più alto (1dB) ma una larghezza di banda più stretta rispetto agli angoli più grandi (vicino a 14°).

Passando ad altri parametri come il modello, il rapporto assiale e l'impedenza (VSWR), si osserva che per un'antenna elicoidale monofilare con modo assiale a 6 giri e con pitch angle di 14° il loro comportamento varia in funzione della frequenza.

Il tutto è così rappresentabile in Figura 5.3.7:

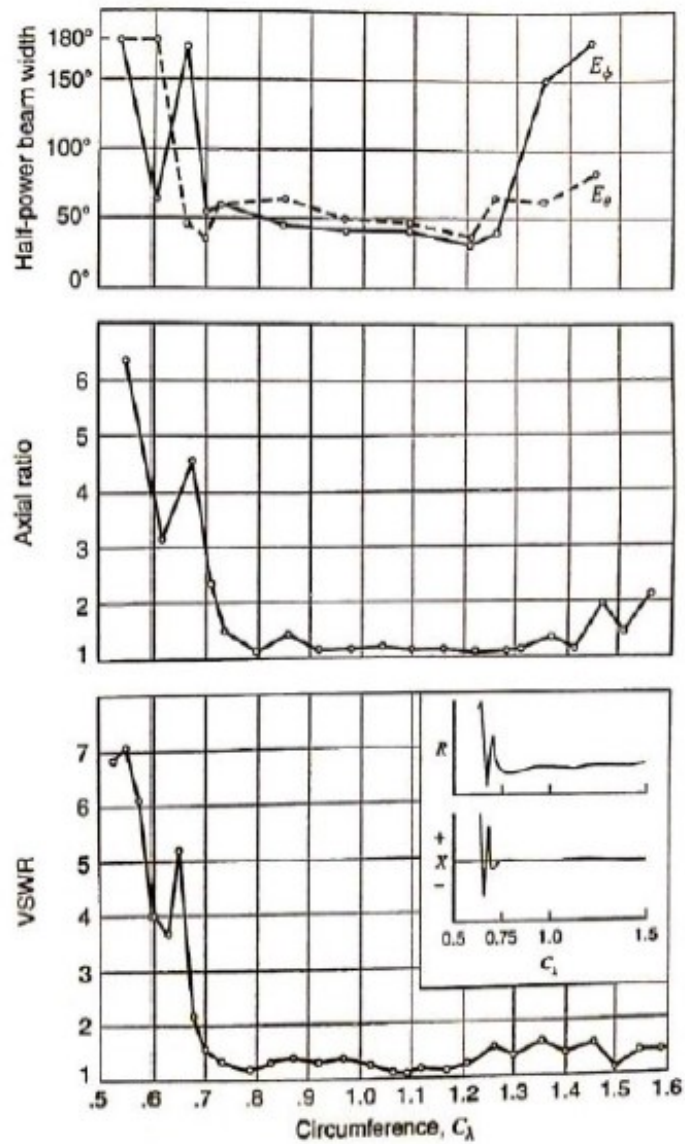


Figura 5.3.7: Riepilogo delle prestazioni misurate dell'antenna elicoidale monofilare a 6 giri, con pitch angle di 14° in modalità assiale. Le curve mostrano l'HPBW per entrambe le componenti del campo, il rapporto assiale e il VSWR su una linea 53Ω in funzione della frequenza relativa (o circonferenza C). (Kraus.)

Nell'ultimo grafico è possibile notare come la resistenza R sia costante e come la reattanza X sia relativamente bassa per $C > 0.7$.

La larghezza del fascio di mezza potenza viene presa tra i punti di mezza potenza, indipendentemente dal fatto che questi si verifichino sul lobo maggiore o sui lobi minori. E' conveniente effettuare una suddivisione del modello in molti lobi di grande ampiezza e frequenza al di fuori di quelle del modo del fascio.

Si osserva, poi, che il rapporto assiale è il valore misurato in direzione dell'asse dell'elica e che il rapporto d'onda stazionaria è il valore misurato su un cavo coassiale di impedenza 53Ω . Una sezione di trasformatore lunga $\frac{\lambda}{2}$ alla frequenza centrale si trova ai morsetti dell'elica per portare la resistenza terminale di circa 130Ω fino a 53Ω .

Considerate nel loro insieme, polarizzazione ed impedenza caratteristiche rappresentano prestazioni notevolmente buone rispetto ad un'ampia gamma di frequenze per un'antenna a fascio polarizzato circolare. L'inizio del modo assiale ad una frequenza relativa di circa 0,7 è molto evidente con il funzionamento in modo assiale, che si estende da questa frequenza su almeno un ottavo per VSWR e rapporto assiale e quasi un ottavo per il pattern. Si saprà quindi che il rapporto assiale sarà descritto come segue:

$$AR = \frac{(2n+1)}{2n}$$

dove n sarà il numero di avvolgimenti.

CAPITOLO 6:

MODELLO DI PARTENZA

6.1 Elica cilindrica di partenza

Come anticipato nell'Introduzione, questa tesi, che è stata elaborata in CST Microwave Studio, ha come base un progetto di un'antenna ad elica cilindrica di cui sono stati studiati i parametri fondamentali [0]. Il modello presenta un'antenna costruita in PEC (Perfect Electric Conductor), ovvero un materiale ideale (senza perdite) e non esistente nella realtà, che dà una buona approssimazione del comportamento del dispositivo nel mondo reale. In PEC sono stati realizzati anche tutti i piani di massa, i conduttori e sia il centrale che l'esterno del cavo coassiale utilizzato per alimentare il modello.

E' stata creata l'antenna rendendo solida la seguente curva:

$$\begin{aligned}X(t) &= R \cos(2\pi \cdot t); \\Y(t) &= R \sin(2\pi \cdot t); \\Z(t) &= bt\end{aligned}$$

Per quel che riguarda l'alimentazione, è stato modellato un giunto che va ad unire l'antenna al conduttore centrale del cavo coassiale: quest'ultimo è posto nel centro circonferenza che forma la base del cilindro inscritto nell'elica. Come si può vedere in Figura 6.1, si può dunque parlare di un'alimentazione centrale:

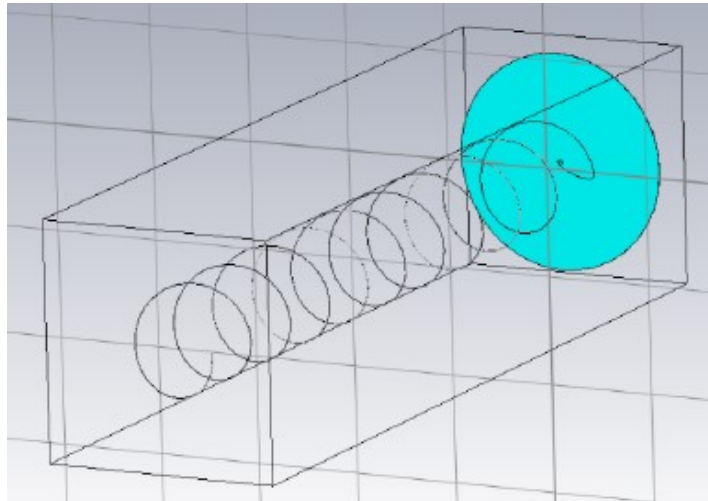


Figura 6.1. Modello di un'antenna cilindrica con alimentazione centrale da cavo coassiale con impedenza 50Ω , formata da 10 avvolgimenti ed angolo di pitch di 12°

Uno dei parametri fondamentali nella costruzione di un'antenna destinata a lavorare all'interno di una camera riverberante è il coefficiente di riflessione $S_{1,1}$: ciò comporta una particolare attenzione verso l'impedenza d'ingresso e l'alimentazione.

6.2 Adattamento dell'alimentazione

Seguendo gli insegnamenti di [12], è stato spostato il focus sull'alimentazione, ottenendo così un miglioramento in termini di $S_{1,1}$. In Figura 6.2.1, è rappresentato il primo modello di antenna elicoidale monofilare in modo assiale alimentata perifericamente:

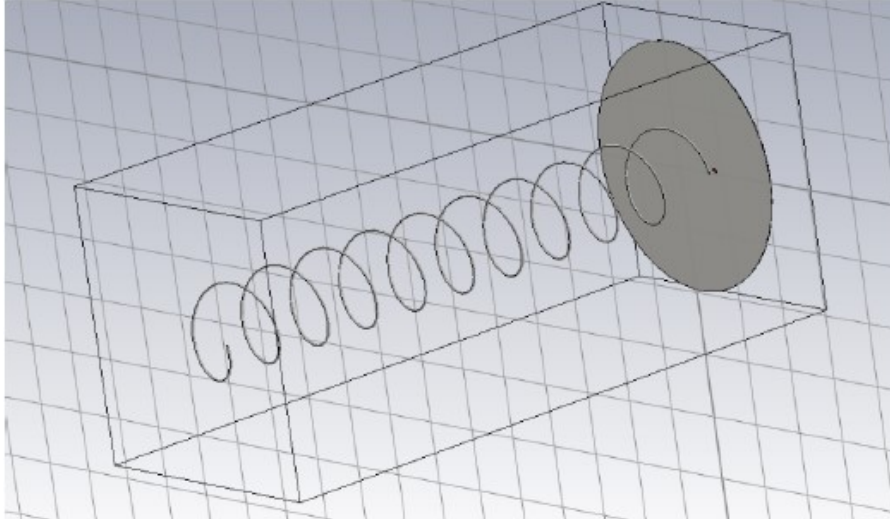


Figura 6.2.1: Modello creato sul software CST Microwave Studio di un'antenna cilindrica con alimentazione periferica da cavo coassiale con impedenza 50Ω , formata da 10 avvolgimenti ed angolo di pitch di 12°

I risultati relativi all' $S_{1,1}$ che tale modello ha permesso di ottenere sono riportati in Figura 6.2.2:

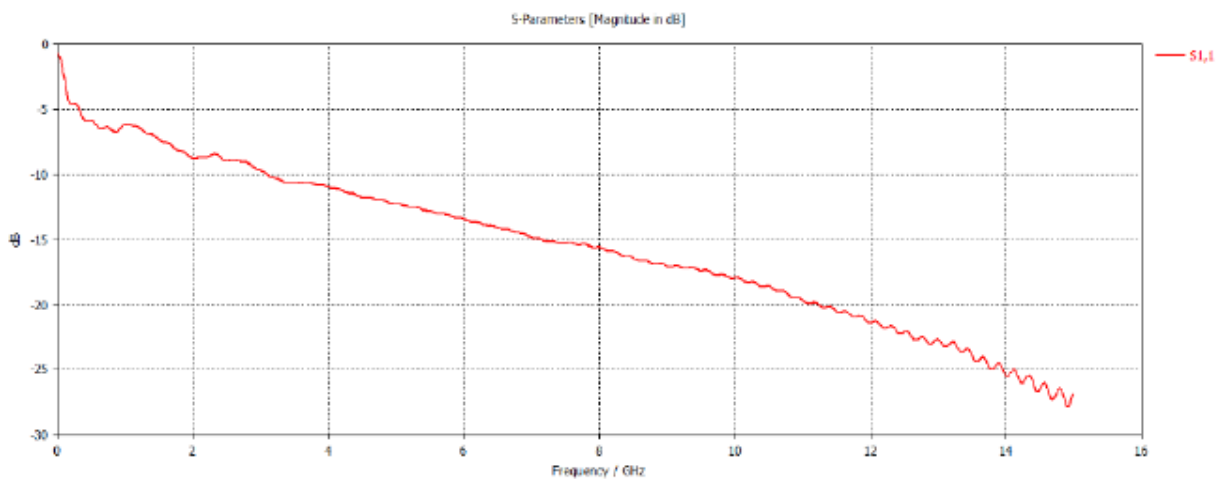


Figura 6.2.2: Risultati della simulazione di un'antenna elicoidale monofilare in modo assiale ed alimentazione periferica.

Si nota che, a 3GHz, la curva del coefficiente di riflessione scende sotto i -10dB e continua ad abbassarsi ulteriormente all'aumentare della frequenza.

6.3 Adattamento alla linea

Con l'obiettivo di migliorare ulteriormente i risultati dell' $S_{1,1}$, è stata creata una linea di alimentazione adattata. E' stata, quindi, modellata una linea cilindrica in PEC avente lo stesso diametro del conduttore centrale del cavo coassiale ed è stata chiusa, ambedue le estremità, da delle impedenze ideali dal valore di 50Ω , le quali rappresentano l'impedenza del coassiale e quella dell'antenna stessa (vedere Figura 6.3.1).

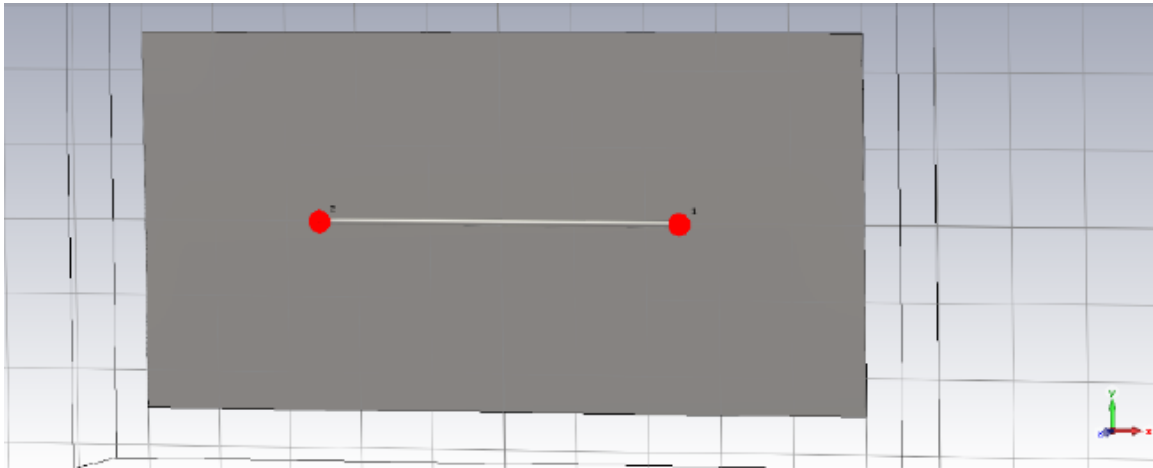


Figura 6.3.1: Modello di una linea chiusa su impedenze di 50Ω

In seguito, queste due impedenze ideali verranno sostituite dai suddetti componenti.

E' stata simulata e studiata la miglior distanza della linea dal piano di massa attraverso lo strumento di ottimizzazione del CST. E' stato notato che i risultati migliori sono stati ottenuti con $d = 1.23 \text{ mm}$ (vedere Figura 6.3.2):

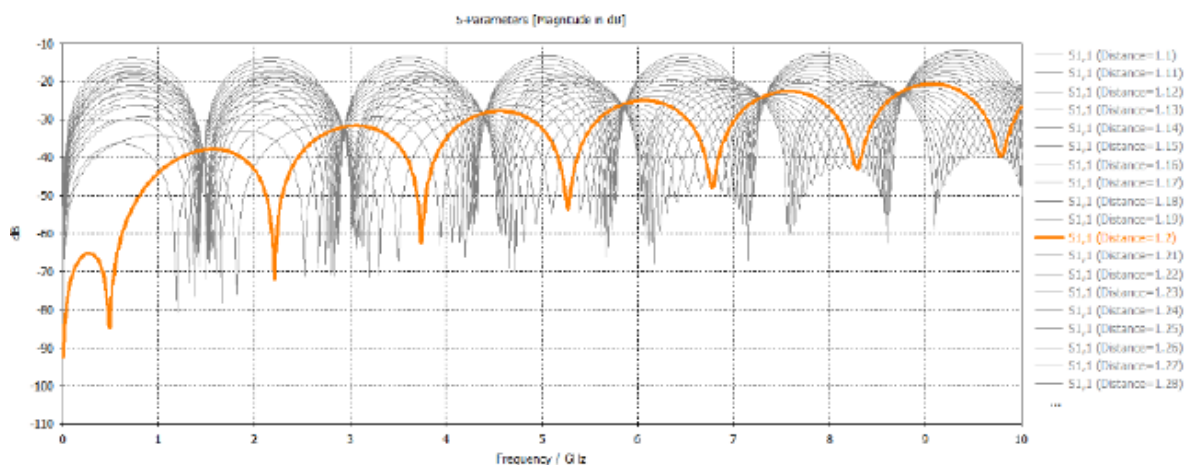


Figura 6.3.2: Risultati della simulazione dell'ottimizzazione della distanza di una linea chiusa su un'impedenza da 50Ω nell'intorno del caso migliore.

Successivamente, è stata sostituita una delle impedenze ideali con il cavo coassiale e si è proceduto con il collegare la linea ad esso tramite un giunto, il quale estende di qualche millimetro il conduttore centrale del coassiale (vedere Figura 6.3.3).

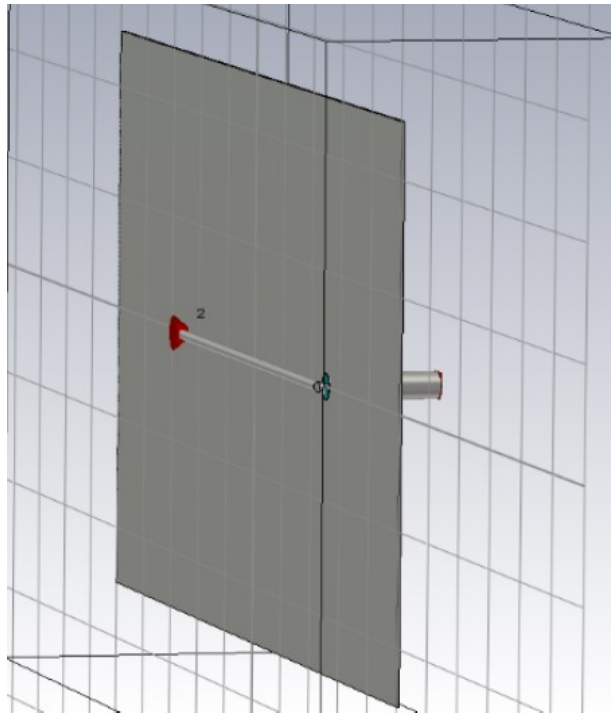


Figura 6.3.3: Modello di una linea chiusa sul conduttore centrale di un cavo coassiale e su un'impedenza di 50Ω

Di seguito, è stata studiata e simulata la miglior distanza della linea, attaccata al cavo coassiale, dal piano di massa attraverso lo strumento di ottimizzazione di CST (vedere Figura 6.3.4):

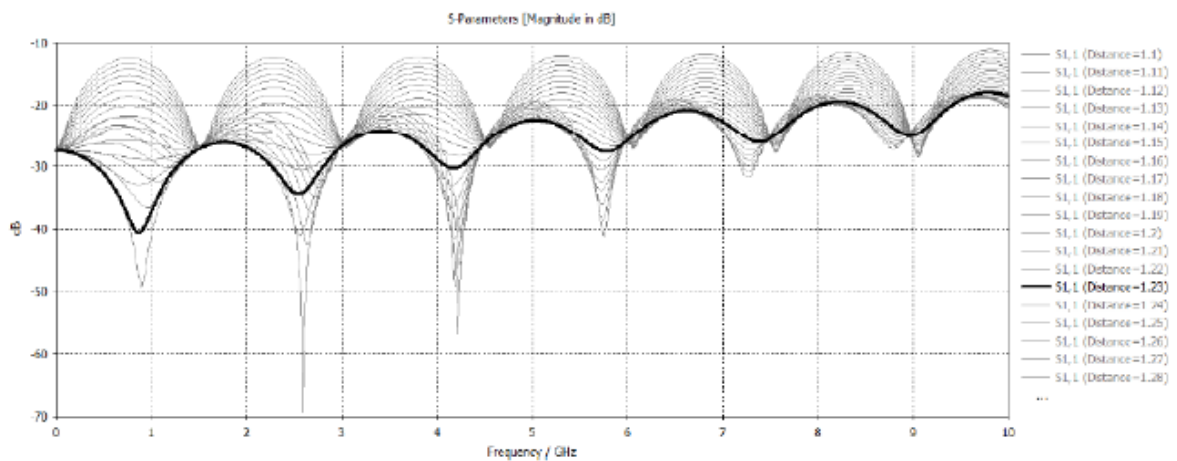


Figura 6.3.4: Risultati della simulazione della distanza ottimale di una linea chiusa sul conduttore centrale di un cavo coassiale e su un'impedenza di 50Ω .

6.4 Antenna con linea adattata

Come ultimo step, è stata sostituita la seconda impedenza ideale posta all'estremità della linea di alimentazione con una antenna elicoidale monofilare costruita in PEC, rendendo solida la curva del paragrafo 6.1 (vedere Figura 6.4.1).

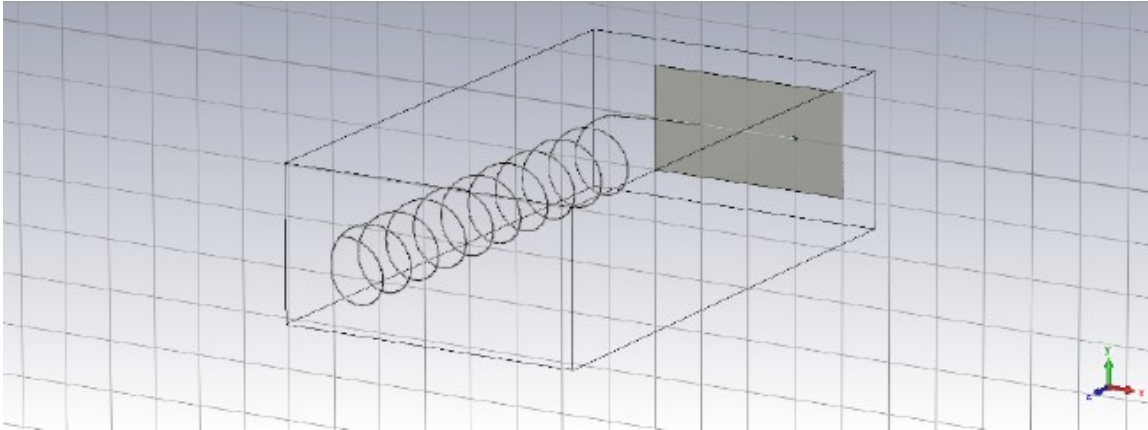


Figura 6.4.1: Modello di un'antenna elicoidale monofilare con modo assiale, formata da 10 avvolgimenti, con pitch angle di 12° ed alimentazione da linea adattata

Si nota che:

- t varia da 0 a $N=10$, con N numero di giri;
- il raggio del cilindro inscritto nell'elica R è pari 35 mm;
- la b è pari a 48.43155645 in modo tale da avere un pitch angle α pari a 12° .

L'antenna e la linea di alimentazione sono state collegate tramite un giunto e sono state sufficientemente spaziate tra loro in modo tale che esso potesse raggiungere l'antenna con un tilt di 12° , pari a quello del pitch angle α .

I risultati che sono stati ottenuti per l' $S_{1,1}$ sono riportati in Figura 6.4.2:

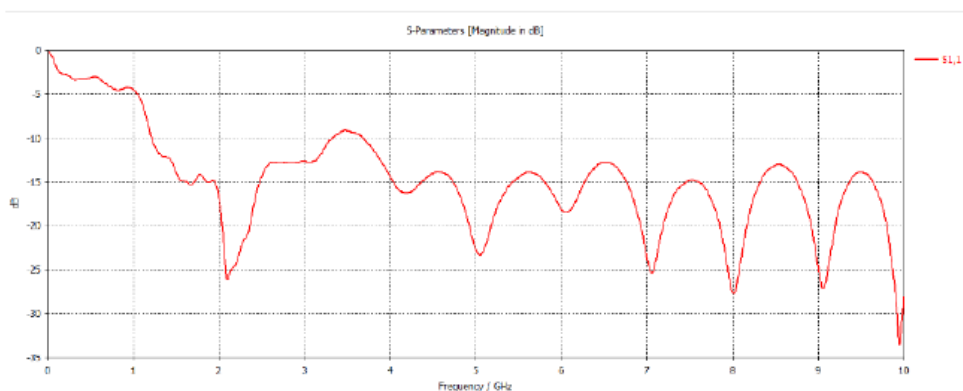


Figura 6.4.2: Risultati della simulazione di un'antenna elicoidale monofilare in modo assiale con alimentazione periferica da una linea adattata

Si nota che si ha un $S_{1,1}$ che scende sotto i -10dB già a frequenze nell'intorno di 1.2 GHz, per poi rimanere quasi sempre al di sotto di -15dB a partire dalle frequenze di 4GHz.

6.5 Ottimizzazioni

Con l'obiettivo di migliorare il modello, sono state operate delle modifiche. Come primo step, è stata analizzata la spaziatura S tra un avvolgimento e il successivo:

$$S = \tan(\alpha)D\pi = \tan(12^\circ)70\pi = 42\text{mm}$$

Considerando un numero di avvolgimenti N pari a 10, è stata ottenuta una lunghezza assiale A pari a 42cm: tale aspetto, concatenato alla spaziatura creata dal tilt del giunto che unisce l'antenna alla linea di alimentazione, ha comportato un'antenna avente dimensioni inaccettabili.

Come secondo step, è stata effettuata una variazione delle lunghezze della linea e del giunto: sono state fissate rispettivamente a 6 cm e 5 cm in quanto garantivano i migliori risultati. A livello teorico, la variazione di tali lunghezze non avrebbe dovuto apportare cambiamenti al coefficiente di riflessione ma, in realtà, il suo valore è lievemente mutato.

Come terzo passo, date le grandi dimensioni dell'antenna, è stata operata una riduzione del numero di avvolgimenti. I migliori riscontri si sono ottenuti con $N = 5$ ed $N = 3$ dove, rispettivamente, le dimensioni del dispositivo sono state dimezzate e ridotte circa di un fattore tre. In entrambi i casi, le performance dell' $S_{1,1}$ non si deteriorano.

Un'altra correzione relativa alle dimensioni dell'antenna è stata ricavata agendo sul pitch angle α : nello specifico, è stato ridotto a 10° .

Il raggio del cilindro è stato mantenuto a 35 mm poiché averlo aumentato non ha portato ad alcun beneficio.

La totalità delle modifiche ha prodotto tale andamento del coefficiente di riflessione $S_{1,1}$ (Figura 6.5.1 e Figura 6.5.2):

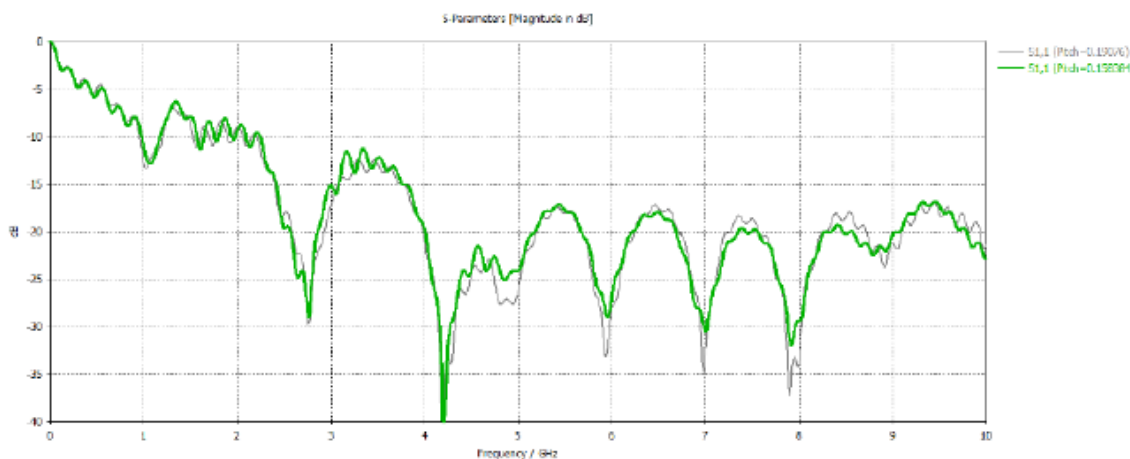


Figura 6.5.1: Risultati della simulazione di un'antenna elicoidale monofilare in modo assiale con alimentazione periferica da una linea adattata, formata da 5 avvolgimenti, avente pitch angle pari a 10° e raggio invariato.

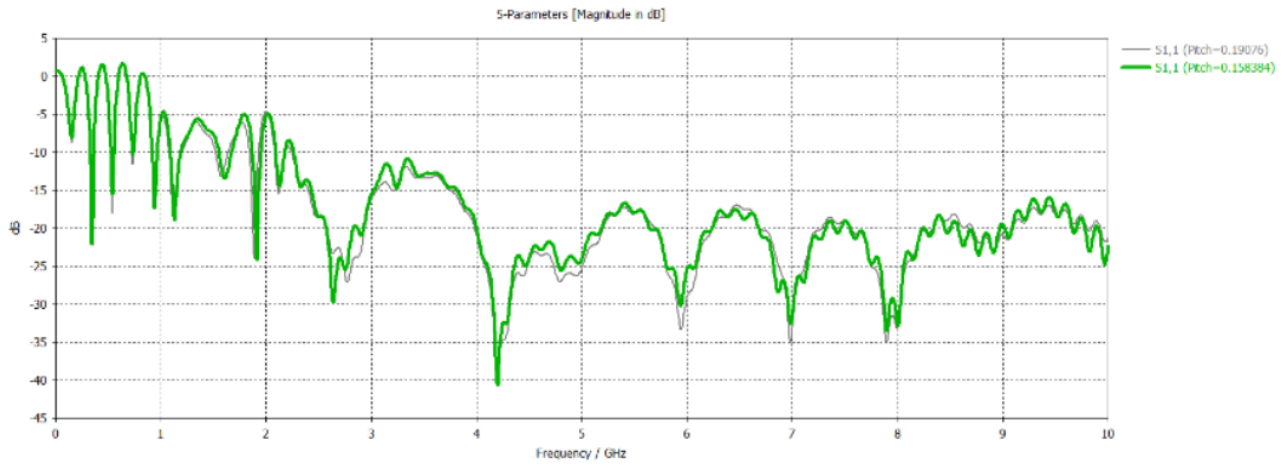


Figura 6.5.2: Risultati della simulazione di un'antenna elicoidale monofilare in modo assiale con alimentazione periferica da una linea adattata, formata da 3 avvolgimenti, avente pitch angle pari a 10° e raggio invariato.

CAPITOLO 7

NUOVO MODELLO TEORICO

7.1 Dipolo generico in una camera riverberante

Con l'obiettivo di sostituire i tratti curvilinei dell'elica analitica con delle spezzate consecutive, è stato necessario definire un nuovo modello matematico che permettesse di passare da equazioni del campo prodotto da un dipolo posizionato lungo una delle tre direzioni fondamentali (x, y o z) a quelle di un campo generato da un segmento obliquo.

Si consideri, dunque, un elemento di corrente I_0 che va dal punto $P_0 (x_0, y_0, z_0)$ al punto $P_1 (x_1, y_1, z_1)$ in una camera riverberante (Figura 6.1.1):

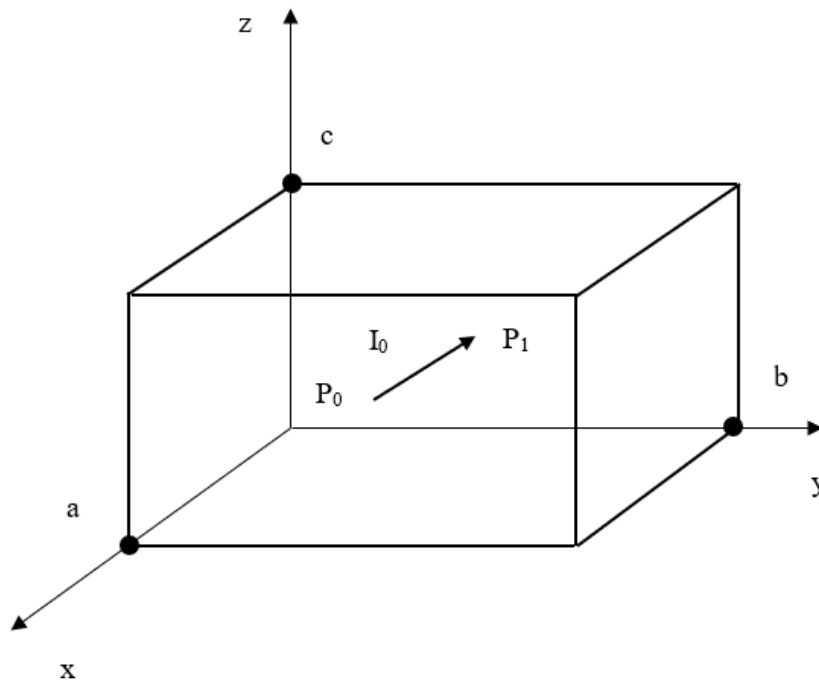


Figura 6.1.1: Schema di un dipolo generico in una camera riverberante di lati a, b e c

Il versore \hat{u}_I della corrente sarà quindi:

$$\hat{u}_I = \frac{x_1 - x_0}{R} \hat{x} + \frac{y_1 - y_0}{R} \hat{y} + \frac{z_1 - z_0}{R} \hat{z}$$

con:

$$R = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2}$$

Di conseguenza, la corrente nell'elemento sarà scritta come:

$$\vec{I} = I_0 \hat{u}_l$$

dove si è considerata la corrente di natura vettoriale per tener conto della sua direzione e del suo verso.

La retta che unisce i punti P_0 e P_1 è:

$$\frac{y - y_0}{y_1 - y_0} = \frac{x - x_0}{x_1 - x_0}$$

$$\frac{z - z_0}{z_1 - z_0} = \frac{x - x_0}{x_1 - x_0}$$

Essa rappresenta il dominio su cui si estende la sorgente.

Di seguito vengono riportate alcune considerazioni preliminari:

$$dl = dx \cos\varphi \sin\theta + dy \sin\varphi \cos\theta + dz \cos\theta$$

Dove:

$$\cos\varphi = \frac{(x_1 - x_0)}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2}}$$

$$\sin\varphi = \frac{(y_1 - y_0)}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2}}$$

$$\sin\theta = \frac{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2}}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2}}$$

$$\cos\theta = \frac{z_1 - z_0}{\sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2}}$$

Inoltre:

$$y = x m_y - x_0 m_y + y_0$$

$$z = x m_z - x_0 m_z + z_0$$

$$m_y = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0}$$

$$m_z = \frac{z_1 - z_0}{x_1 - x_0}$$

$$dy = m_y dx$$

$$dz = m_z dx$$

In fine:

$$\sin(x)\sin(y) = \frac{\cos(x - y) - \cos(x + y)}{2}$$

$$\cos(x)\cos(y) = \frac{\cos(x + y) + \cos(x - y)}{2}$$

$$\sin(\alpha)\sin(\beta)\cos(\gamma)$$

$$= \frac{1}{4}[\cos(\alpha - \beta + \gamma) + \cos(\alpha - \beta - \gamma) - \cos(\alpha + \beta + \gamma) - \cos(\alpha + \beta - \gamma)]$$

7.2 Calcolo dei campi elettrici prodotti dal dipolo nella cavità

In questo paragrafo vengono analizzati i campi elettrici prodotti dal dipolo obliquo.

7.2.1 Modi irrotazionali

Sia dato:

$$\bar{E}^{IRR}(\bar{I}) = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_{mnp} \left(\int_V \bar{J} \cdot \bar{f}_m dv \right) \bar{f}_m = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_{mnp} I_0 \left(\int_L \hat{u}_l \cdot \bar{f}_m dl \right) \bar{f}_m$$

Sostituendo al versore la sua formula del paragrafo precedente, si ottiene:

$$\int_L \hat{u}_l \cdot \bar{f}_m dl = \int_L \left[\frac{x_1 - x_0}{R} \hat{x} + \frac{y_1 - y_0}{R} \hat{y} + \frac{z_1 - z_0}{R} \hat{z} \right] \cdot I_{0-circ} \begin{bmatrix} k_x \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ k_y \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ k_z \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix} dl =$$

$$= \varphi_0 \frac{x_1 - x_0}{R} k_x \int_L \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dl + \varphi_0 \frac{y_1 - y_0}{R} k_y \int_L \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) dl + \varphi_0 \frac{z_1 - z_0}{R} k_z \int_L \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) dl$$

Si valutano ora gli integrali che compaiono, partendo dal seguente:

$$Int_1 = \int_L \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dl$$

Dall'Appendice B, si può affermare che:

$$dl = dx \cos\varphi \sin\theta + dy \sin\varphi \cos\theta + dz \cos\theta = (\cos\varphi \sin\theta + m_y \sin\varphi \sin\theta + m_z \cos\theta) dx$$

Di conseguenza:

$$Int_1 = (\cos\varphi \sin\theta + m_y \sin\varphi \sin\theta + m_z \cos\theta) \int_{x_0}^{x_1} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dx$$

Ponendo:

$$S(\theta, \varphi) = \cos\varphi \sin\theta + m_y \sin\varphi \sin\theta + m_z \cos\theta$$

Si ottiene:

$$Int_1 = S(\theta, \varphi) \int_{x_0}^{x_1} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dx$$

Imponendo: $\alpha = k_y y$; $\beta = k_z z$; $\gamma = k_x x$ e facendo sempre riferimento all'Appendice B, l'integrale può essere così riscritto:

$$\begin{aligned}
Int_1 &= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} [\cos(k_y y - k_z z + k_x x) + \cos(k_y y - k_z z - k_x x) - \cos(k_y y + k_z z \\
&\quad + k_x x) - \cos(k_y y + k_z z - k_x x)] dx = \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} [\cos(k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0 + k_x x) \\
&\quad + \cos(k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0 - k_x x) \\
&\quad - \cos(k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0 + k_x x) \\
&\quad - \cos(k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0 - k_x x)] dx \\
&= \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} \{ [\cos(k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0] \\
&\quad + \cos[(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0] \\
&\quad - \cos(k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0] \\
&\quad - \cos(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0] \} dx \\
&= \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1} - \\
&- \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1} - \\
&=
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[k_x x_1 + k_y m_y (x_1 - x_0) + k_y y_0 - k_z m_z (x_1 - x_0) - k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right. \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} + \\
&\quad + \frac{\sin[-k_x x_1 + k_y m_y (x_1 - x_0) - k_z m_z (x_1 - x_0) + k_y y_0 - k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \\
&\quad - \frac{\sin[-k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)} - \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_1 + k_y m_y (x_1 - x_0) + k_y y_0 + k_z m_z (x_1 - x_0) + k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} + \frac{\sin[k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \\
&\quad - \\
&\quad - \left. \frac{\sin[-k_x x_1 + k_y m_y (x_1 - x_0) + k_y y_0 + k_z m_z (x_1 - x_0) + k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[-k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0]}{(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \right\}
\end{aligned}$$

Infine:

$$\begin{aligned}
Int_1 = \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right. \\
+ \frac{\sin(-k_x x_1 + k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(-k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0)}{(-k_x + k_y m_y - k_z m_z)} - \\
- \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} - \\
\left. - \frac{\sin(-k_x x_1 + k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(-k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0)}{(-k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \right\}
\end{aligned}$$

Di seguito è riportata la trattazione del secondo integrale:

$$Int_2 = \int_L \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) dl = S(\theta, \varphi) \int_{x_0}^{x_1} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) dx$$

Imponendo: $\alpha = k_x x$; $\beta = k_z z$; $\gamma = k_y y$ e facendo riferimento all'Appendice B, l'integrale può essere così riscritto:

$$\begin{aligned}
Int_2 = \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} [\cos(k_x x - k_z z + k_y y) + \cos(k_x x - k_z z - k_y y) - \cos(k_x x + k_z z \\
+ k_y y) - \cos(k_y y + k_z z - k_x x)] dx =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} \left[\cos(k_x x - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0 + k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0) \right. \\
&\quad + \cos(k_x x - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0 - k_y m_y x + k_y m_y x_0 - k_y y_0) \\
&\quad - \cos(k_x x + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0 + k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0) \\
&\quad \left. - \cos(k_x x + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0 - k_y m_y x + k_y m_y x_0 - k_y y_0) \right] dx \\
&= \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} \left\{ \cos[(k_x - k_z m_z + k_y m_y)x + (k_z m_z - k_y m_y)x_0 - k_z z_0 + k_y y_0] \right. \\
&\quad + \cos[(k_x - k_z m_z - k_y m_y)x + (k_z m_z + k_y m_y)x_0 - k_z z_0 - k_y y_0] \\
&\quad - \cos[(k_x + k_z m_z + k_y m_y)x + (-k_z m_z - k_y m_y)x_0 + k_z z_0 + k_y y_0] \\
&\quad \left. - \cos[(k_x + k_z m_z - k_y m_y)x + (-k_z m_z + k_y m_y)x_0 + k_z z_0 - k_y y_0] \right\} dx = \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x - k_z m_z + k_y m_y)x + (k_z m_z - k_y m_y)x_0 - k_z z_0 + k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z + k_y m_y)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(k_x - k_z m_z - k_y m_y)x + (k_z m_z + k_y m_y)x_0 - k_z z_0 - k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z - k_y m_y)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1} \\
&\quad - \\
&\quad - \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x + k_z m_z + k_y m_y)x + (-k_z m_z - k_y m_y)x_0 + k_z z_0 + k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z + k_y m_y)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(k_x + k_z m_z - k_y m_y)x + (-k_z m_z + k_y m_y)x_0 + k_z z_0 - k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z - k_y m_y)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1} =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[k_x x_1 - k_z m_z(x_1 - x_0) - k_z z_0 + k_y m_y(x_1 - x_0) + k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z + k_y m_y)} \right. \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_0 - k_z z_0 + k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z + k_y m_y)} \\
&\quad + \frac{\sin[k_x x_1 - k_z m_z(x_1 - x_0) - k_z z_0 - k_y m_y(x_1 - x_0) - k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z - k_y m_y)} \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_0 - k_z z_0 - k_y y_0]}{(k_x - k_z m_z - k_y m_y)} \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_1 + k_z m_z(x_1 - x_0) + k_z z_0 + k_y m_y(x_1 - x_0) + k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z + k_y m_y)} \\
&\quad + \frac{\sin[k_x x_0 + k_z z_0 + k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z + k_y m_y)} \\
&\quad - \frac{\sin[k_x x_1 + k_z m_z(x_1 - x_0) + k_z z_0 - k_y m_y(x_1 - x_0) - k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z - k_y m_y)} \\
&\quad \left. + \frac{\sin[k_x x_0 + k_z z_0 - k_y y_0]}{(k_x + k_z m_z - k_y m_y)} \right\}
\end{aligned}$$

Infine, il tutto diventa:

$$\begin{aligned}
Int_2 &= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right. \\
&\quad + \frac{\sin(k_x x_1 - k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(k_x x_0 - k_y y_0 - k_z z_0)}{(k_x - k_y m_y - k_z m_z)} \\
&\quad - \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \\
&\quad \left. - \frac{\sin(k_x x_1 - k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(k_x x_0 - k_y y_0 + k_z z_0)}{(k_x - k_y m_y + k_z m_z)} \right\}
\end{aligned}$$

Si procede ora con il terzo integrale:

$$Int_3 = \int_L \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) dl = S(\theta, \varphi) \int_{x_0}^{x_1} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) dx$$

Imponendo: $\alpha = k_x x$; $\beta = k_y y$; $\gamma = k_z z$ e facendo riferimento all'Appendice B, l'integrale può essere così riformulato:

$$\begin{aligned}
Int_3 &= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} [\cos(k_x x - k_y y + k_z z) + \cos(k_x x - k_y y - k_z z) - \cos(k_x x + k_y y \\
&\quad + k_z z) - \cos(k_x x + k_y y - k_z z)] dx = \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} [\cos(k_x x - k_y m_y x + k_y m_y x_0 - k_y y_0 + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0) \\
&\quad + \cos(k_x x - k_y m_y x + k_y m_y x_0 - k_y y_0 - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0) \\
&\quad - \cos(k_x x + k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 + k_z m_z x - k_z m_z x_0 + k_z z_0) \\
&\quad - \cos(k_x x + k_y m_y x - k_y m_y x_0 + k_y y_0 - k_z m_z x + k_z m_z x_0 - k_z z_0)] dx \\
&= \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \int_{x_0}^{x_1} \{ \cos[(k_x - k_y m_y + k_z m_z)x + (k_y m_y - k_z m_z)x_0 - k_y y_0 + k_z z_0] \\
&\quad + \cos[(k_x - k_y m_y - k_z m_z)x + (k_y m_y - k_z m_z)x_0 - k_y y_0 - k_z z_0] \\
&\quad - \cos[(k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0] \\
&\quad - \cos[(k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0] \} dx = \\
&= \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x - k_y m_y + k_z m_z)x + (k_y m_y - k_z m_z)x_0 - k_y y_0 + k_z z_0]}{(k_x - k_y m_y + k_z m_z)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(k_x - k_y m_y - k_z m_z)x + (k_y m_y + k_z m_z)x_0 - k_y y_0 - k_z z_0]}{(k_x - k_z m_z - k_y m_y)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1} \\
&\quad - \\
&\quad - \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin[(k_x + k_y m_y + k_z m_z)x + (-k_y m_y - k_z m_z)x_0 + k_y y_0 + k_z z_0]}{(k_x + k_z m_z + k_y m_y)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin[(k_x + k_y m_y - k_z m_z)x + (-k_y m_y + k_z m_z)x_0 + k_y y_0 - k_z z_0]}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right\} \Big|_{x_0}^{x_1}
\end{aligned}$$

Infine, come ultimo passaggio:

$$Int_3 = \frac{S(\theta, \varphi)}{4} \left\{ \frac{\sin(k_x x_1 - k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(k_x x_0 - k_y y_0 + k_z z_0)}{(k_x - k_y m_y + k_z m_z)} \right. \\ + \frac{\sin(k_x x_1 - k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(k_x x_0 - k_y y_0 - k_z z_0)}{(k_x - k_y m_y - k_z m_z)} \\ - \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 + k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 + k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y + k_z m_z)} \\ \left. - \frac{\sin(k_x x_1 + k_y y_1 - k_z z_1) - \sin(k_x x_0 + k_y y_0 - k_z z_0)}{(k_x + k_y m_y - k_z m_z)} \right\}$$

Pertanto, è possibile affermare che:

$$\int_L \hat{u}_l \cdot \bar{f}_m dl = I_{0-circ} \left\{ \frac{x_1 - x_0}{R} k_x Int_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_y Int_2 + \frac{z_1 - z_0}{R} k_z Int_3 \right\}$$

E che:

$$\bar{E}^{IRR}(\bar{I}) = -\frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \sum_{mnp} I_{0-circ} \left\{ \frac{x_1 - x_0}{R} k_x Int_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_y Int_2 + \frac{z_1 - z_0}{R} k_z Int_3 \right\} \\ \cdot \varphi_0 \begin{bmatrix} k_x \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ k_y \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ k_z \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix}$$

Da cui consegue:

$$\bar{E}^{IRR}(\bar{I}) = -\frac{I_0}{j\omega\varepsilon} \frac{8}{abc} \sum_{mnp} \frac{1}{k_{mnp}^2} \left\{ \frac{x_1 - x_0}{R} k_x Int_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_y Int_2 \right. \\ \left. + \frac{z_1 - z_0}{R} k_z Int_3 \right\} \begin{bmatrix} k_x \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ k_y \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ k_z \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix}$$

7.2.2 Modi solenoidali TE

Si entra ora nel vivo dei modi solenoidali TE:

$$\bar{E}^{TE}(\bar{I}) = -j\omega\mu \sum_{mnp} \frac{\int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_m^{TE} dv}{k_{mnp}^2 - \beta_{TE}^2} \bar{e}_m^{TE} = -j\omega\mu \sum_{mnp} I_0 \frac{\int_L \hat{u}_l \cdot \bar{e}_m^{TE} dl}{k_{mnp}^2 - \beta_{TE}^2} \bar{e}_m^{TE}$$

Si consideri:

$$\begin{aligned} \int_L \hat{u}_l \cdot \bar{e}_m^{TE} dl &= \int_L \left[\frac{x_1 - x_0}{R} \hat{x} + \frac{y_1 - y_0}{R} \hat{y} + \frac{z_1 - z_0}{R} \hat{z} \right] \\ &\cdot H_0 \frac{k_{mnp}}{k_e^2} \left[-k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} + k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \right] \\ &= \\ &= -H_0 \frac{x_1 - x_0}{R} \frac{k_{mnp}}{k_e^2} k_y \int_L \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dl \\ &\quad + H_0 \frac{y_1 - y_0}{R} \frac{k_{mnp}}{k_e^2} k_x \int_L \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) dl = \\ &= H_0 \frac{k_{mnp}}{k_e^2} \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} k_y \text{Int}_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_x \text{Int}_2 \right\} \end{aligned}$$

Di conseguenza:

$$\begin{aligned} \bar{E}^{TE}(\bar{I}) &= -j\omega\mu \sum_{mnp} \frac{I_0}{k_{mnp}^2 - \beta_{TE}^2} H_0 \frac{k_{mnp}}{k_e^2} \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} k_y \text{Int}_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_x \text{Int}_2 \right\} \\ &\cdot H_0 \frac{k_{mnp}}{k_e^2} \left[-k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \right. \\ &\quad \left. + k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \right] \end{aligned}$$

Infine:

$$\begin{aligned} \bar{E}^{TE}(\bar{I}) &= -j\omega\mu I_0 \frac{8}{abc} \sum_{mnp} \frac{1}{k_e^2 k_{mnp}^2 - \beta_{TE}^2} \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} k_y \text{Int}_1 + \frac{y_1 - y_0}{R} k_x \text{Int}_2 \right\} \\ &\cdot \left[-k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \right. \\ &\quad \left. + k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \right] \end{aligned}$$

7.2.3 Modi solenoidali TM

$$\bar{E}^{TM}(\bar{I}) = -j\omega\mu \sum_{mnp} \frac{\int_V \bar{J} \cdot \bar{e}_m^{TM} dv}{k_{mnp}^2 - \beta_{TM}^2} \bar{e}_m^{TM} = -j\omega\mu \sum_{mnp} I_0 \frac{\int_L \hat{u}_l \cdot \bar{e}_m^{TM} dl}{k_{mnp}^2 - \beta_{TM}^2} \bar{e}_m^{TM}$$

Si consideri:

$$\begin{aligned} & \int_L \hat{u}_l \cdot \bar{e}_m^{TM} dl \\ &= \int_L \left[\frac{x_1 - x_0}{R} \hat{x} + \frac{y_1 - y_0}{R} \hat{y} + \frac{z_1 - z_0}{R} \hat{z} \right] \\ & \quad \cdot E_0 \begin{bmatrix} -\frac{k_x k_z}{k_e^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ -\frac{k_y k_z}{k_e^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ +\sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix} \\ &= -E_0 \frac{x_1 - x_0}{R} \frac{k_x k_z}{k_e^2} \int_L \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) dl \\ & \quad - E_0 \frac{y_1 - y_0}{R} \frac{k_y k_z}{k_e^2} \int_L \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) dl \\ & \quad + E_0 \frac{z_1 - z_0}{R} \int_L \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) dl = \\ &= E_0 \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} \frac{k_x k_z}{k_e^2} Int_1 - \frac{y_1 - y_0}{R} \frac{k_y k_z}{k_e^2} Int_2 + \frac{z_1 - z_0}{R} Int_3 \right\} \end{aligned}$$

Di conseguenza:

$$\begin{aligned} \bar{E}^{TM}(\bar{I}) &= -j\omega\mu I_0 \sum_{mnp} \frac{1}{k_{mnp}^2 - \beta_{TM}^2} E_0 \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} \frac{k_x k_z}{k_e^2} Int_1 - \frac{y_1 - y_0}{R} \frac{k_y k_z}{k_e^2} Int_2 \right. \\ & \quad \left. + \frac{z_1 - z_0}{R} Int_3 \right\} E_0 \begin{bmatrix} -\frac{k_x k_z}{k_e^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ -\frac{k_y k_z}{k_e^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ +\sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

In fine:

$$\bar{E}^{TM}(\bar{I}) = -j\omega\mu I_0 \frac{8}{abc} \sum_{mnp} \frac{1}{k_{mnp}^2} \frac{1}{k_{mnp}^2 - \beta_{TM}^2} \left\{ -\frac{x_1 - x_0}{R} k_x k_z \text{Int}_1 - \frac{y_1 - y_0}{R} k_y k_z \text{Int}_2 \right. \\ \left. + \frac{z_1 - z_0}{R} k_e^2 \cdot \text{Int}_3 \right\} \begin{bmatrix} -\frac{k_x k_z}{k_e^2} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \hat{x} \\ -\frac{k_y k_z}{k_e^2} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \hat{y} \\ + \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \hat{z} \end{bmatrix}$$

CAPITOLO 8:

SIMULAZIONI NUMERICHE FULL WAVE

8.1 Analisi del dipolo a mezza lunghezza d'onda

Come anticipato nell'Introduzione, le prime settimane del tirocinio sono state dedicate allo studio del CST Microwave, il software che ha permesso l'analisi del modello di cui si andrà via via a spiegare le caratteristiche. La prova finale di questo primo periodo è consistita nel simulare l'antenna ad elica avente tre avvolgimenti di [0] (paragrafo 6.5), al fine di osservare l' $S_{1,1}$ (Figura 8.1.2) che la caratterizza. Essa viene rappresentata in Figura 8.1.1:

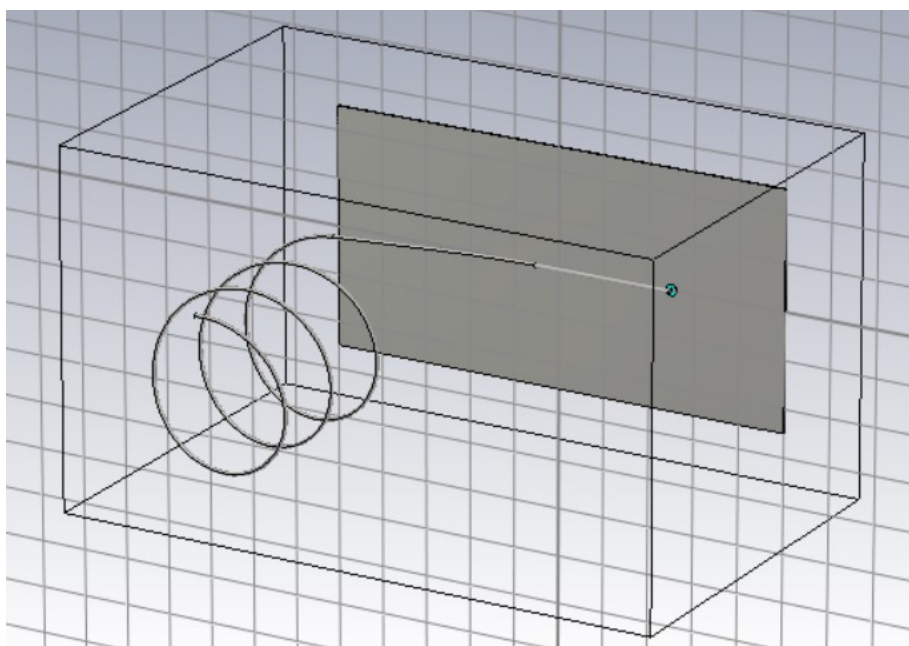


Figura 8.1.1: Antenna ad elica con $N=3$ e pitch angle pari a 10°

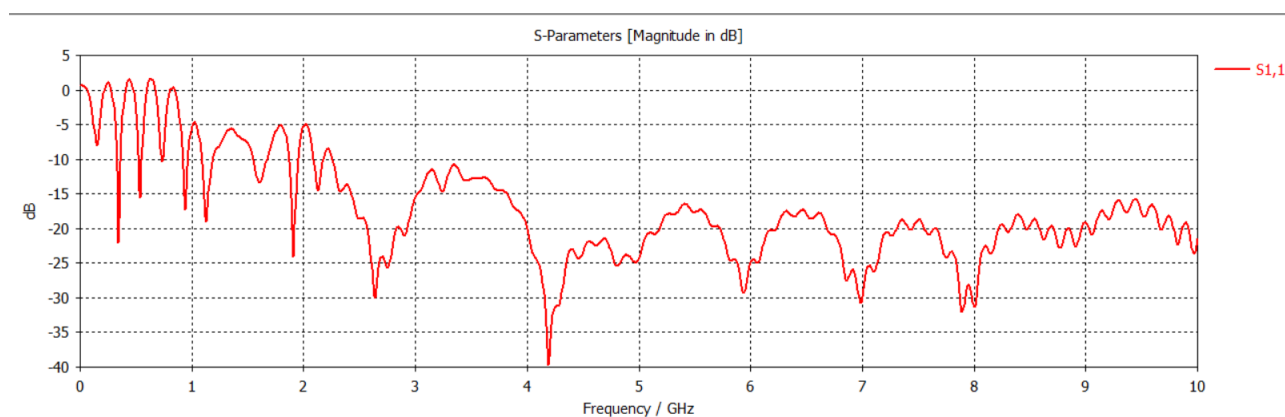


Figura 8.1.2: Risultati della simulazione dell'antenna elicoidale monofilare in modo assiale con alimentazione periferica da una linea adattata, formata da 3 avvolgimenti, avente pitch angle pari a 10°

Si osserva come l'andamento coincida con quello che viene mostrato in Figura 6.5.2.

Inoltre, si nota che tale simulazione e tutte le successive sono attuate nello spazio libero.

Successivamente, rimanendo sempre sul CST, si è creato e simulato un dipolo a mezza lunghezza d'onda (Figura 8.1.3), con l'obiettivo di valutare il coefficiente di riflessione e il campo magnetico.

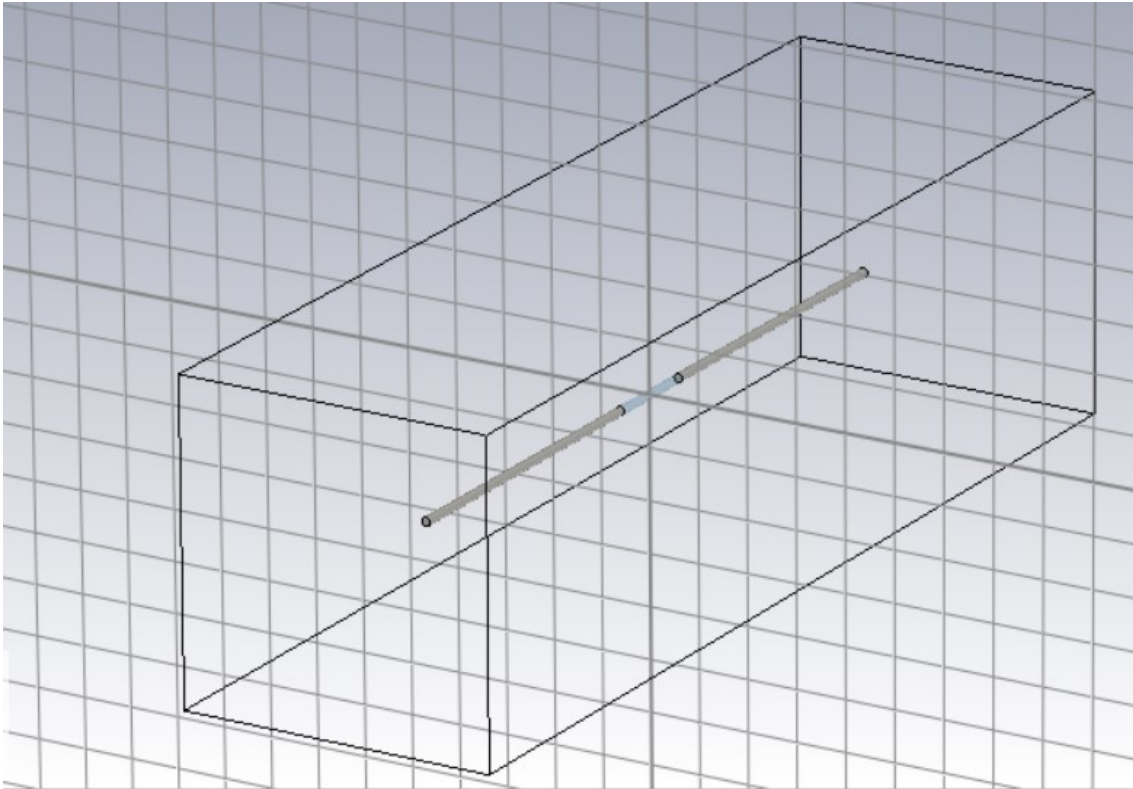


Figura 8.1.3: Dipolo a mezza lunghezza d'onda creato e simulato sul CST

Esso ha le seguenti dimensioni:

- Lunghezza totale, $L = 150$ mm;
- Raggio del conduttore, $R = 9$ mm;
- Gap: 20 mm.

Si nota che il raggio del conduttore coincide con quello dell'antenna ad elica di [0]. Si è optato per tale scelta in vista di uno dei passi successivi (oltre che per un discorso di continuità), ovvero la sostituzione dei tratti curvilinei dell'elica con delle spezzate (vedere Introduzione).

Per quel che concerne il coefficiente di riflessione, si è ottenuto tale andamento (Figura 8.1.4):

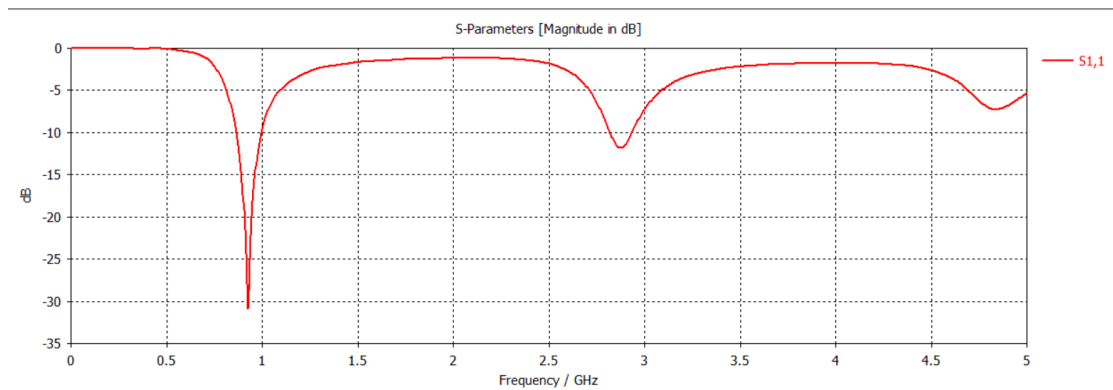


Figura 8.1.4: Coefficiente di riflessione $S_{1,1}$ del dipolo a mezza lunghezza d'onda

Dal grafico, si osserva che il dipolo risuona ad una frequenza di circa 1 GHz e nelle successive armoniche dispari.

Con l'obiettivo di analizzare il campo magnetico (modulo espresso in dB e fase in gradi), si sono introdotti degli appositi monitor, i quali permettono una valutazione al variare della frequenza.

Frequenza $f = 800\text{MHz}$:

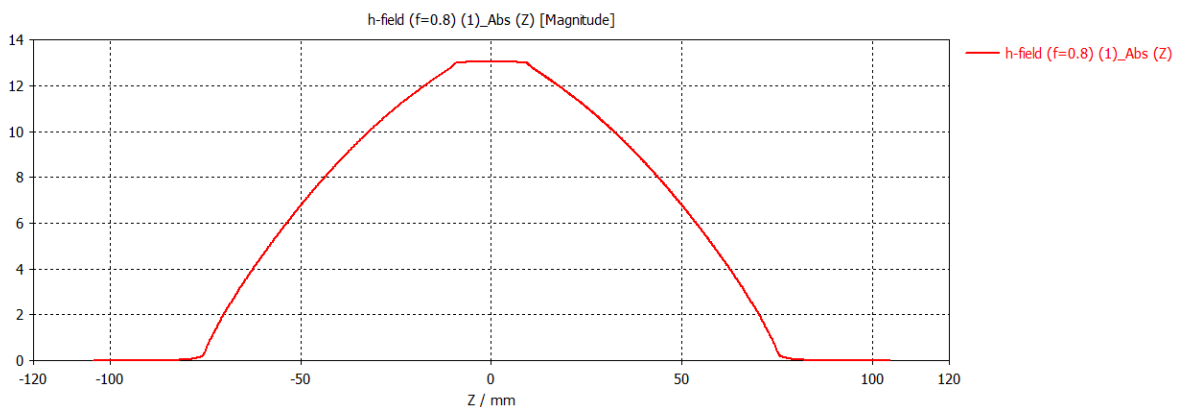


Figura 8.1.5: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 800 MHz

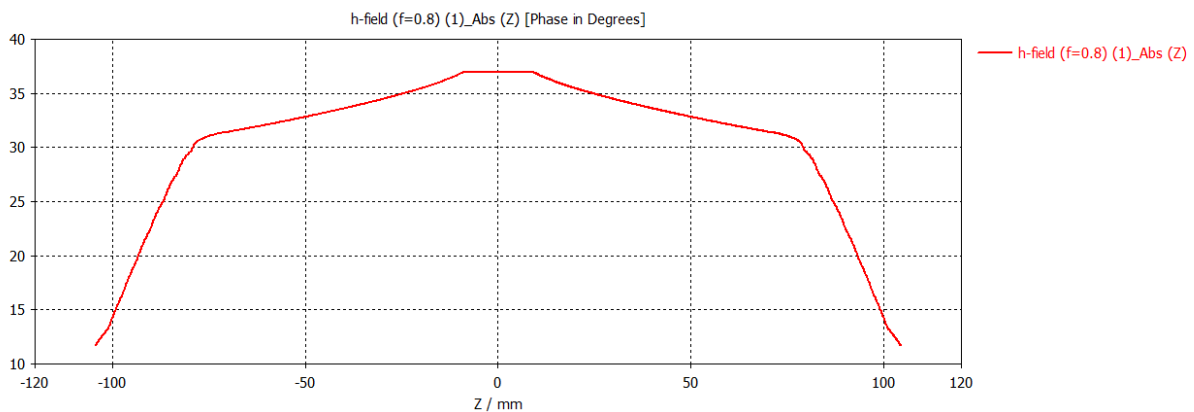


Figura 8.1.6: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 800 MHz

Frequenza $f = 1$ GHz:

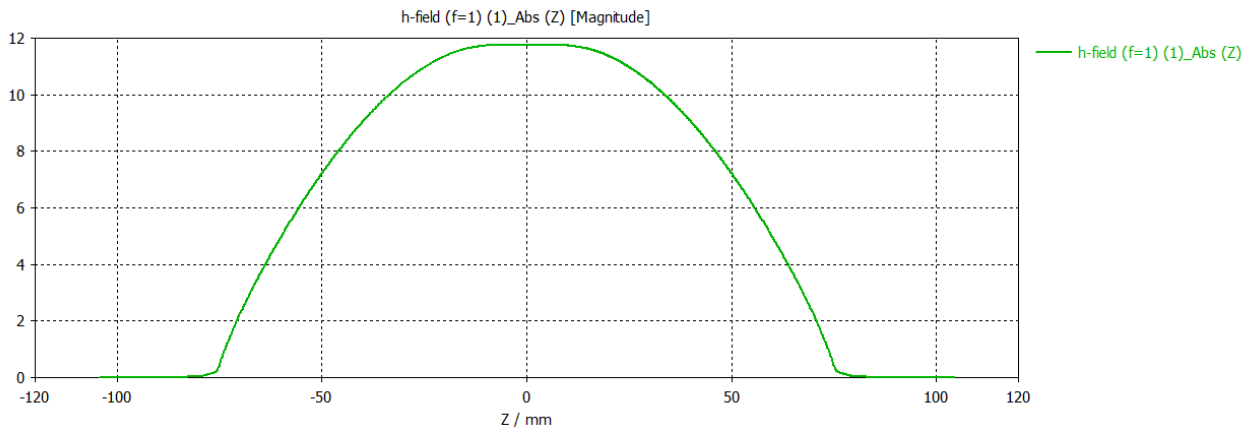


Figura 8.1.7: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 1 GHz

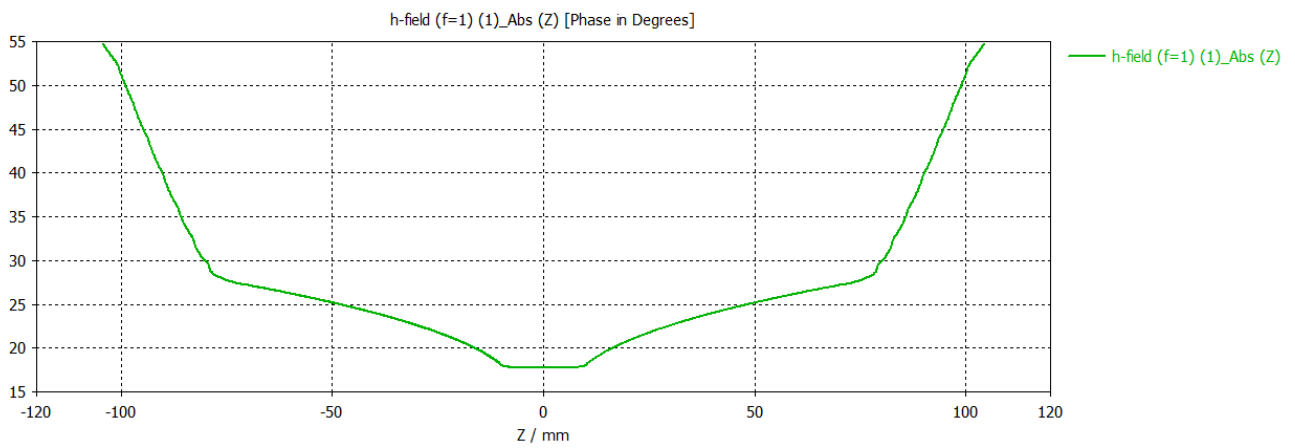


Figura 8.1.8: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 1 GHz

Frequenza $f = 1.5$ GHz:

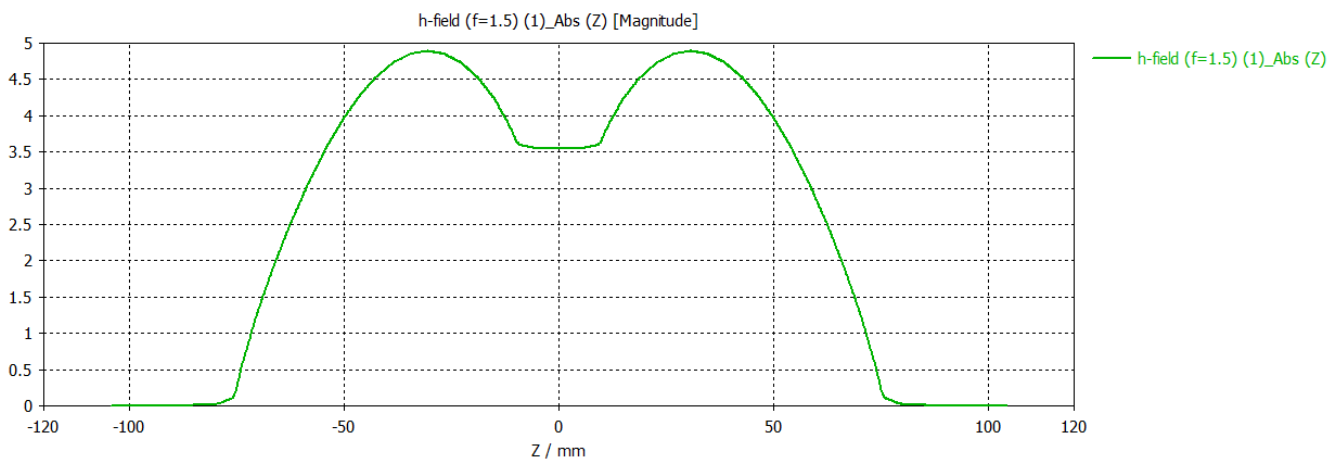


Figura 8.1.9: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 1.5 GHz

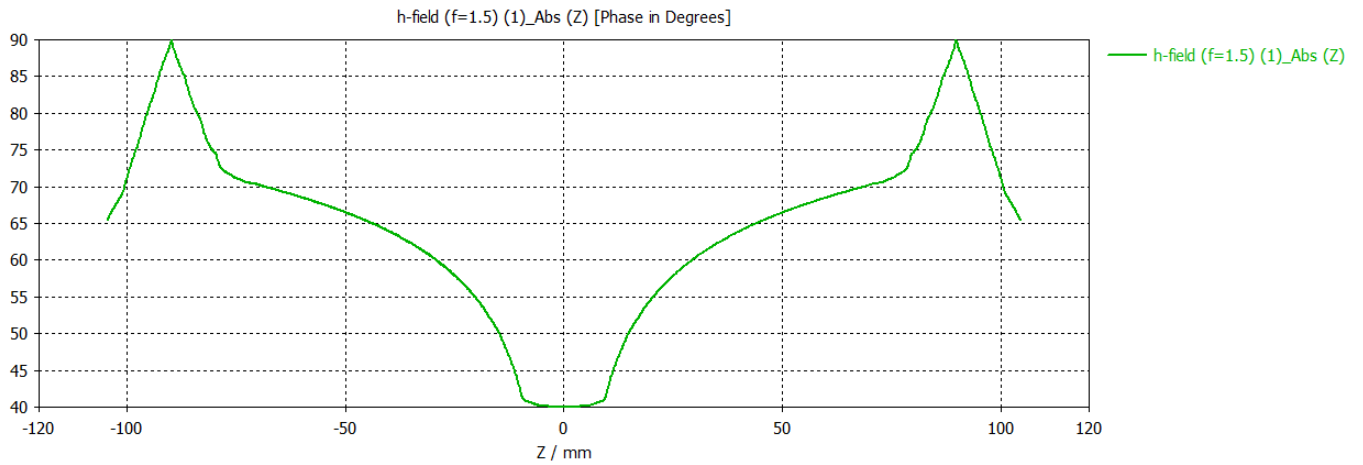


Figura 8.1.10: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 1.5 GHz

Frequenza $f = 2$ GHz:

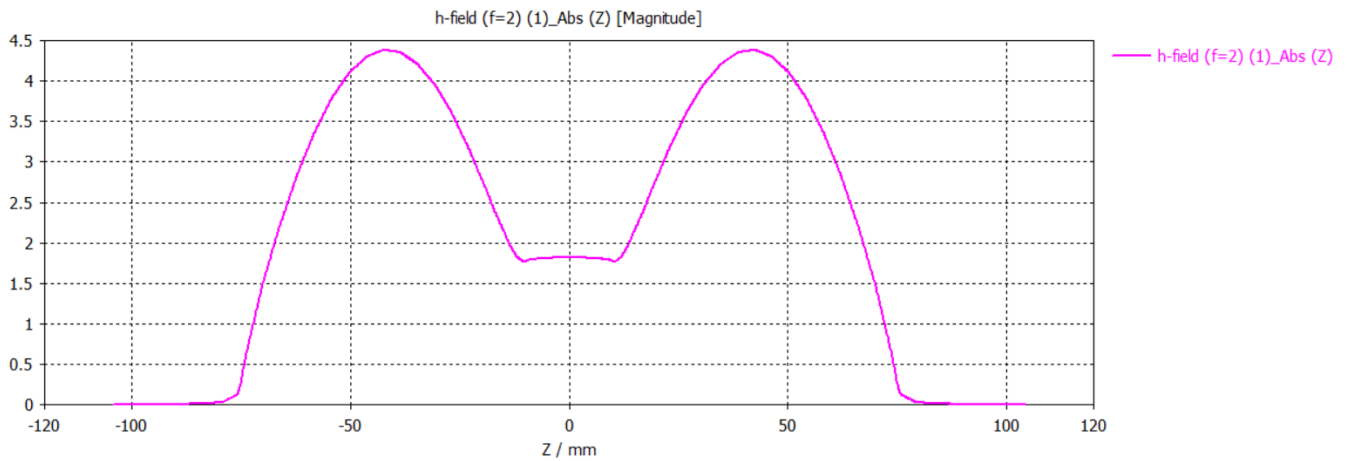


Figura 8.1.11: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 2 GHz

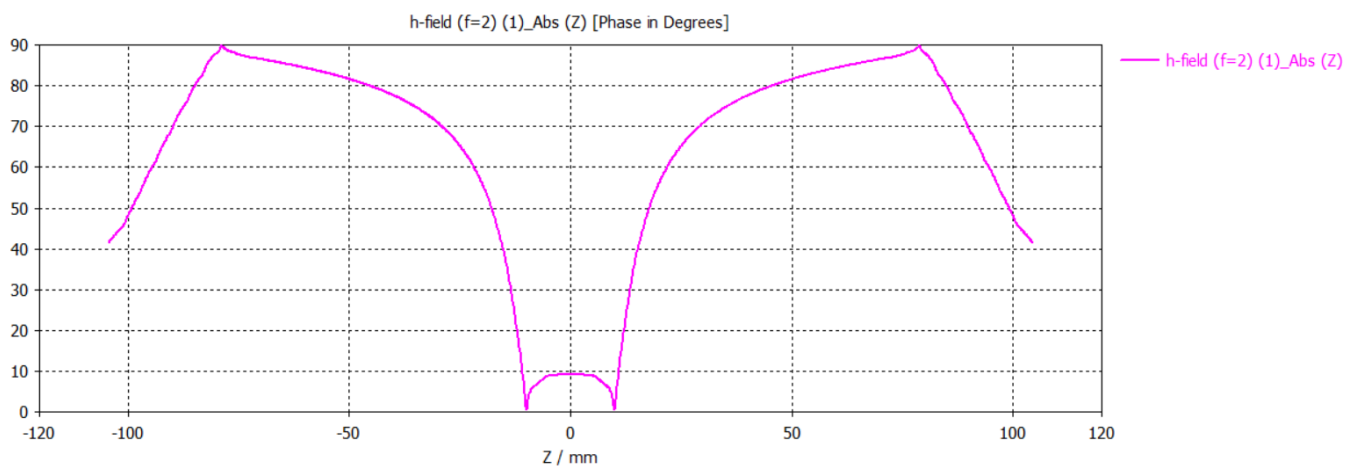


Figura 8.1.12: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 2 GHz

Frequenza $f = 2.5$ GHz:

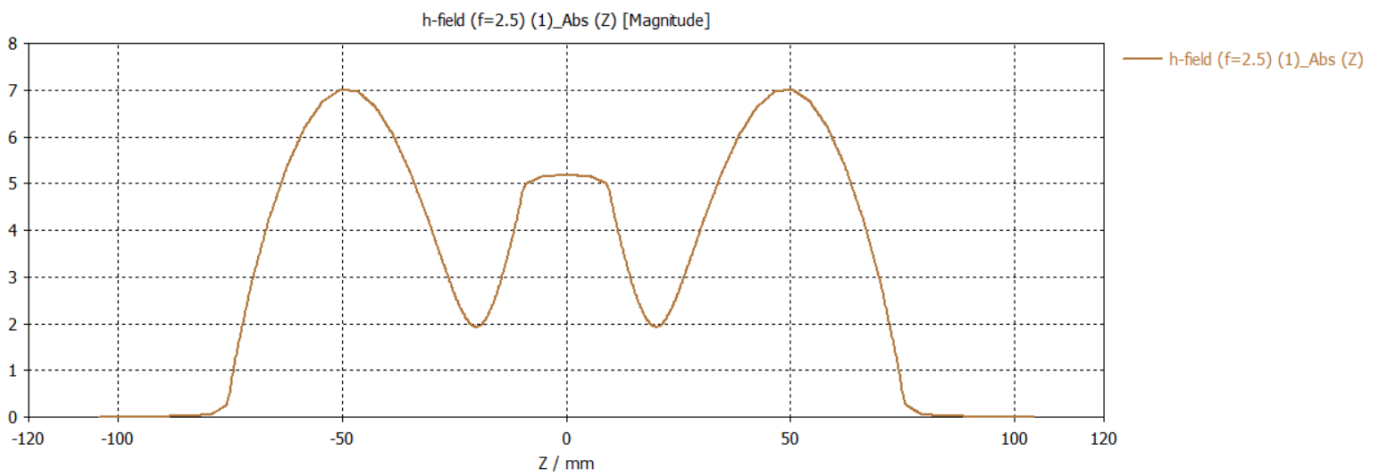


Figura 8.1.13: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 2.5 GHz

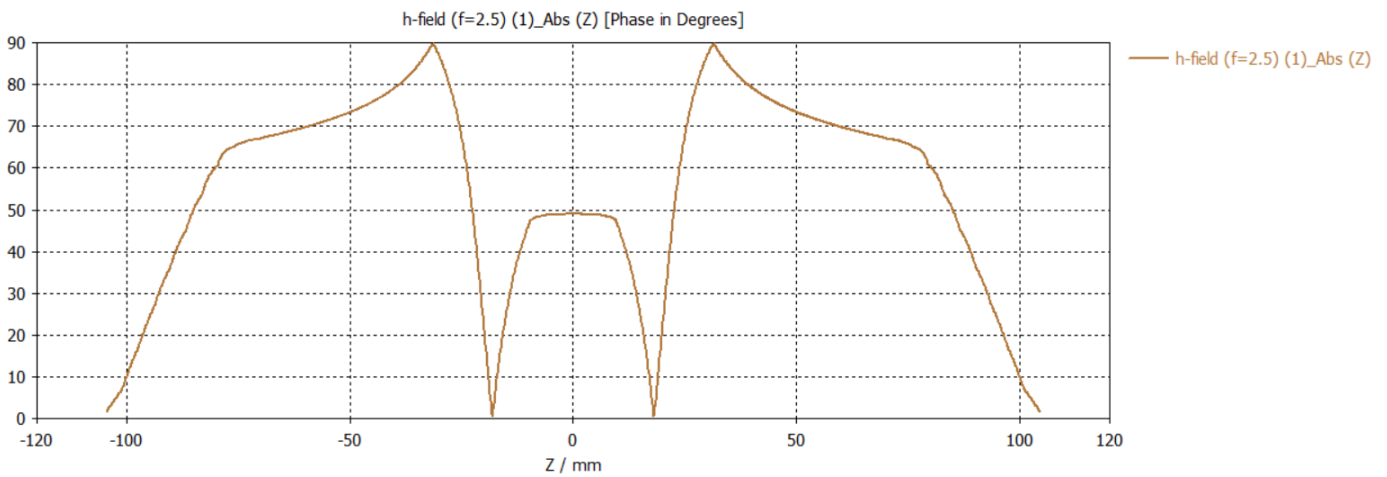


Figura 8.1.14: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 2.5 GHz

Frequenza $f = 3$ GHz:

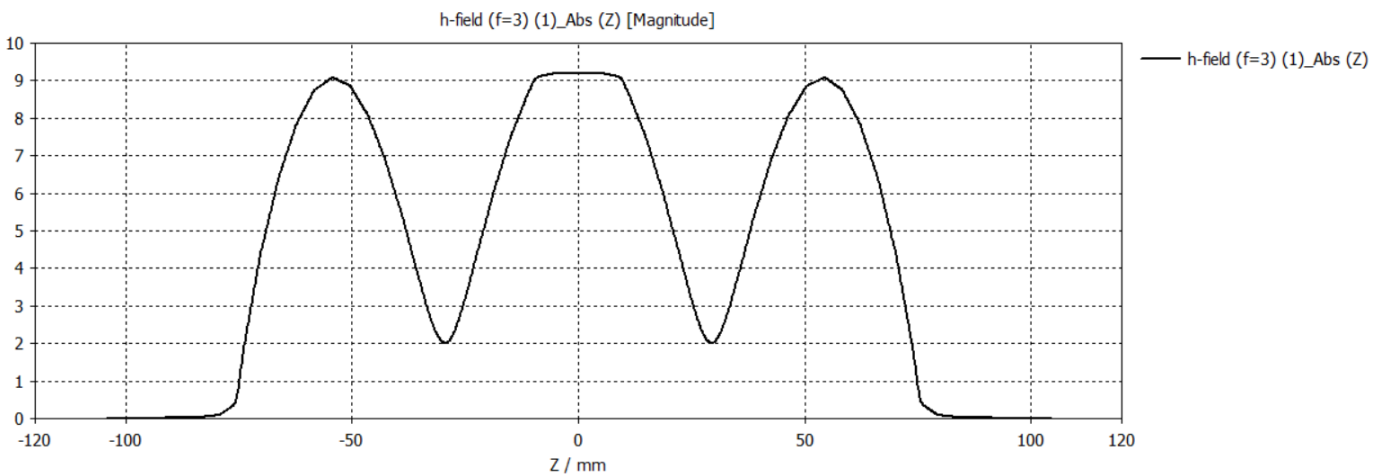


Figura 8.1.15: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 3 GHz

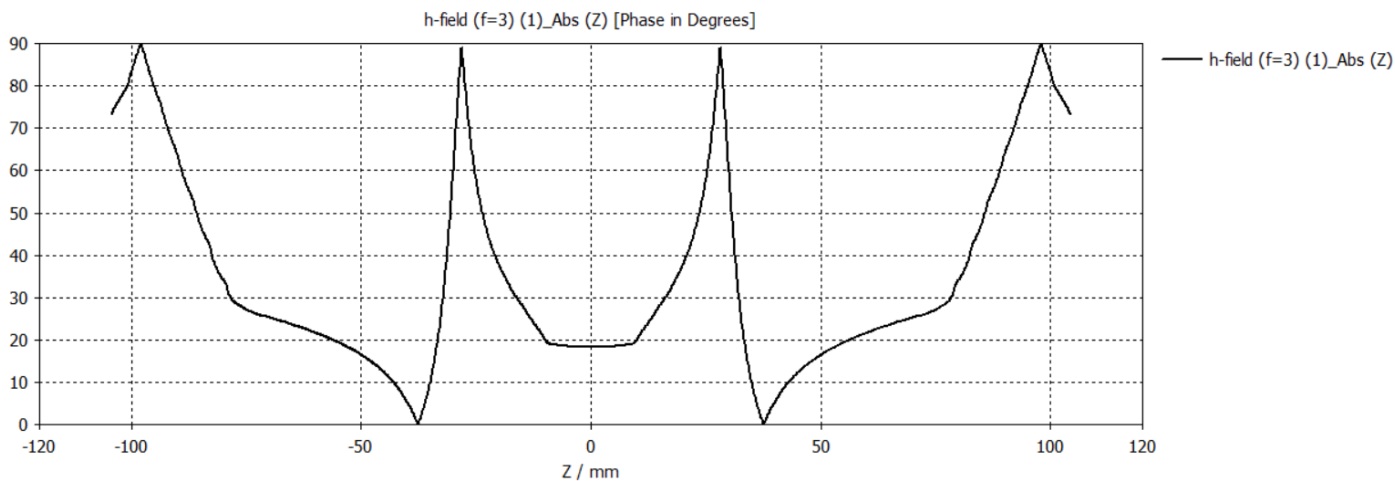


Figura 8.1.16: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 3 GHz

Frequenza $f = 3.5$ GHz:

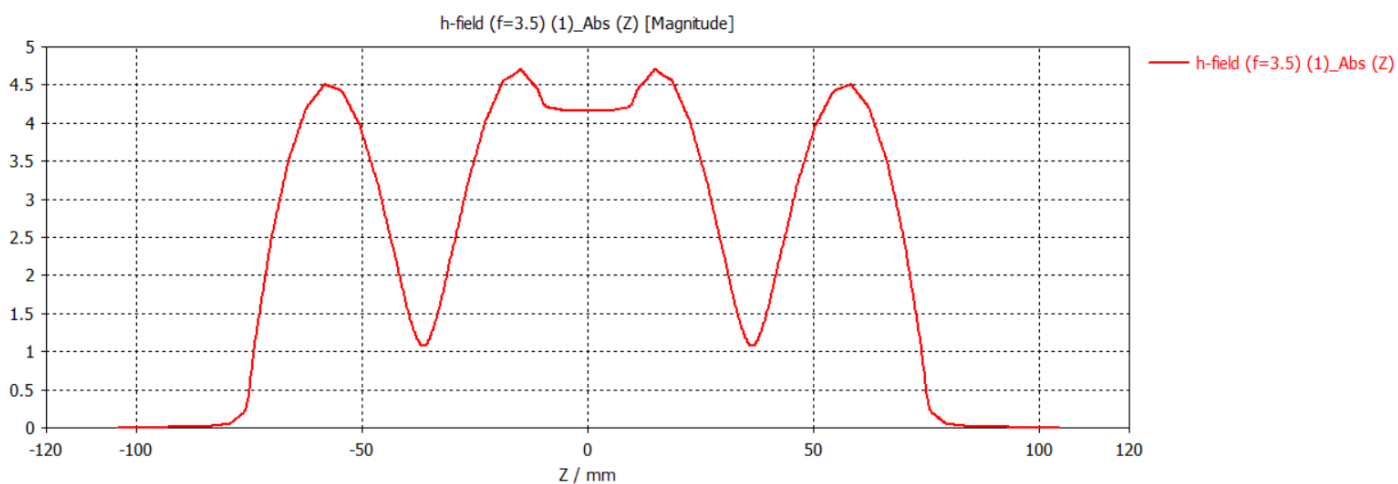


Figura 8.1.17: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 3.5 GHz

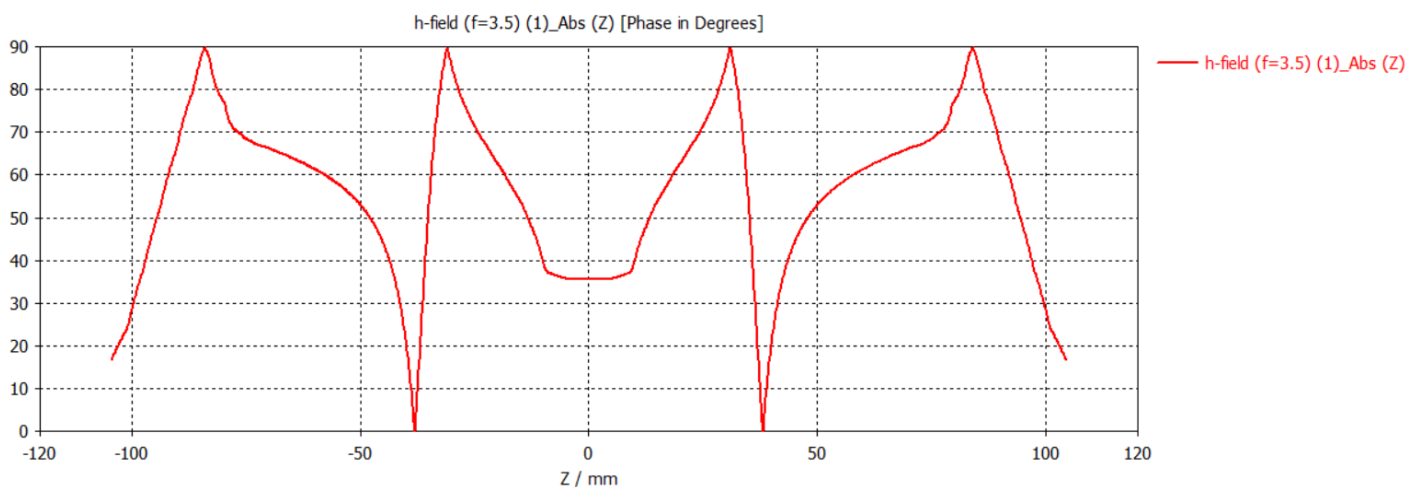


Figura 8.1.18: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 3.5 GHz

Frequenza $f = 4$ GHz:

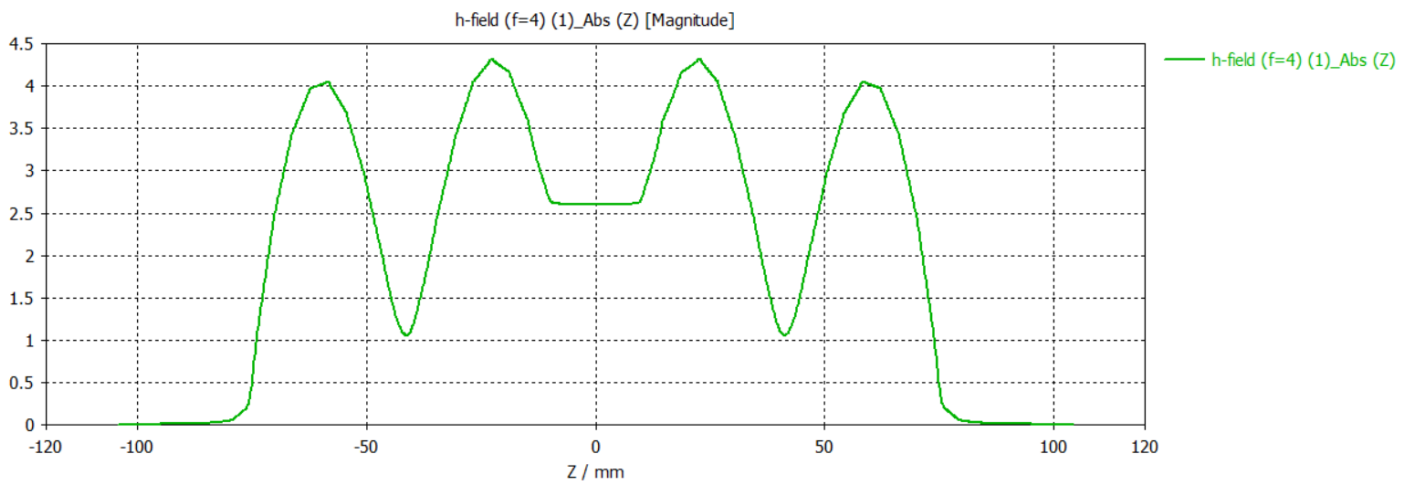


Figura 8.1.19: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 4 GHz

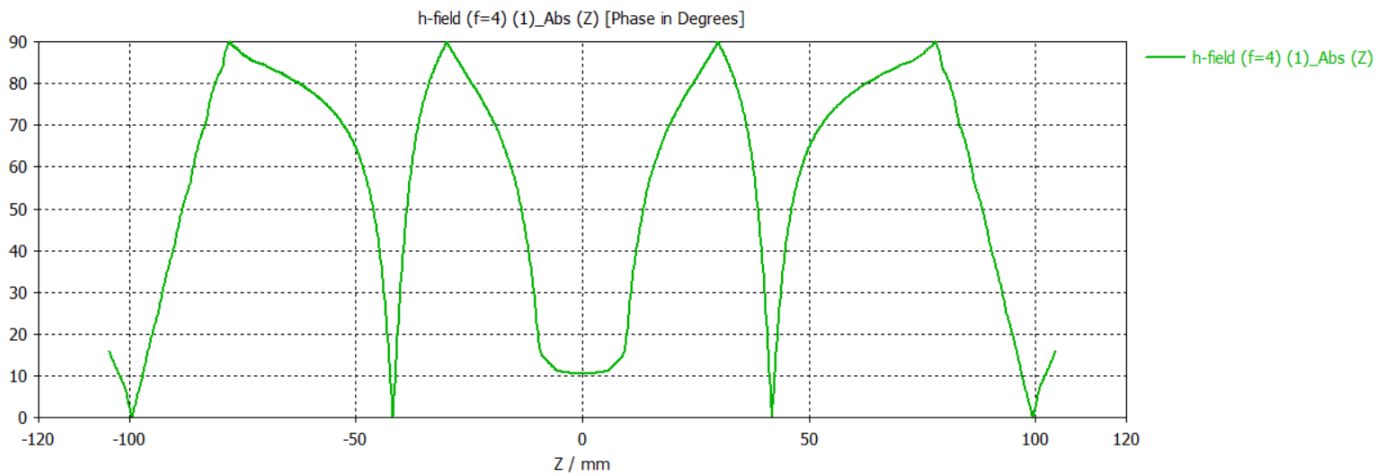


Figura 8.1.20: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 4 GHz

Frequenza $f = 4.5$ GHz:

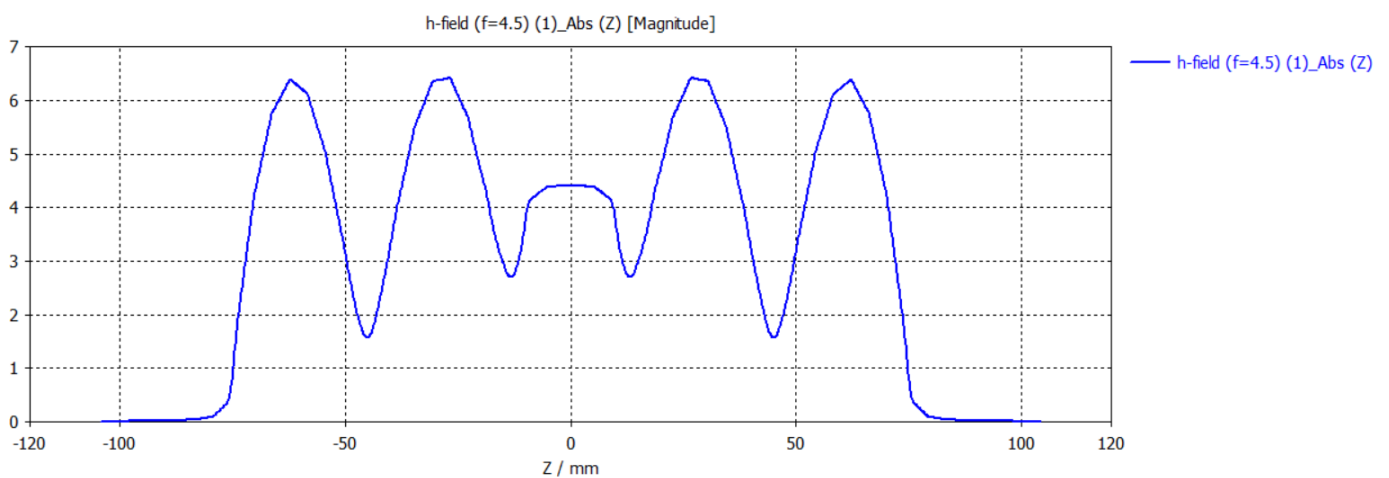


Figura 8.1.21: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 4.5 GHz

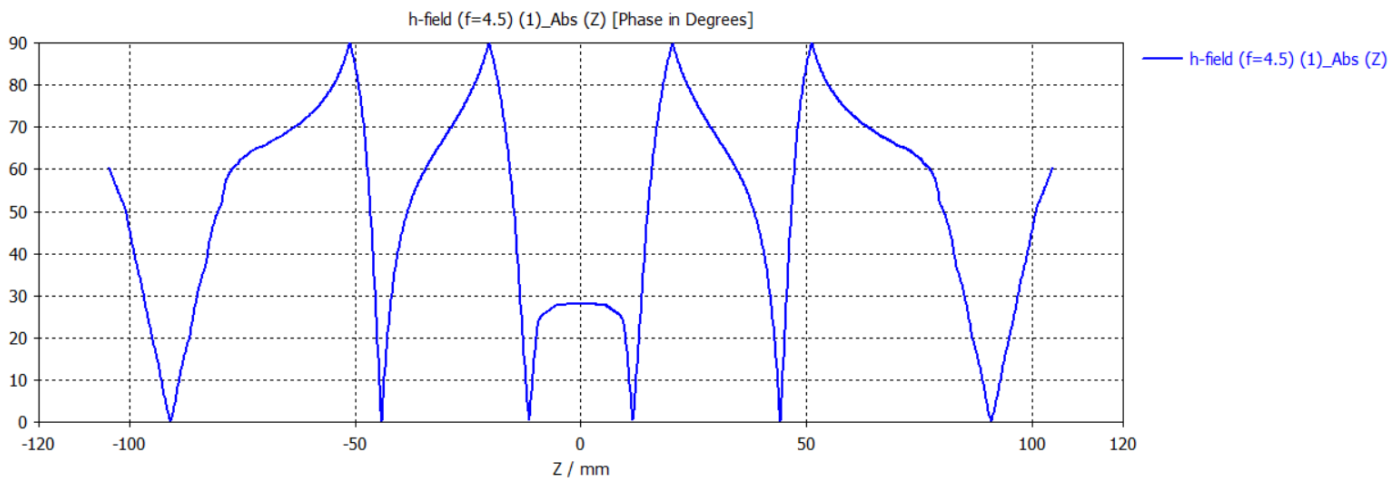


Figura 8.1.22: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 4.5 GHz

Frequenza $f = 5$ GHz:

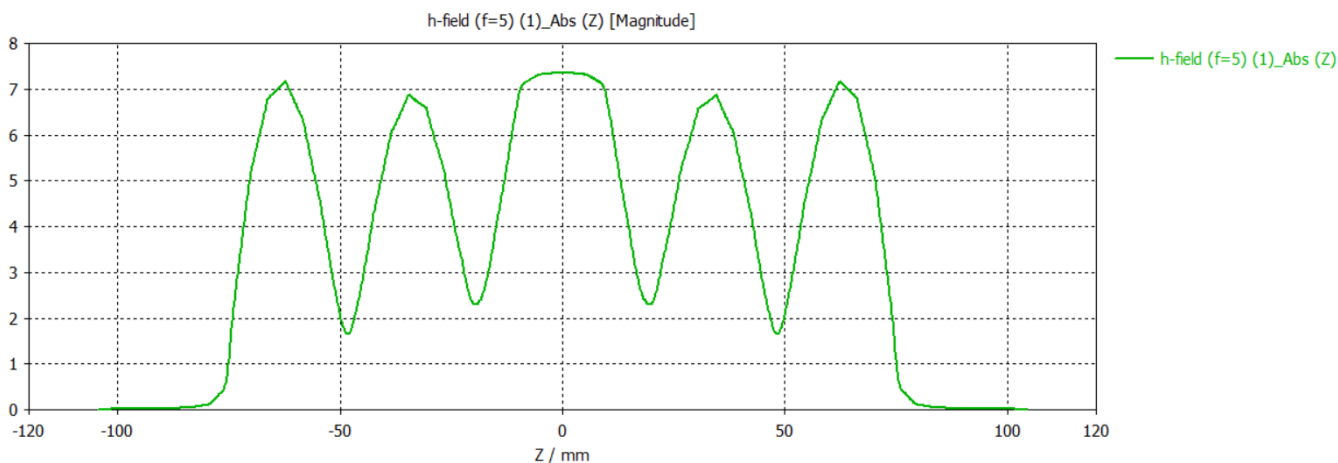


Figura 8.1.23: Modulo del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 5 GHz

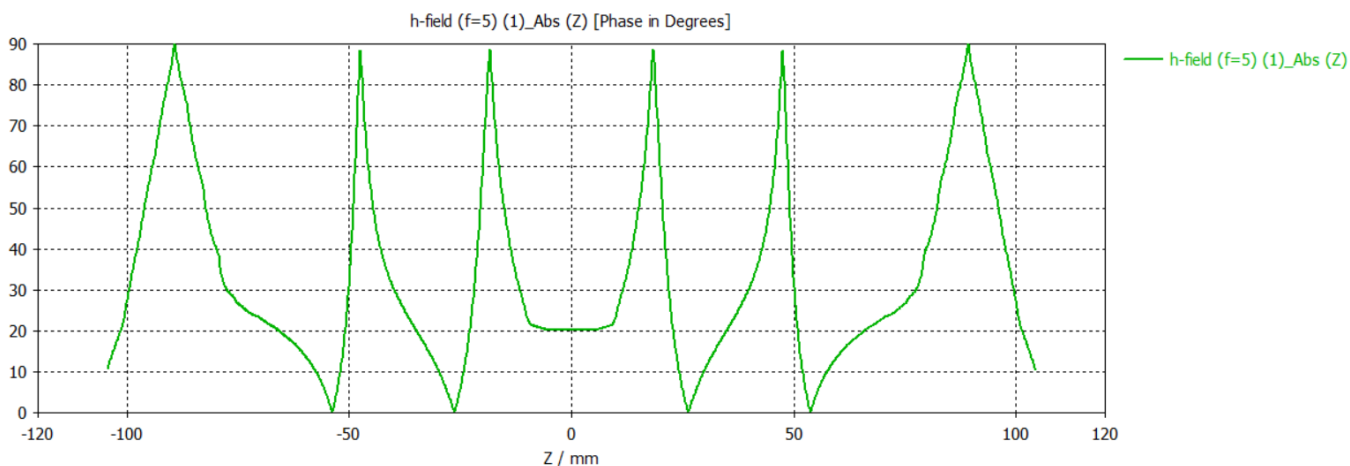


Figura 8.1.24: Fase del campo magnetico del dipolo a mezza lunghezza d'onda alla frequenza 5 GHz

Si nota che:

- Per quel che concerne il modulo, all'aumentare della frequenza, la caratteristica presenta un numero di oscillazioni maggiore;
- Per quel che concerne la fase, all'aumentare della frequenza, la curva è caratterizzata da un range di valori sempre più ampio e da un maggior numero di oscillazioni.

In linea generale, all'aumentare della frequenza, l'energia riflessa tende ad attenuarsi perché irradia, presentando un migliore adattamento.

8.2 Analisi del coefficiente di riflessione nell'antenna ad elica

Lo step successivo ha previsto l'analisi del coefficiente di riflessione $S_{1,1}$ in un nuovo range di frequenza pari a 0-5 GHz relativo all'antenna con $N=3$ avvolgimenti di [0] sul CST.

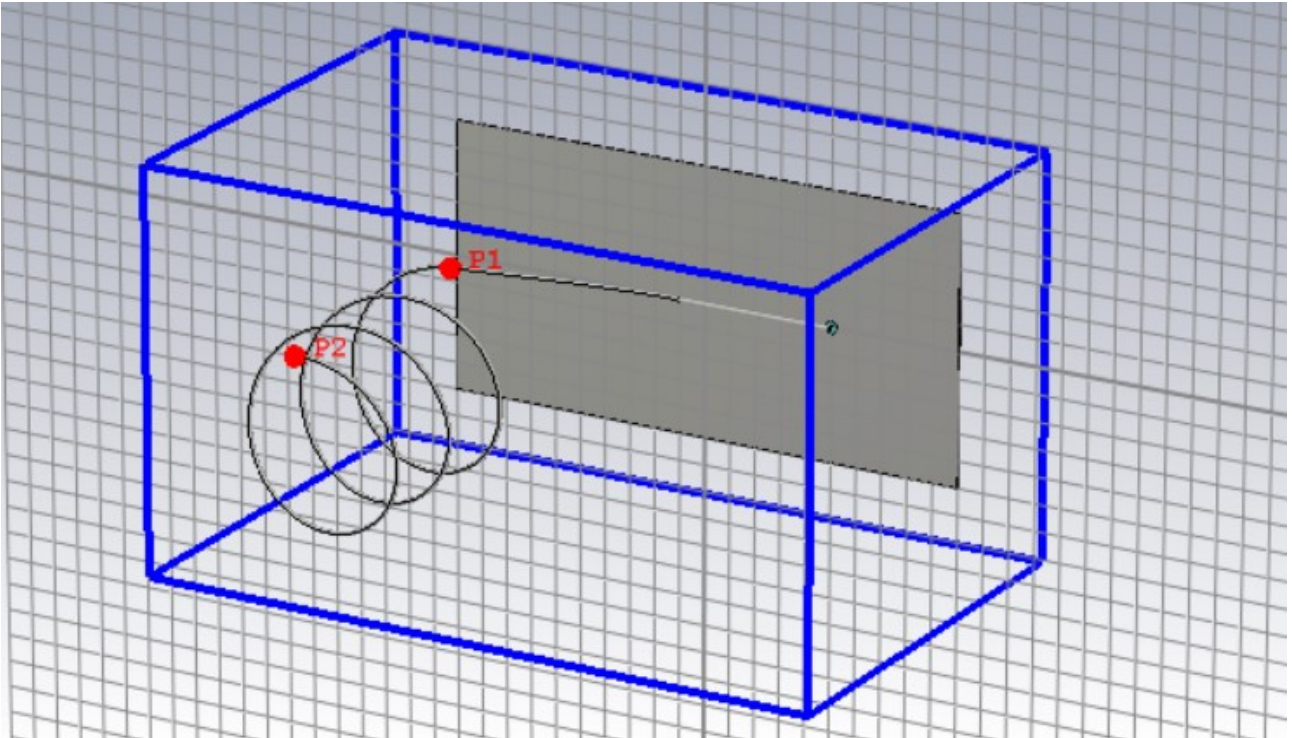


Figura 8.2.1: Antenna ad elica avente $N=3$

Il risultato ottenuto è:

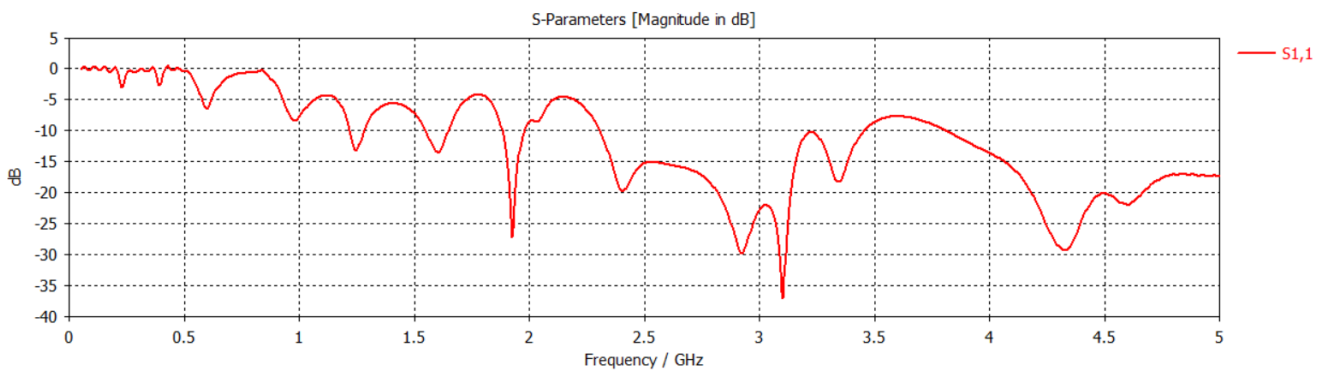


Figura 8.2.2: Coefficiente di riflessione dell'antenna analitica nel range 0-5 GHz

Si è scelto tale range in quanto la camera riverberante è stata caratterizzata fino ad una frequenza pari a 6 GHz.

8.3 Discretizzazione dell'elica

In ambiente Matlab, si è scritto uno script (Appendice A, Codice A.1) per la discretizzazione dell'elica (Figura 8.3.1), ovvero un codice che permettesse di dividere l'antenna in n parti uguali. Tenendo come riferimento l'antenna ad elica con $N=3$ avvolgimenti di $[0]$, si è operato con l'obiettivo di sostituire i tratti curvilinei con delle spezzate (Figura 8.3.2), ovvero i dipoli a mezza lunghezza d'onda.

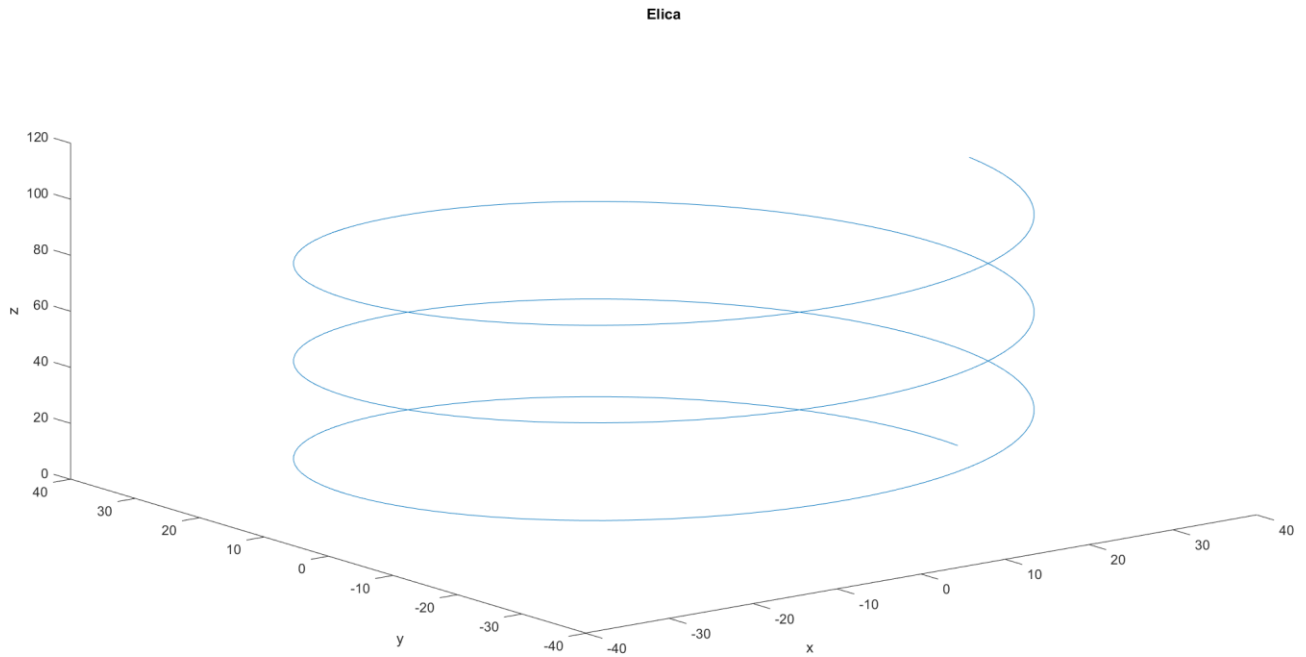


Figura 8.3.1: Elica

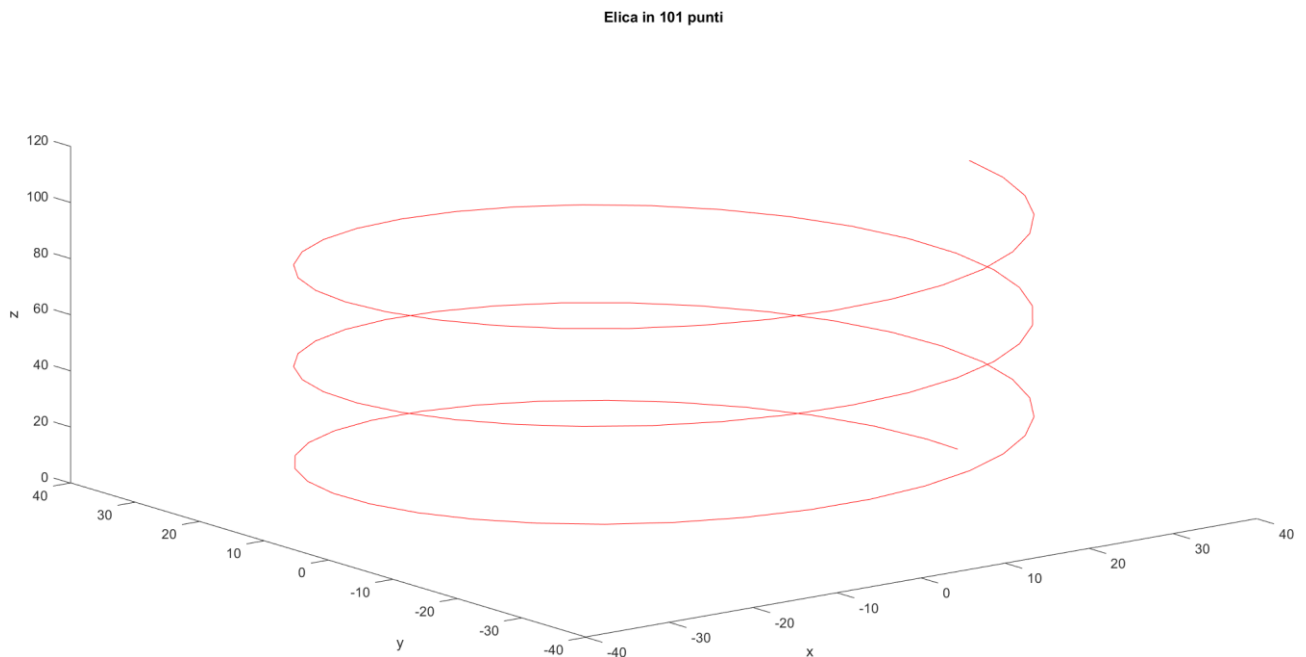


Figura 8.3.2: Elica in 101 punti

Il passo successivo è consistito nel verificare le coordinate del punto iniziale e di quello finale dell'antenna ad elica di Figura 8.1.1 nel CST, al fine di adattare quella creata su Matlab ad essa (Figura 8.3.3):

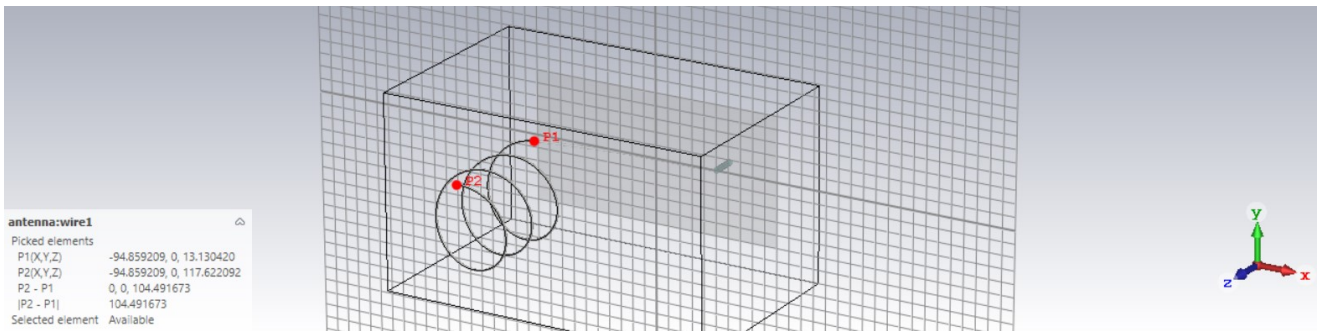


Figura 8.3.3: Punto iniziale e punto finale dell'antenna ad elica con $N=3$.

Dopodiché si è scritto un codice (Appendice A, Codice A.2) per la traslazione dei punti dell'elica segmentata in n parti con lo scopo di farli combaciare con le coordinate riportate nella figura precedente. La curva che si ottiene viene mostrata in Figura 8.3.4:

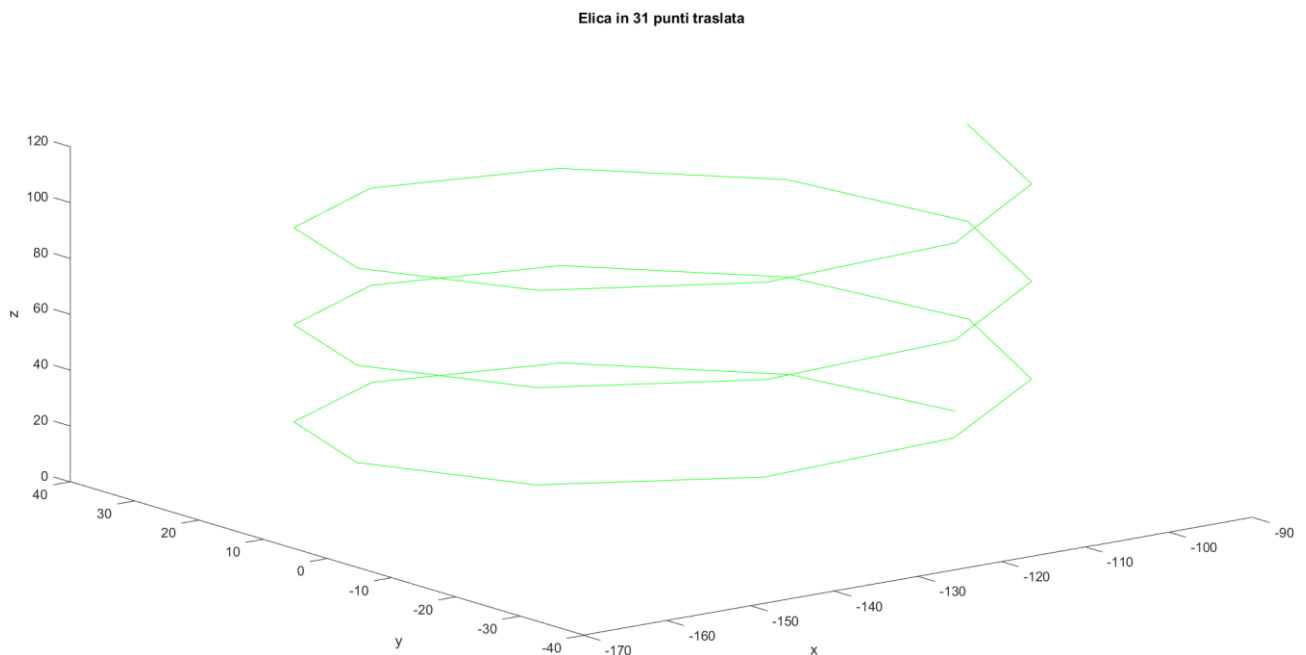


Figura 8.3.4: Elica in 31 punti post-traslazione

Poi, si è importata la matrice contenente le nuove coordinate in Excel e di seguito nel CST, con il fine di riprodurre la serie di spezzate come poligonale 3-D (Figura 8.3.5) e sostituirla all'antenna ad elica di [0]:

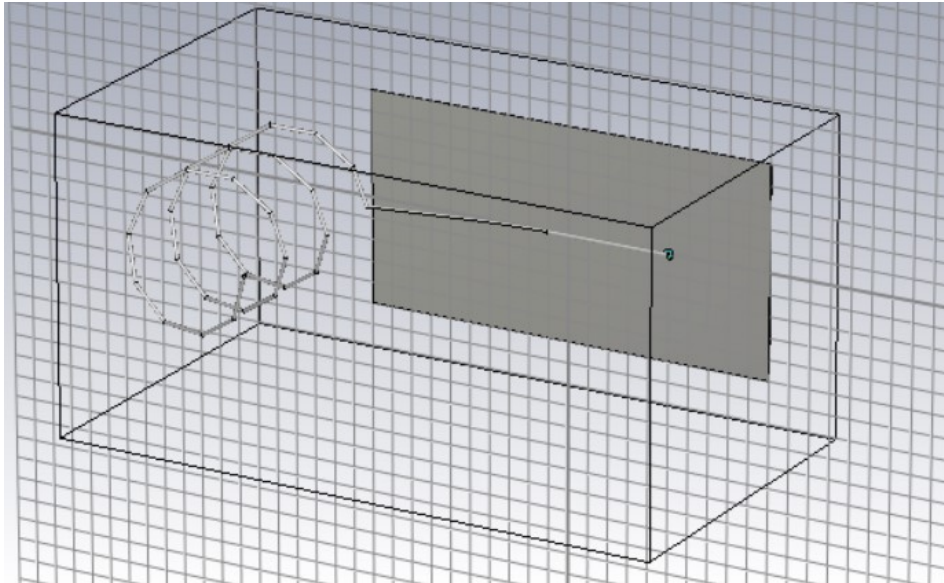


Figura 8.3.5: Nuova antenna composta da 30 spezzate

Si nota che vi è una netta differenza di fase tra il primo tratto dell'elica e la linea di trasmissione: per ovviare a ciò, si è creato uno script su Matlab (Appendice A, Codice A.3) che permettesse di sfasare l'antenna di 90° , addolcendo così tale collegamento. Il risultato viene di seguito illustrato (Figura 8.3.6):

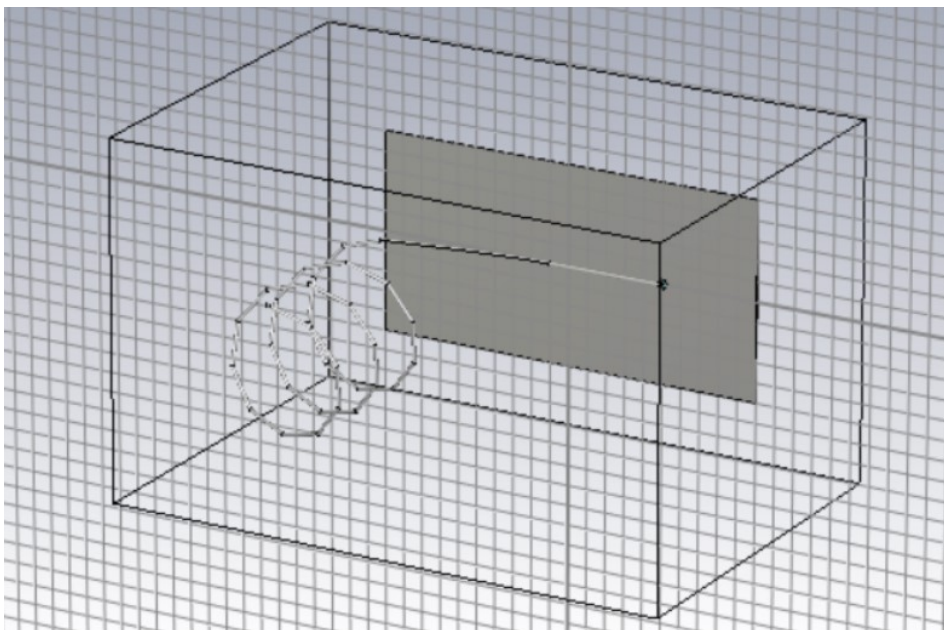


Figura 8.3.6: Antenna composta da 30 spezzate con sfasamento

Tali operazioni sono state effettuate anche per altre due antenne ad elica, composte rispettivamente da 50 e 75 segmenti consecutivi (Figura 8.3.7 e Figura 8.3.8):

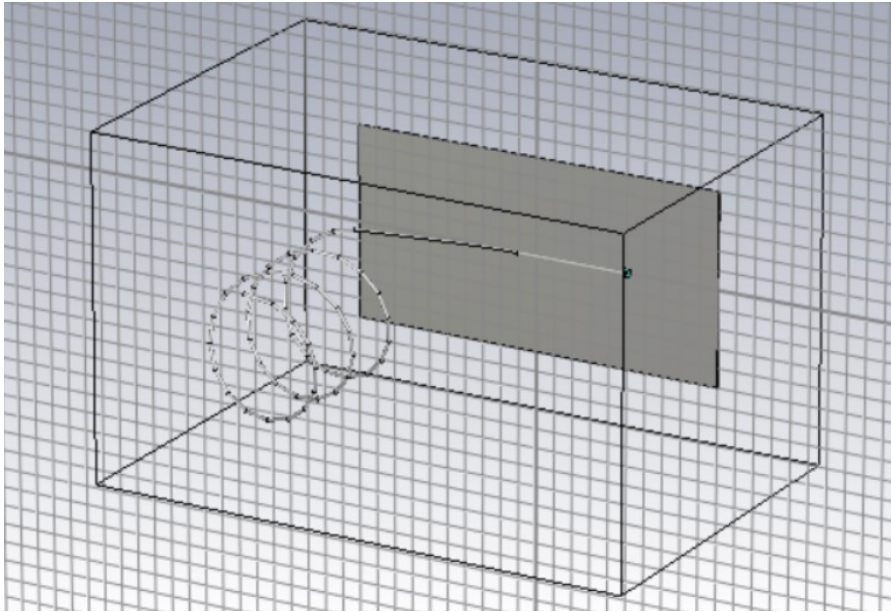


Figura 8.3.7: Antenna composta da 50 spezzate con sfasamento

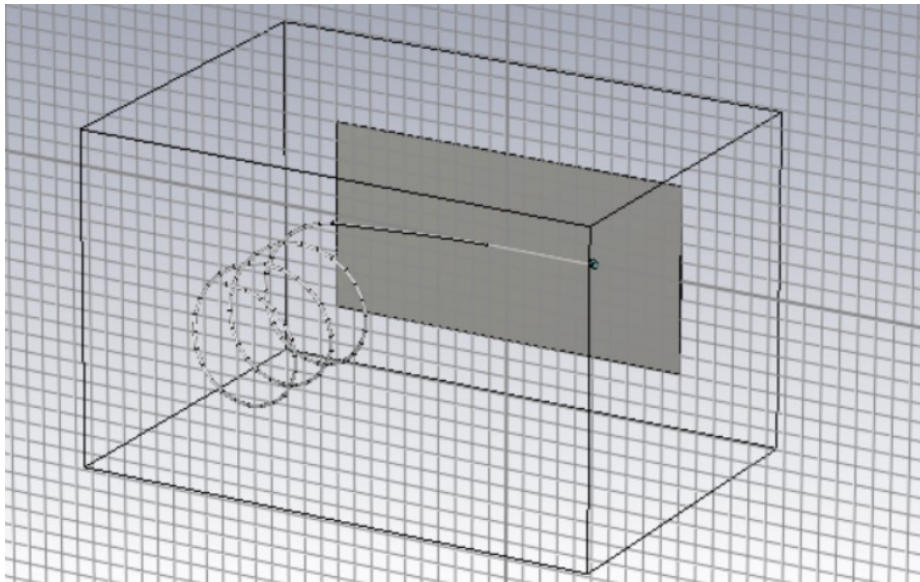


Figura 8.3.8: Antenna composta da 75 spezzate con sfasamento

Lo step successivo ha previsto il calcolo dell' $S_{1,1}$ e per tutte e tre le antenne, al fine di verificare quale di esse garantisce le migliori prestazioni.

I risultati conseguiti vengono di seguito mostrati:

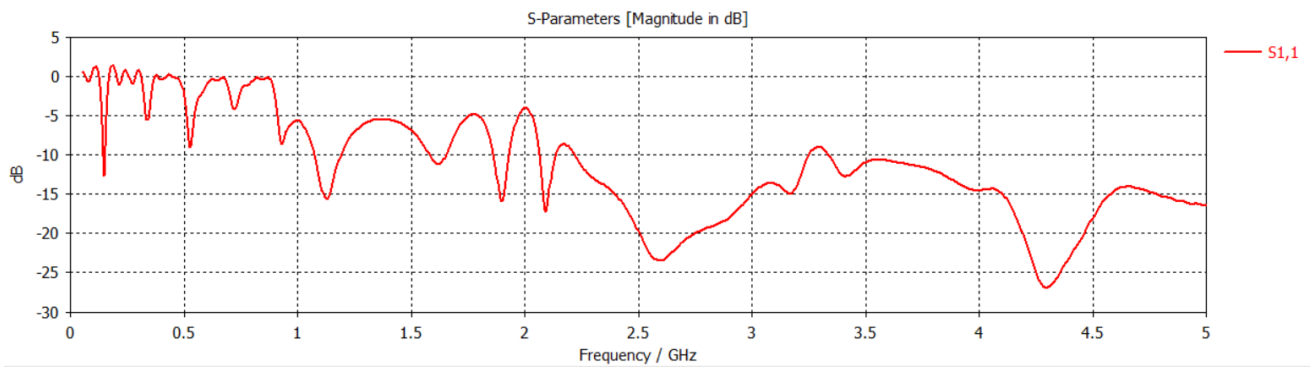


Figura 8.3.9: Coefficiente di riflessione dell'antenna con 30 segmenti

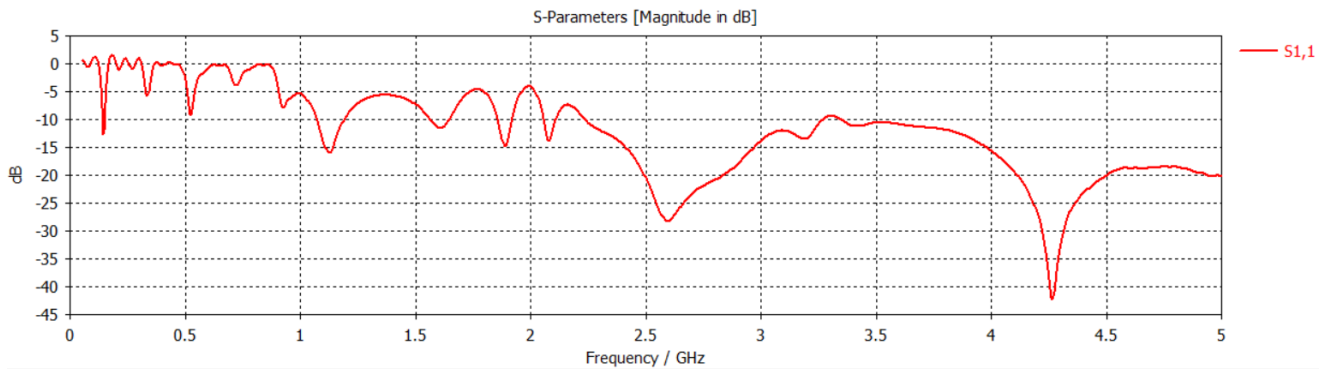


Figura 8.3.10: Coefficiente di riflessione dell'antenna con 50 segmenti

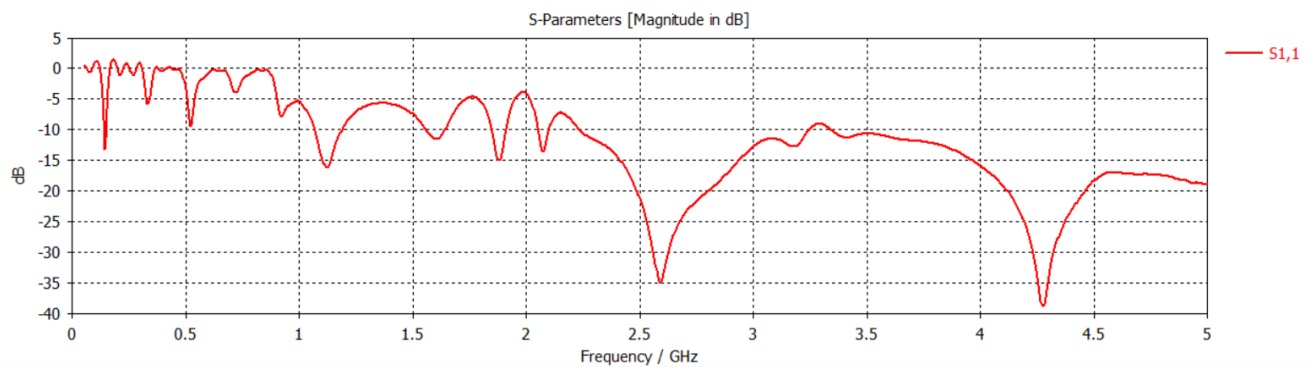


Figura 8.3.11: Coefficiente di riflessione dell'antenna con 75 segmenti

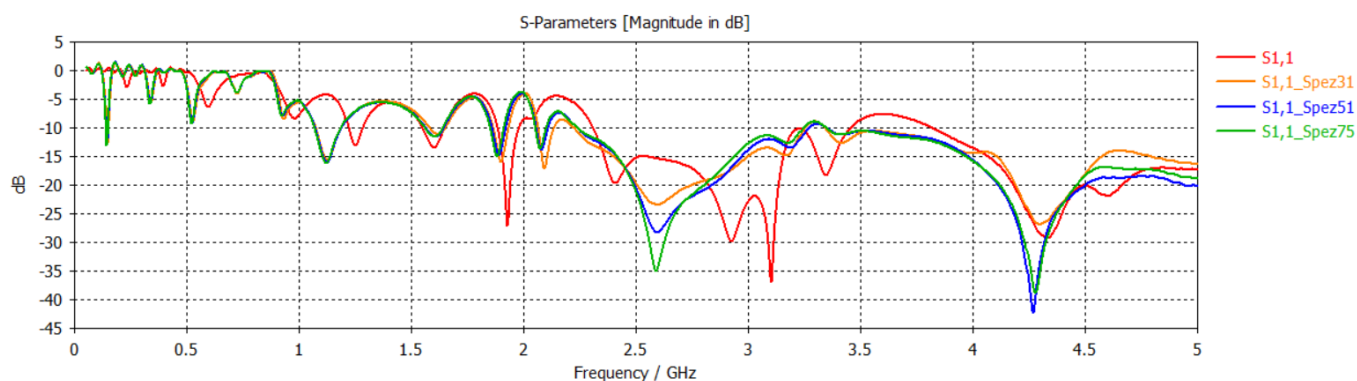


Figura 8.3.12: Confronto dei vari coefficienti di riflessione dell'antenna

Si nota che, in linea generale, tutte e tre caratteristiche si avvicinano a quella dell'elica analitica. Per tale motivo, si è scelto di procedere con l'antenna costituita da 30 segmenti consecutivi.

Il passo successivo ha previsto l'inserimento dei monitor di campo magnetico, i quali hanno prodotto tali andamenti rispetto l'asse z in modulo (espresso in dB) e fase (espressa in gradi):

Frequenza $f = 800$ MHz:

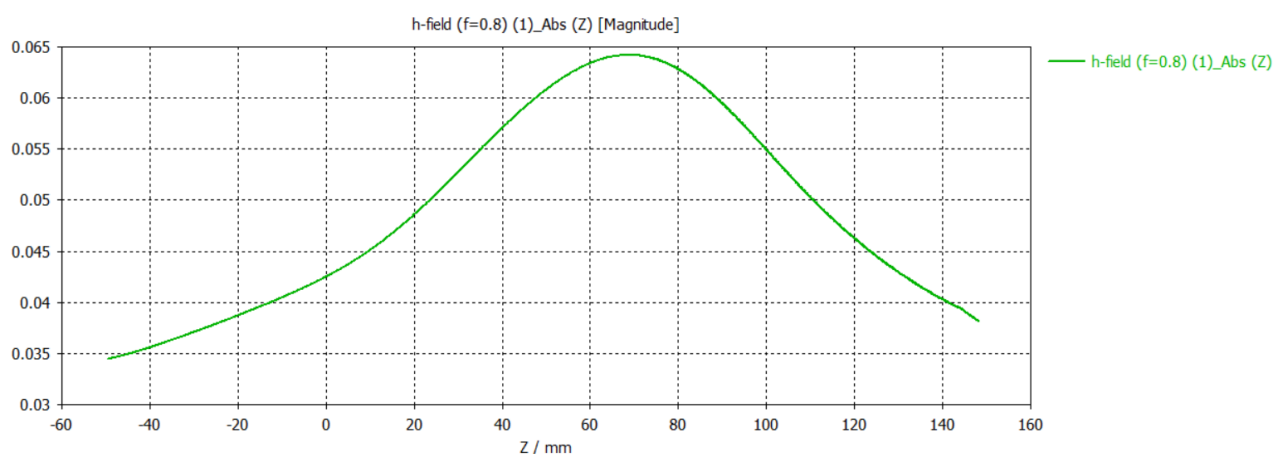


Figura 8.3.13: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 800 MHz

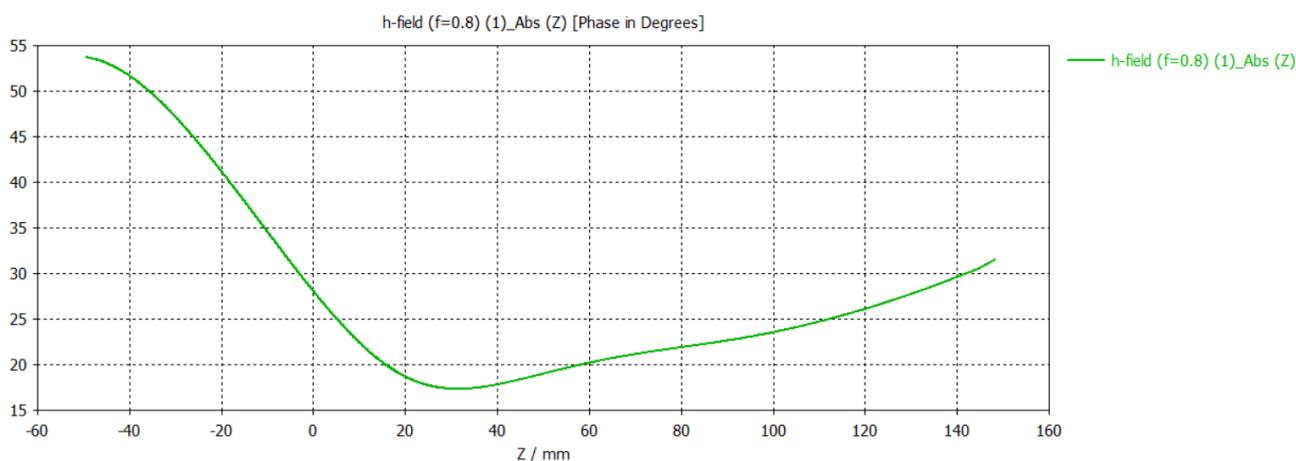


Figura 8.3.14: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 800 MHz

Frequenza $f = 1$ GHz:

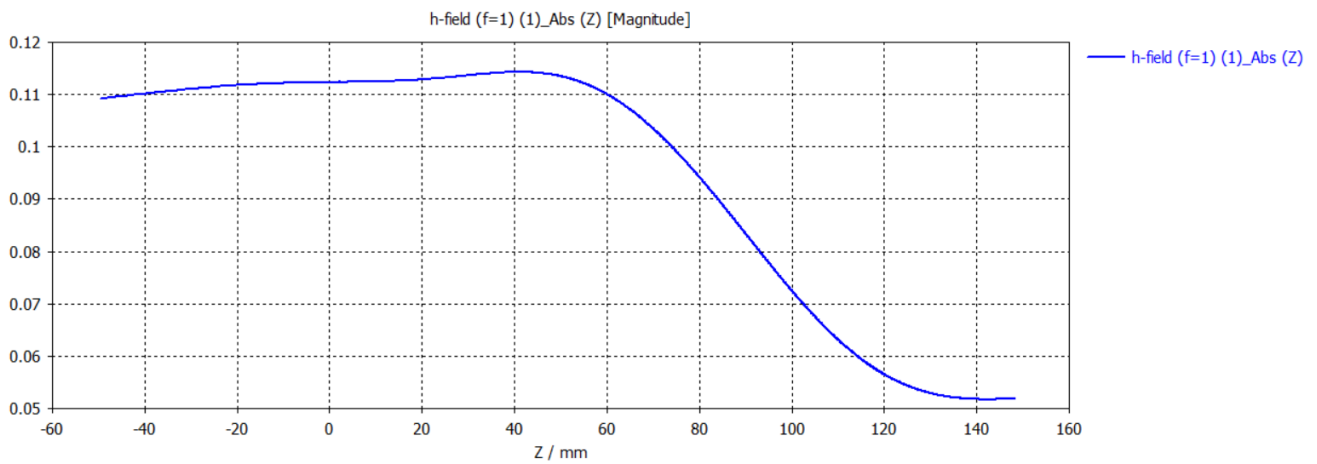


Figura 8.3.15: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 1 GHz

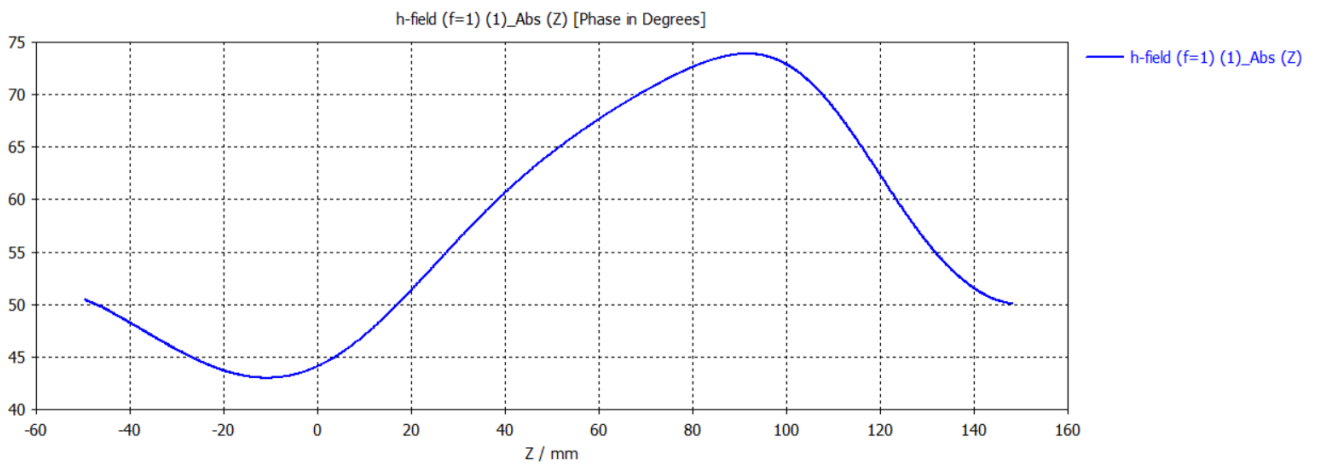


Figura 8.3.16: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 1 GHz

Frequenza $f = 1.5$ GHz:

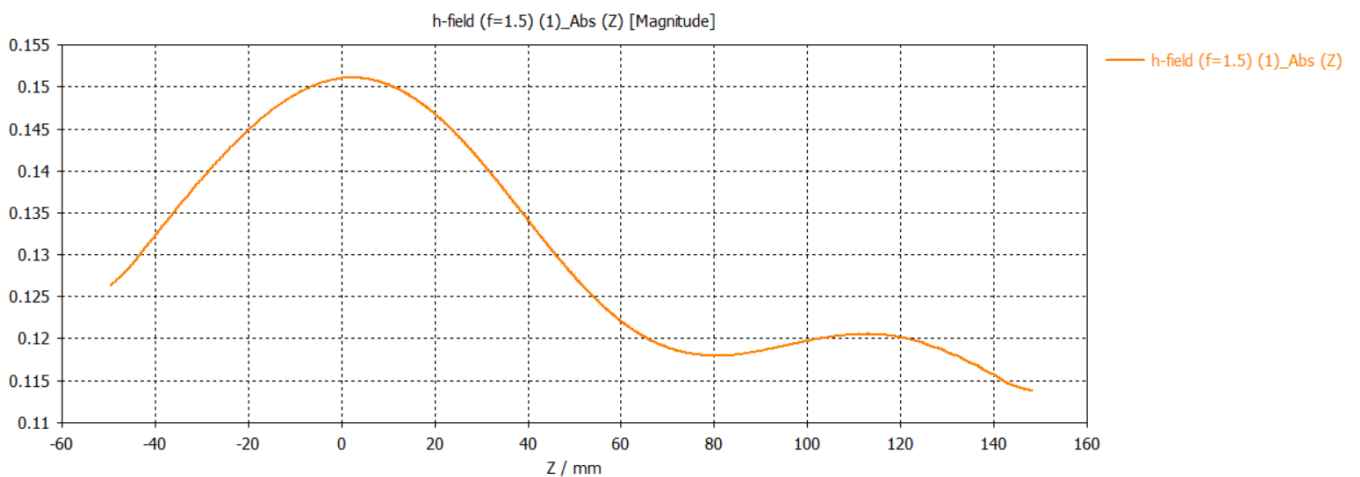


Figura 8.3.17: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 1.5 GHz

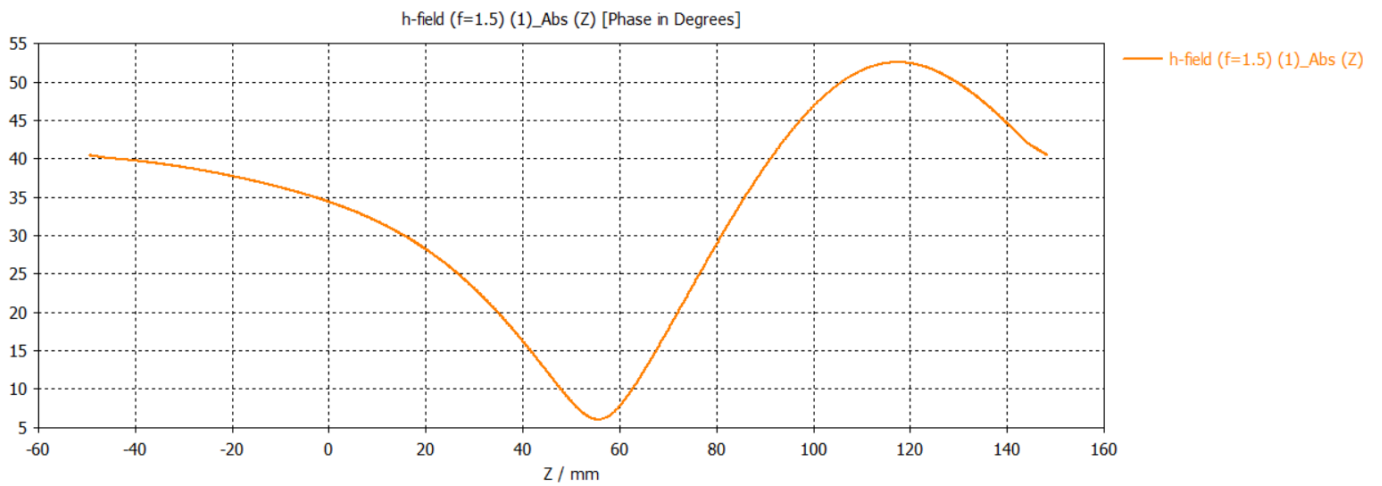


Figura 8.3.18: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 1.5 GHz

Frequenza $f = 2$ GHz:

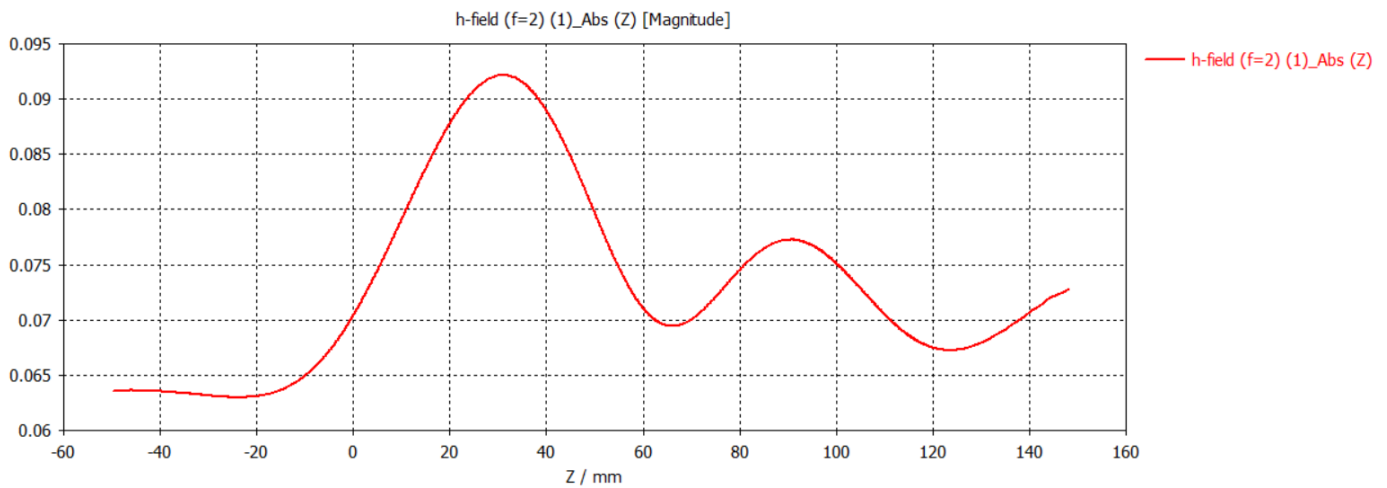


Figura 8.3.19: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 2 GHz

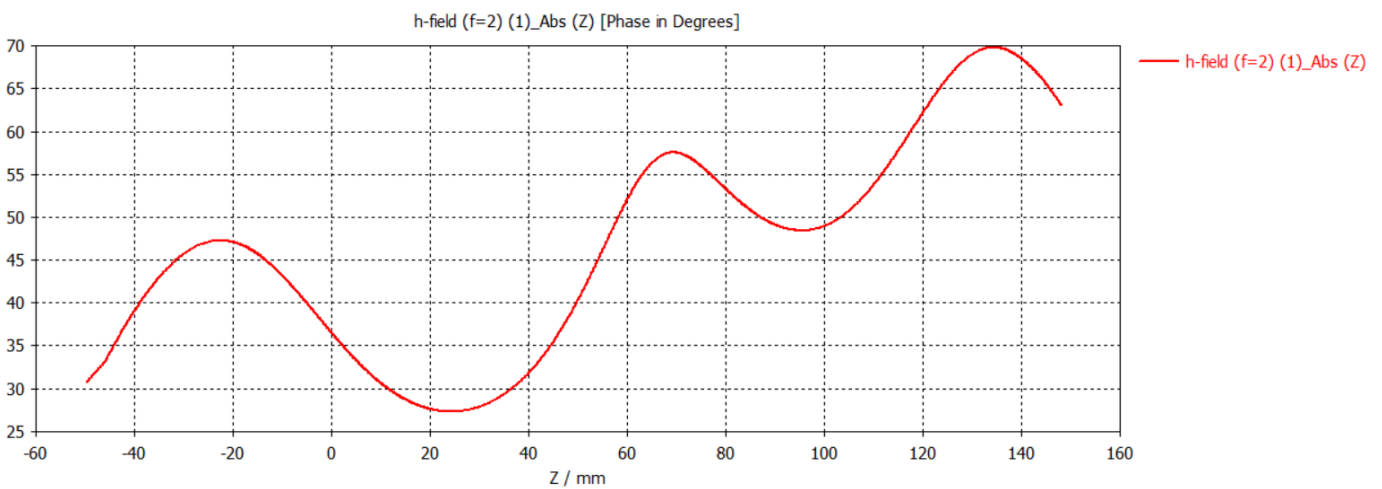


Figura 8.3.20: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 2 GHz

Frequenza $f = 2.5$ GHz:

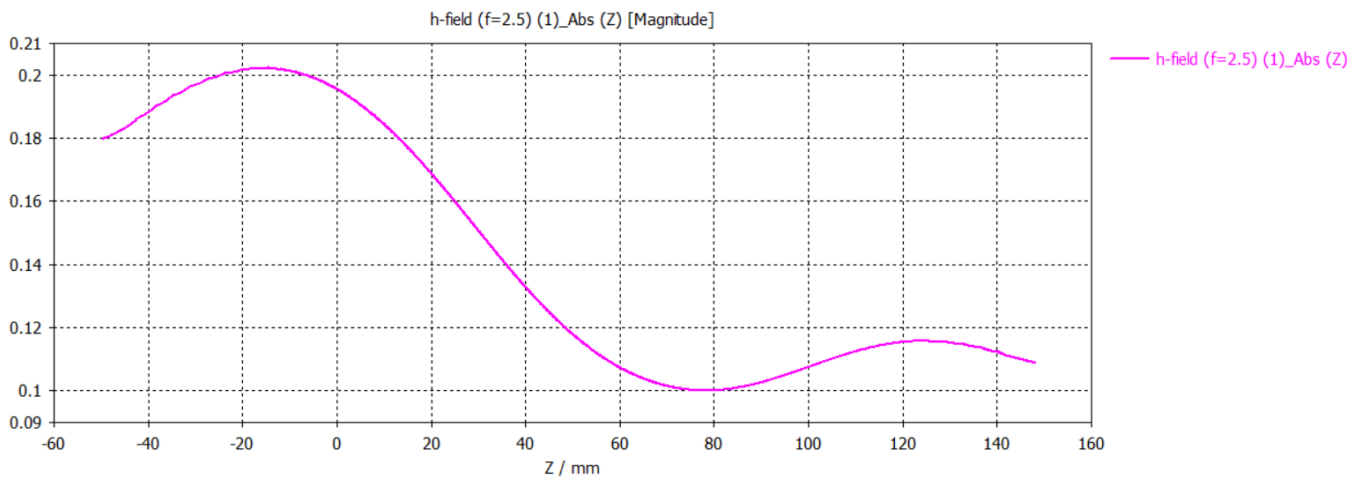


Figura 8.3.21: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 2.5 GHz

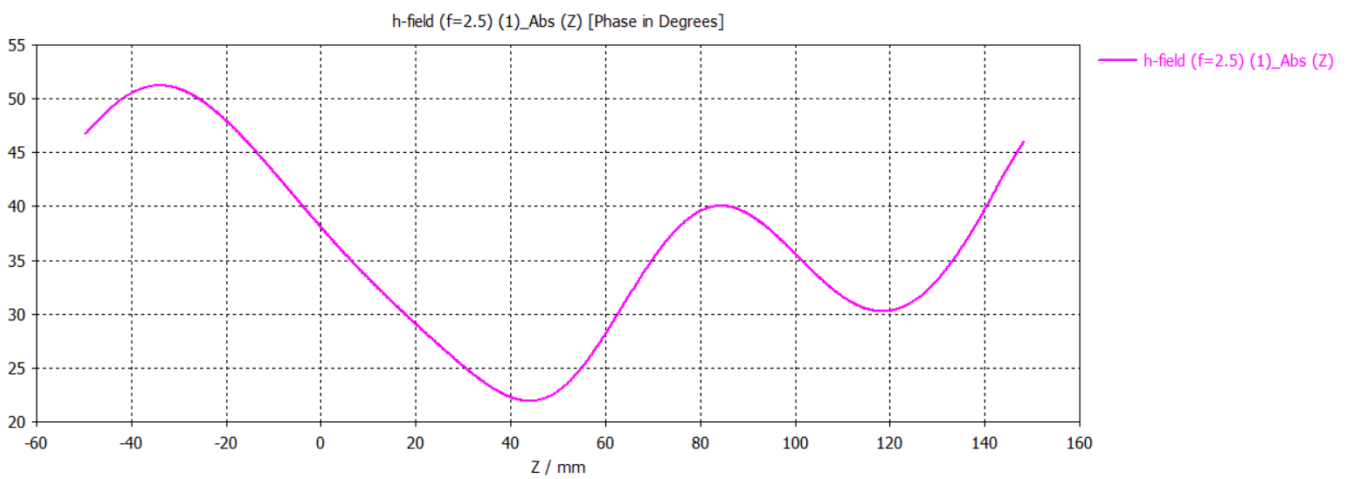


Figura 8.3.22: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 2.5 GHz

Frequenza $f = 3$ GHz:

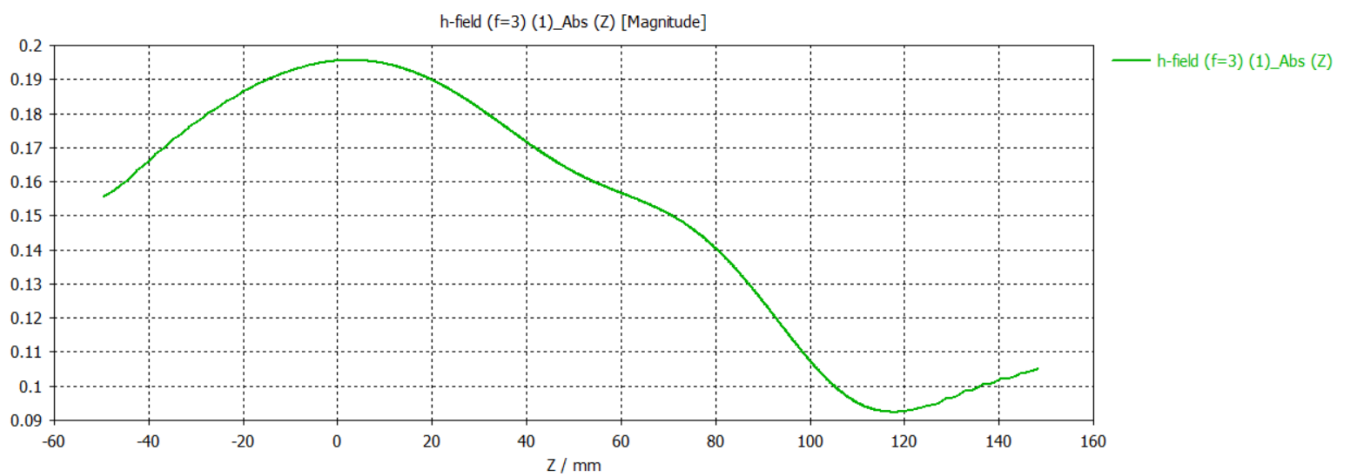


Figura 8.3.23: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 3 GHz

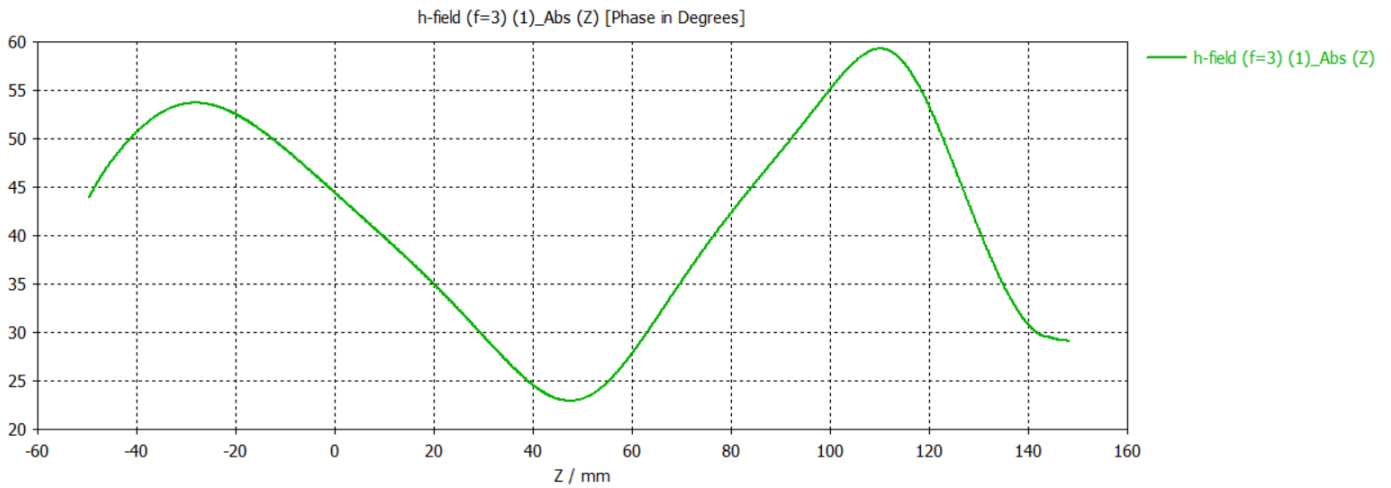


Figura 8.3.24: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 3 GHz

Frequenza $f = 3.5$ GHz:

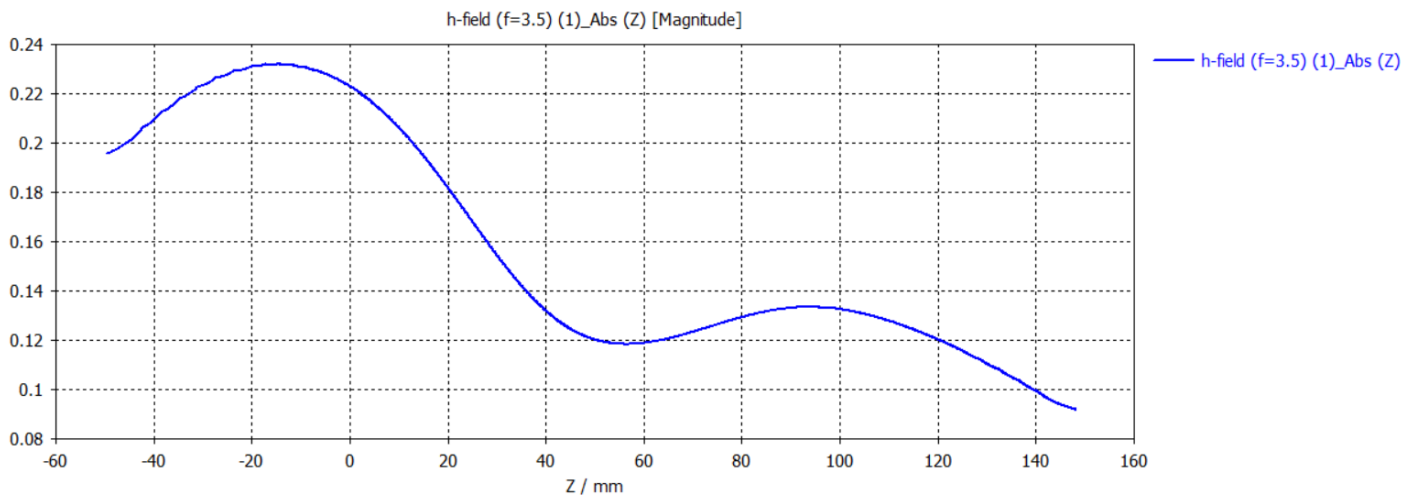


Figura 8.3.25: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 3.5 GHz

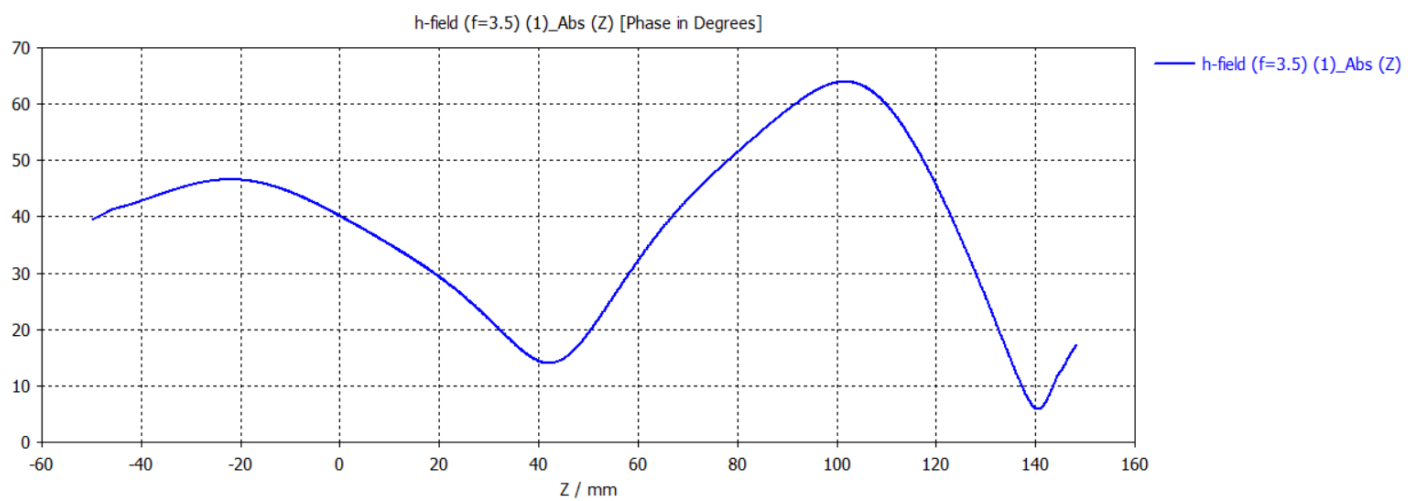


Figura 8.3.26: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 3.5 GHz

Frequenza $f = 4$ GHz:

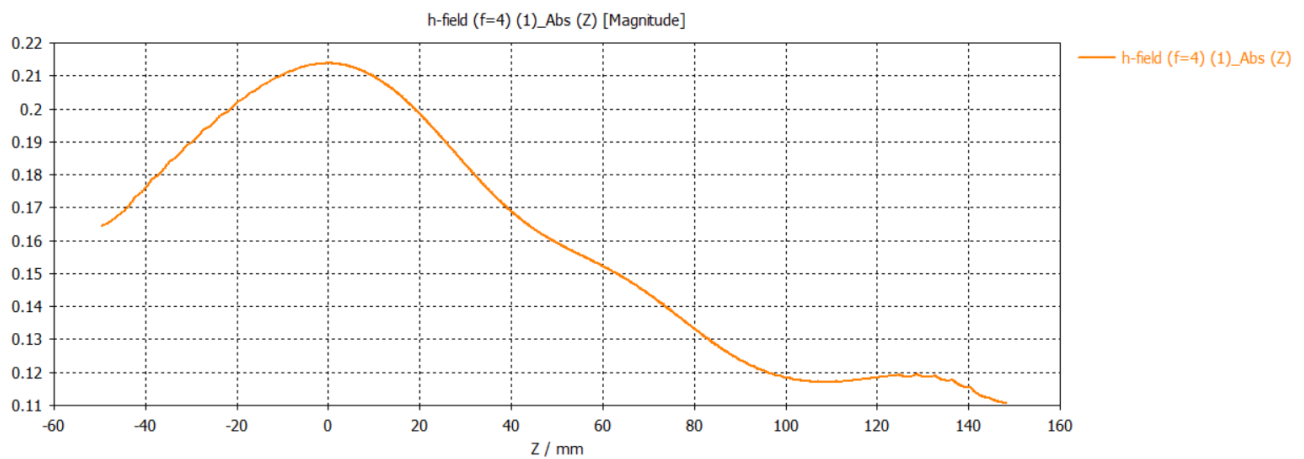


Figura 8.3.27: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 4 GHz

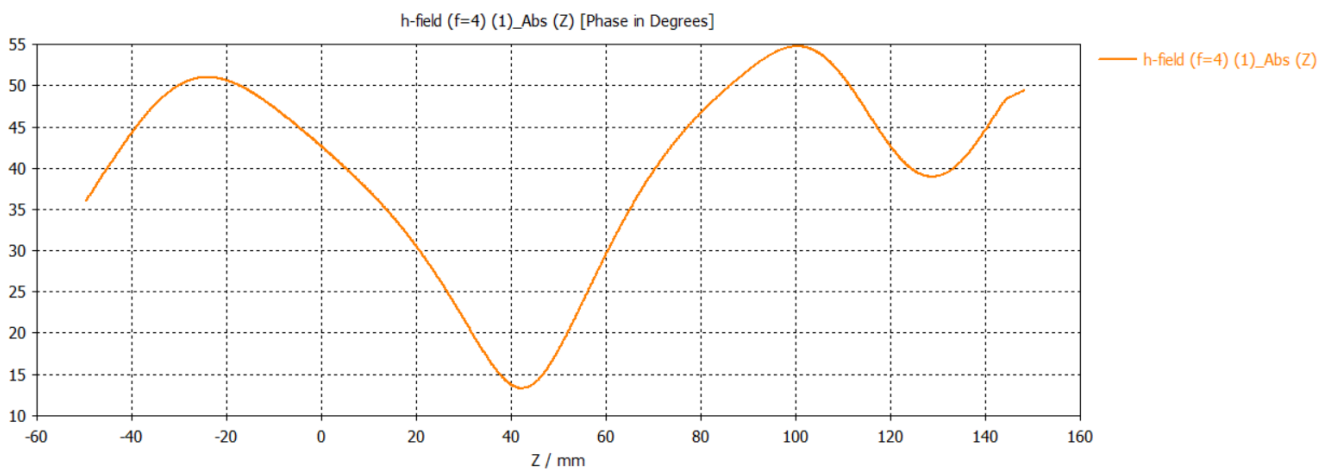


Figura 8.3.28: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 4 GHz

Frequenza $f = 4.5$ GHz:

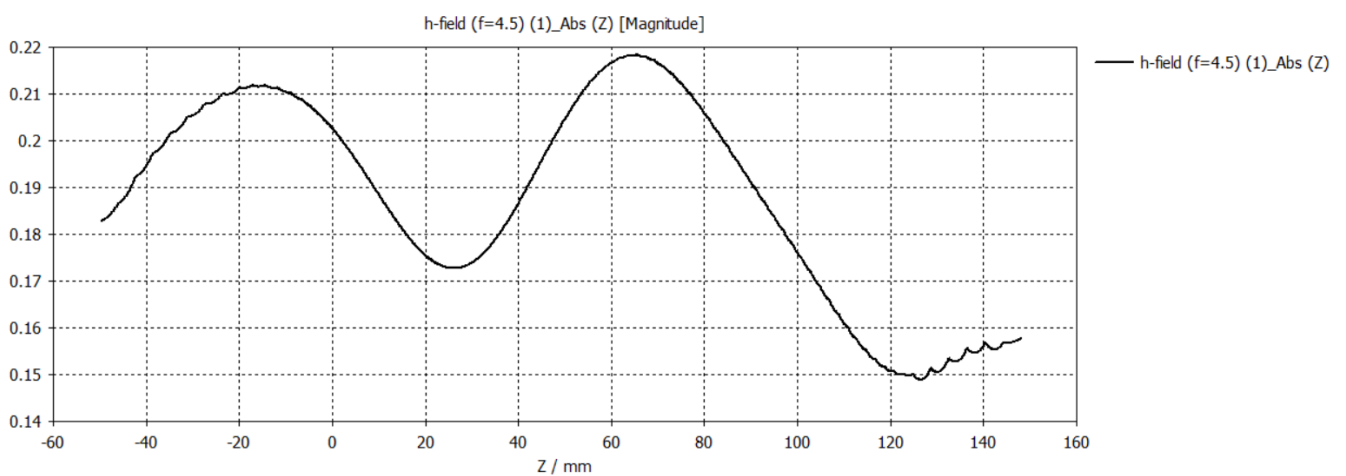


Figura 8.3.29: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 4.5 GHz

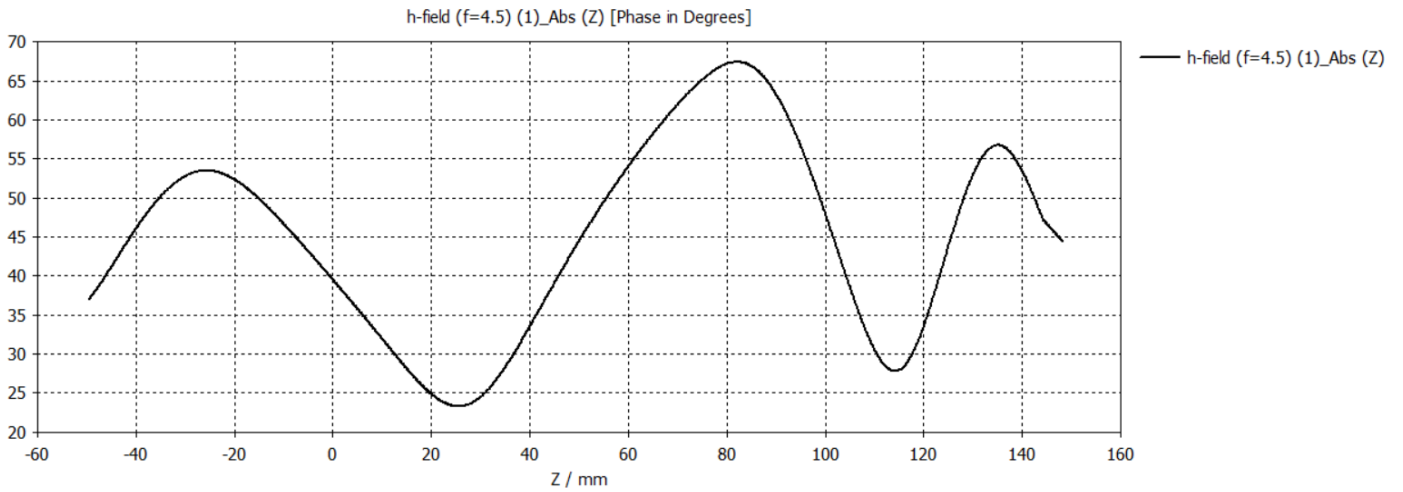


Figura 8.3.30: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 4.5 GHz

Frequenza $f = 5$ GHz:

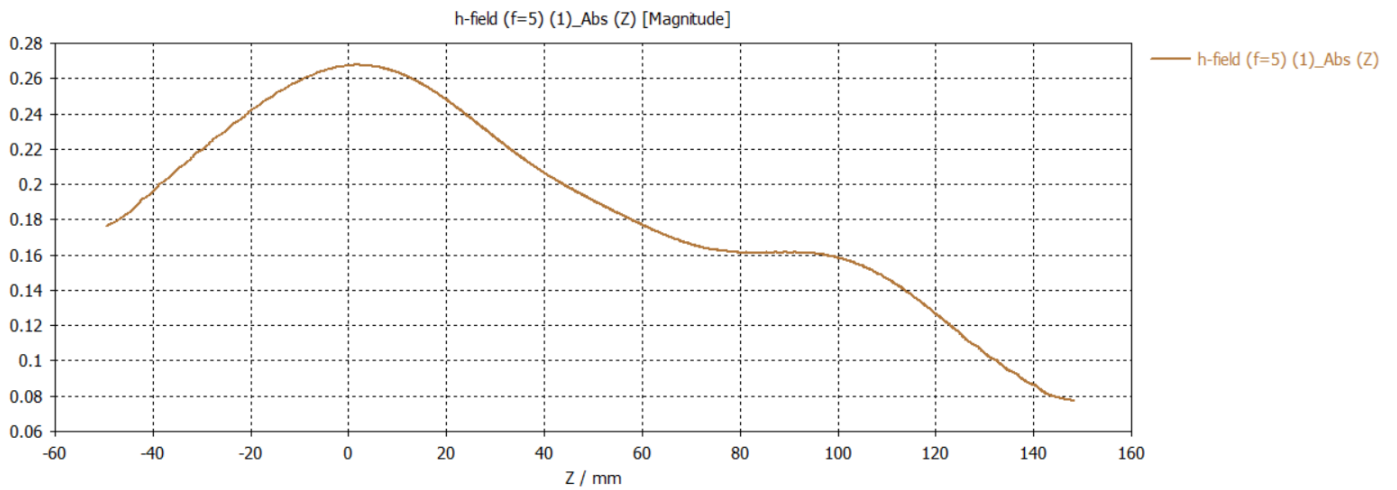


Figura 8.3.31: Modulo del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 5 GHz

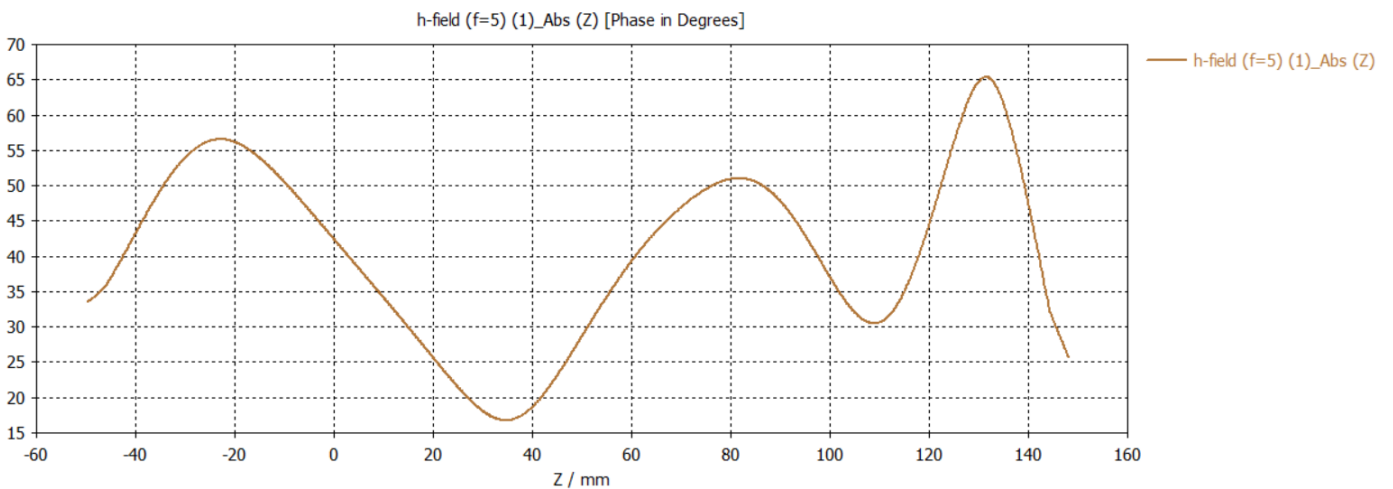


Figura 8.3.32: Fase del campo magnetico rispetto l'asse z dell'antenna con 30 segmenti a 5 GHz

Osservando i grafici, è possibile affermare che:

- Per quel che riguarda il modulo, all'aumentare della frequenza, aumenta il numero delle oscillazioni;
- Per quel che riguarda la fase, all'aumentare della frequenza, la curva è caratterizzata da un range di valori sempre più ampio e da un maggior numero di oscillazioni. Inoltre, si nota che l'escursione della fase è sempre minore 180° , proprio come previsto dalla teoria delle antenne filiformi.

In linea generale, considerando ogni segmento un dipolo, i campi vengono ottenuti come sovrapposizione degli effetti dei singoli elementi: prendendo le distribuzioni di corrente delle simulazioni full wave del CST, si tiene conto della mutua influenza dei singoli dipoli.

CAPITOLO 9:

ANALISI STATISTICA DEI CAMPI IN CAMERA

9.1 Introduzione all'analisi statistica dei campi in camera

In questo capitolo si analizza la statistica dei campi in una camera riverberante, elaborando numericamente il modello teorico del capitolo 7, il quale prevede la presenza di un elemento obliquo nella cavità.

Come primo step, si sono tradotti i nuovi concetti teorici in un codice Matlab (Appendice A, Codice A.4), in modo tale che, dato in ingresso i valori del campo magnetico, al variare della frequenza, nei punti iniziali e finali dei segmenti relativi all'antenna costituita da 30 spezzate consecutive, si producesse come uscita il valore del campo elettrico, nelle sue componenti x , y e z . Osservando il codice, è possibile notare che l'elaborazione dei dati è stata eseguita su 9 punti, di cui 8 si trovano a 15 cm dai vertici della camera e uno è il centro di essa, variando di volta in volta 20 posizioni dell'antenna trasmittente per ogni facciata della cavità. In altre parole, tenendo conto delle tre direzioni x , y e z , per ogni punto si hanno 60 valori di campo.

Si nota che, quest'ultima condizione richiama notevolmente gli aspetti pratici relativi alla camera riverberante presente nel Laboratorio di Antenne dell'università, la quale è caratterizzata da molteplici fori in ogni facciata che permettono di variare la posizione del dispositivo in trasmissione, al fine di garantire un'elaborazione più completa dei dati.

Osservando il Codice A.4, si può notare che esso permette di variare le dimensioni della cavità affinché si possa sviluppare il campo elettrico in tutte le componenti senza modificare la direzione dell'antenna, il quale sarebbe un processo più dispendioso.

I campi ottenuti come risultato di tale script vengono utilizzati come ingresso in un nuovo codice Matlab (Appendice A, Codice A.5), il quale permette di ricavare le caratteristiche principali di un campo, ovvero l'uniformità, l'anisotropia, la non omogeneità e la funzione di distribuzione cumulativa (CDF).

9.2 Risultati relativi all'uniformità

In questo paragrafo si valuta l'uniformità (introdotta teoricamente nel paragrafo 2.6) del campo prodotto dall'antenna costituita da 30 spezzate all'interno della camera riverberante. In linea generale, si testa tale proprietà al fine di garantire il rispetto delle normative vigenti, le quali assumono come riferimento il valore massimo del campo.

Come anticipato in precedenza, un tipo di stima dell'uniformità è quello legato al calcolo della deviazione standard del pool di campioni presi in considerazione: se essa tende a variare poco, implica una buona uniformità spaziale del campo.

A livello matematico, lo scarto quadratico medio è dato da:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum(\bar{E}_i - \langle \bar{E} \rangle)^2}{n - 1}}$$

Dove:

- n: numero di misure;
- \bar{E}_i : misura individuale normalizzata del campo E (alla radice quadrata della potenza d'ingresso);
- $\langle \bar{E} \rangle$: media aritmetica delle misure normalizzate del campo E.

Nel caso di questo elaborato, la σ viene calcolata in 8 punti e nelle direzioni x, y e z, e i risultati ottenuti vengono riportati nella Tabella 9.2:

Frequenza	Sigma x	Sigma y	Sigma z	Sigma tot
[MHz]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]
800	3.75	3.52	3.57	4.41
1000	3.53	3.54	3.39	3.96
1500	3.71	4.12	3.84	4.24
2000	2.75	2.85	2.74	2.99
2500	2.87	2.98	2.47	2.88
3000	3.06	2.71	2.59	2.83
3500	2.89	2.82	2.67	3.06
4000	2.96	2.65	2.57	2.93
4500	2.51	2.54	2.66	2.2
5000	2.06	2.26	2.03	2.29

Tabella 9.2: Uniformità spaziale del campo al variare della frequenza

A livello grafico, si hanno le curve di Figura 9.2.

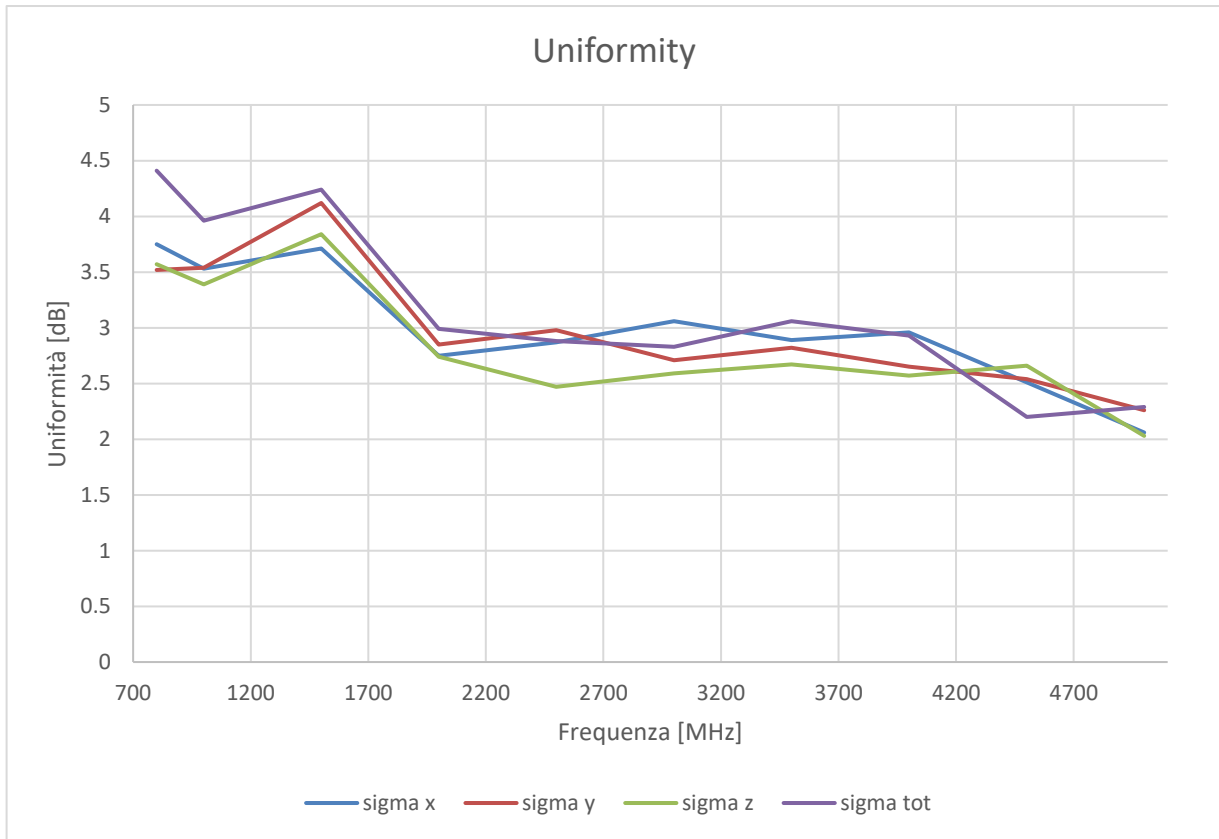


Figura 9.2: Uniformità spaziale del campo al variare della frequenza

Osservando gli andamenti, è possibile affermare che il campo gode di una buona uniformità spaziale dato che il suo valore scende sotto i 3 dB per frequenze superiori a 2 GHz. Questo è in accordo con i risultati ottenuti dalle simulazioni numeriche oggetto di precedenti studi [38].

9.3 Risultati relativi all'anisotropia

Con anisotropia, in linea teorica, si intende l'opposto di isotropia ed è la proprietà per cui un ente fisico ha delle caratteristiche che dipendono dalla direzione lungo la quale vengono considerate. Nello specifico, essa può essere quantificata da tre differenze di intensità di campo elettrico, associate a due di tre direzioni mutualmente ortogonali (i, j, k), dove ciascuna coppia viene normalizzata dalla loro somma.

A livello matematico, l'anisotropia è descritta dalle seguenti relazione:

$$A_{ij} = \frac{|E_i|^2 - |E_j|^2}{|E_i|^2 + |E_j|^2}$$

Con $i, j = x, y, z; i \neq j$.

L'anisotropia totale è data da:

$$A = \sqrt{\frac{A_{xy}^2 + A_{yz}^2 + A_{zx}^2}{3}}$$

In questo frangente, essa è stata calcolata nel punto centrale della camera riverberante ed i risultati sono visibili nella Tabella 9.3:

Frequenza [MHz]	Axy [dB]	Axz [dB]	Ayz [dB]	Atot [dB]
800	-2.49	-2.52	-1.76	-1.43
1000	-2.95	-3.8	-3.88	-1.75
1500	-4.07	-5.44	-5.43	-3.57
2000	-5.72	-6.33	-3.27	-4.68
2000	-5.72	-6.33	-3.27	-4.68
2500	-4.33	-7.15	-3.28	-3.46
3000	-3.17	-4.02	-3.86	-4.32
3500	-3.8	-3.25	-6.56	-2.95
4000	-5.2	-4.37	-8.64	-4.48
4500	-4.38	-6.91	-4.19	-3.16
5000	-6.26	-5.62	-3.19	-4.6

Tabella 9.3: Anisotropia del campo al variare della frequenza

I risultati sono riportati in Figura 9.3.

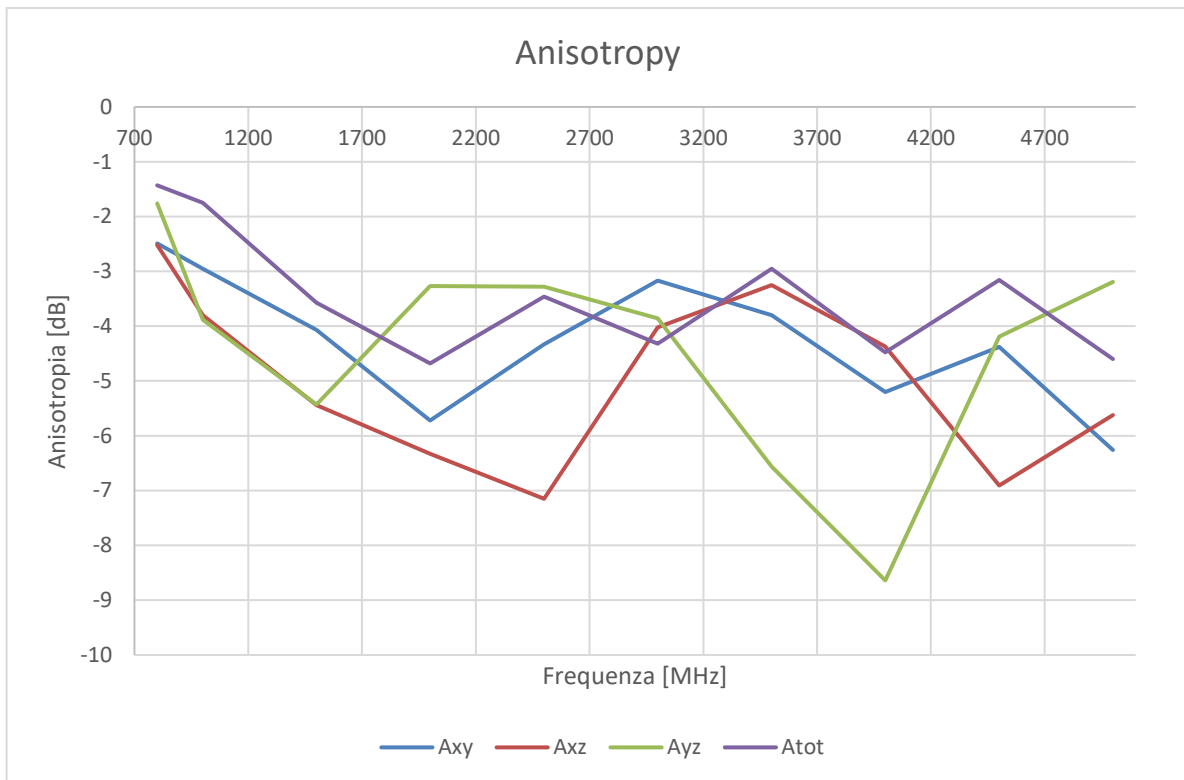


Tabella 9.3: Anisotropia del campo al variare della frequenza

Si nota che, mediamente, l’anisotropia tende a scendere all’aumentare della frequenza. In questo range di frequenze, l’anisotropia è definita “medium” se il suo valore è inferiore a -2.5 dB e “good” se è minore di -5 dB.

In futuro, si potrebbe pensare di infittire i punti di osservazione in frequenza, permettendo di analizzare in modo migliore tali oscillazioni, le quali sono tipiche di un ambiente riverberante.

9.4 Risultati relativi alla non omogeneità

Con il termine non omogeneità si intende il contrario dell'uniformità spaziale, con l'eccezione che come riferimento si usano i valori medi anziché quelli massimi del campo elettrico. Ciò è dato dal fatto che l'uniformità è legata all'utilizzo della RC in un test di immunità, dove è il valore massimo a creare il fallimento del DUT. Contrariamente, la non omogeneità si basa sui valori medi che permettono di valutare meglio l'andamento statistico del campo.

In linea teorica, più il suo valore è basso, più la camera è condizionata da un buon mescolamento.

In particolare, si consideri una cella $\Delta x \Delta y \Delta z$ centrata in r e che il campo venga valutato nei centri delle sei facce di essa. Nel dettaglio, i campi $E_{\alpha}(r)$, con $\alpha = x, y, z$ o totale, sono valutati sulla faccia opposta in direzione normale 1_i (con $i = x, y$, oppure z).

La relazione che definisce tali campi è la seguente:

$$E_{\alpha i}^{\pm}(r) = E_{\alpha} \left[r \pm \left(\frac{\Delta i}{2} \right) 1_i \right]$$

Data la corrispettiva deviazione standard σ_{α}^{\pm} , è possibile descrivere la non omogeneità come:

$$I_{\alpha i}(r) = \frac{\left| \frac{E_{\alpha i}^{+}(r)}{\sigma_{\alpha i}^{+}} \right|^2 - \left| \frac{E_{\alpha i}^{-}(r)}{\sigma_{\alpha i}^{-}} \right|^2}{\left| \frac{E_{\alpha i}^{+}(r)}{\sigma_{\alpha i}^{+}} \right|^2 + \left| \frac{E_{\alpha i}^{-}(r)}{\sigma_{\alpha i}^{-}} \right|^2}$$

In questo elaborato, essa viene calcolata in due punti: il centro della RC e un punto distante 15 cm dal vertice della cavità. I risultati conseguiti sono mostrati nella Tabella 9.4:

Frequenza	Non omogeneità
[MHz]	[dB]
800	-2.93
1000	-3.15
1500	-3.39
2000	-3.94
2000	-3.94
2500	-3.72
3000	-3.42
3500	-3.51
4000	-3.8
4500	-3.99
4500	-3.99
5000	-3.73

Tabella 9.4: Non omogeneità del campo al variare della frequenza

La rappresentazione di tali dati viene proposta in Figura 9.4.

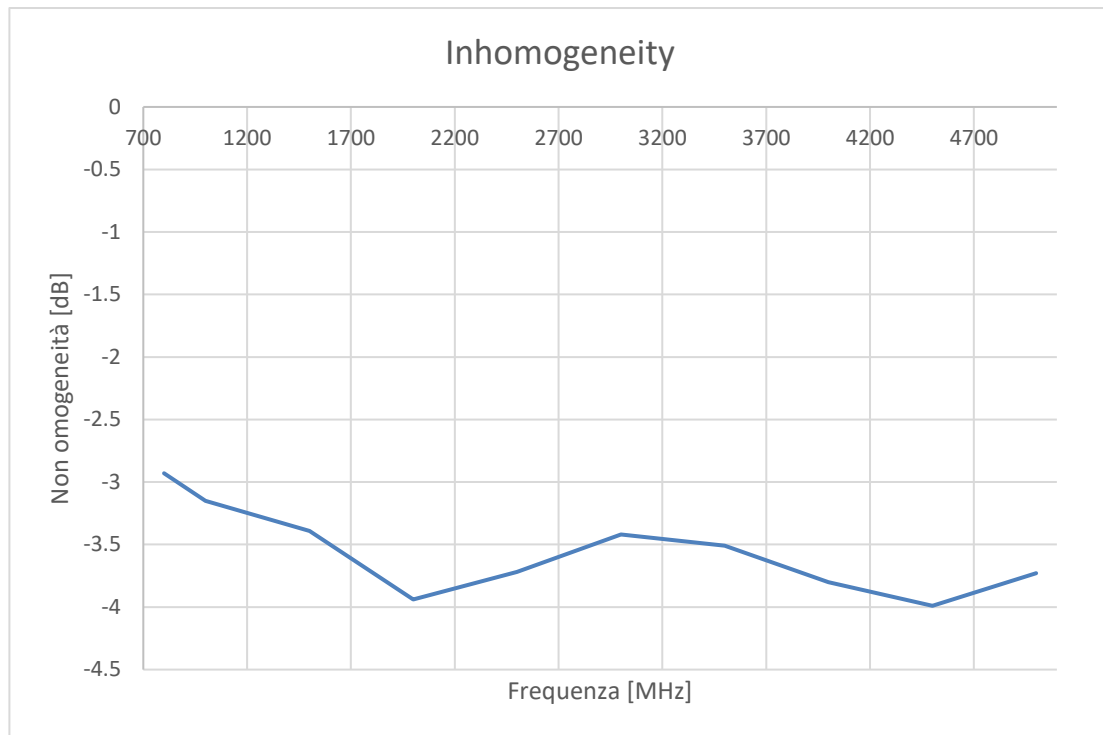


Figura 9.4: Non omogeneità del campo al variare della frequenza

Osservando tale andamento, si può affermare che la camera è caratterizzata da un buon mescolamento in quanto, mediamente, il valore della non omogeneità è circa -3.5 dB.

9.5 Risultati relativi alla CDF

In questo paragrafo si valuta la funzione di distribuzione cumulativa (introdotta teoricamente nel paragrafo 2.3): viene effettuato un confronto tra la distribuzione ideale del campo e quella calcolata all'interno della camera riverberante.

In linea teorica, si parla di buone prestazioni quando la differenza tra le due curve è dell'ordine del 5% circa. Tale discrepanza si calcola utilizzando il test di Kolmogorov-Smirnov, noto anche come KS Test.

I risultati ottenuti, al variare della frequenza, sono di seguito mostrati:

Frequenza $f = 800$ MHz:

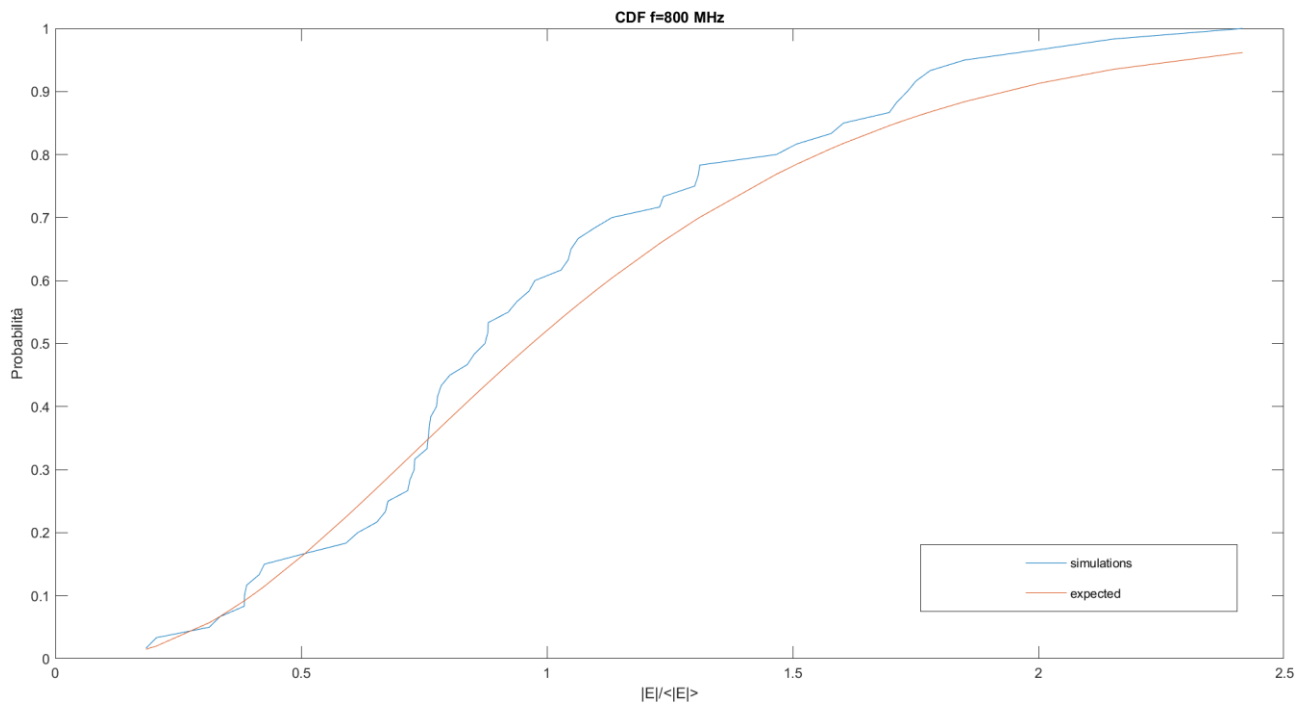


Figura 9.5.1: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 800 MHz

Frequenza $f = 1\text{GHz}$:

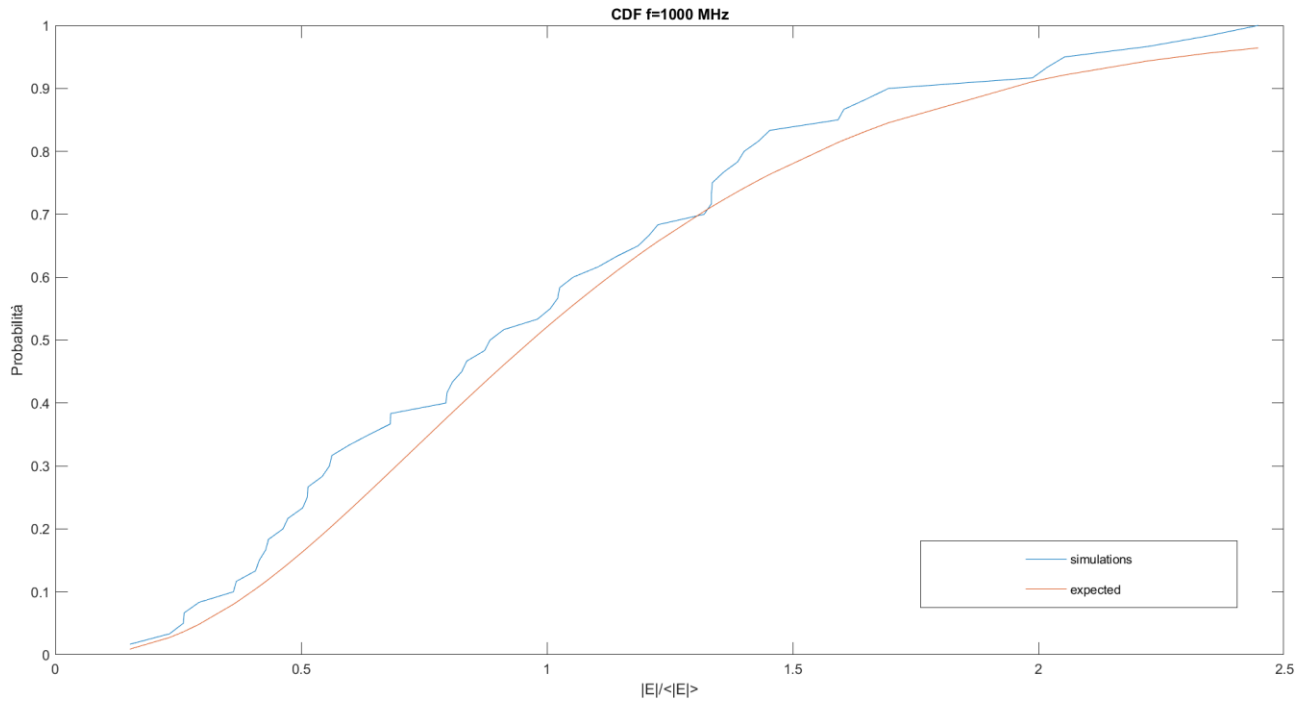


Figura 9.5.2: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 1 GHz

Frequenza $f = 1.5\text{GHz}$:

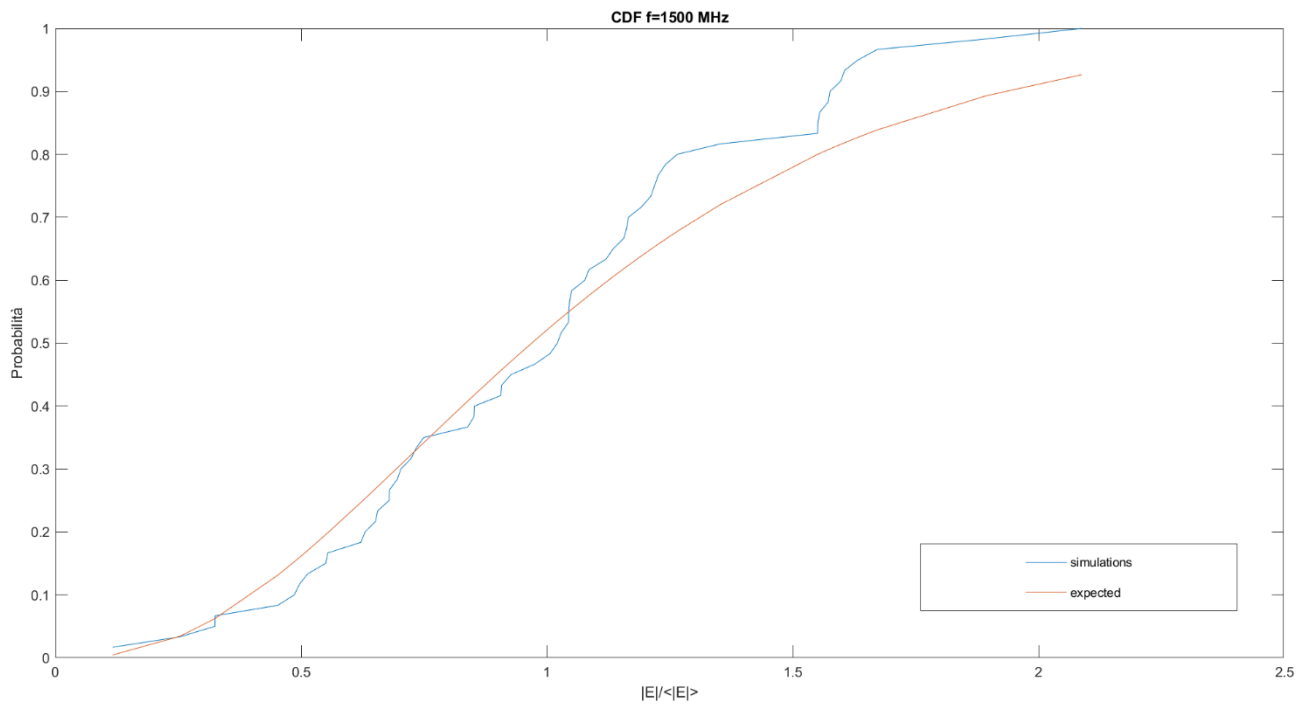


Figura 9.5.3: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 1.5 GHz

Frequenza $f = 2$ GHz:

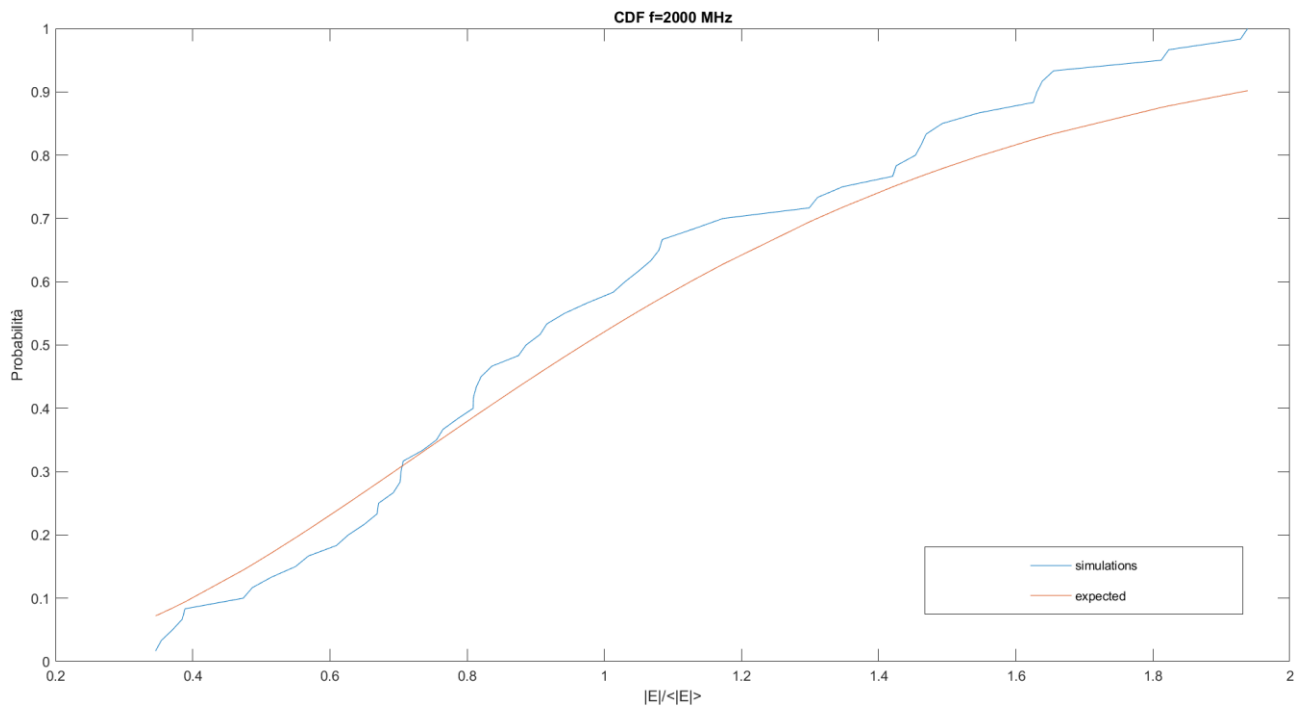


Figura 9.5.4: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 2 GHz

Frequenza $f = 2.5$ GHz:

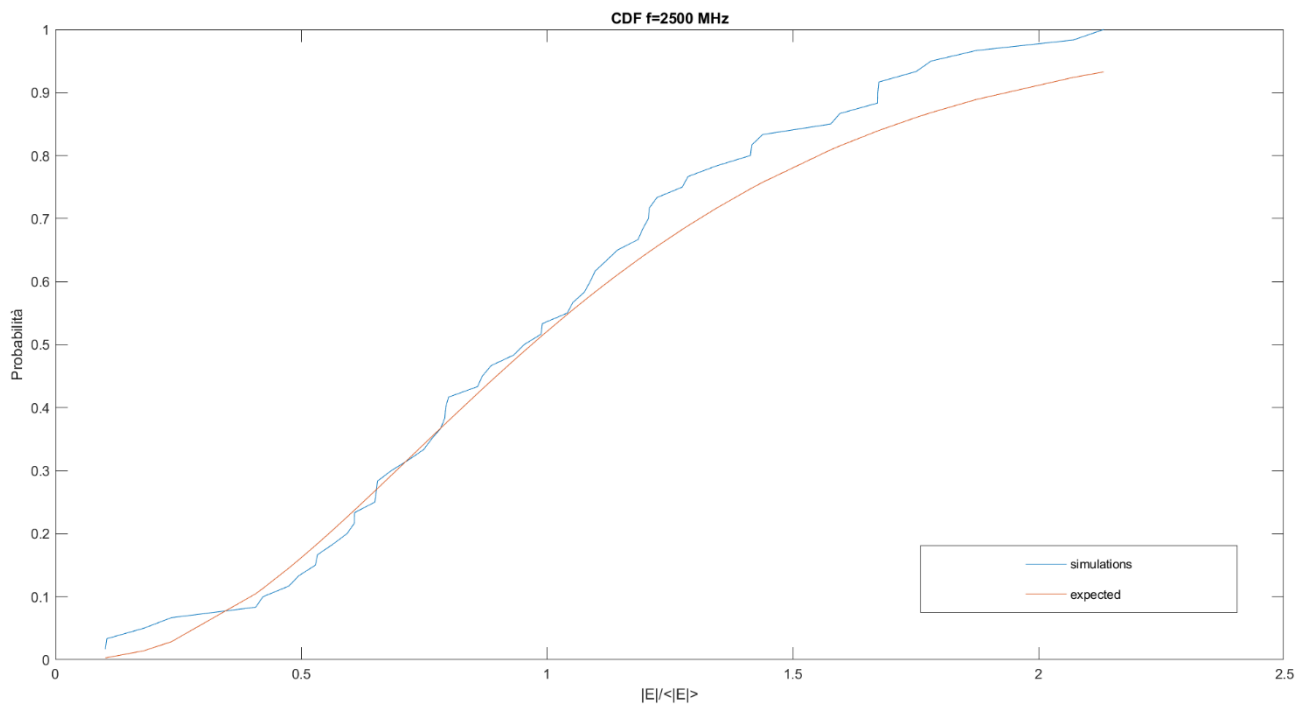


Figura 9.5.5: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 2.5 GHz

Frequenza $f = 3\text{GHz}$:

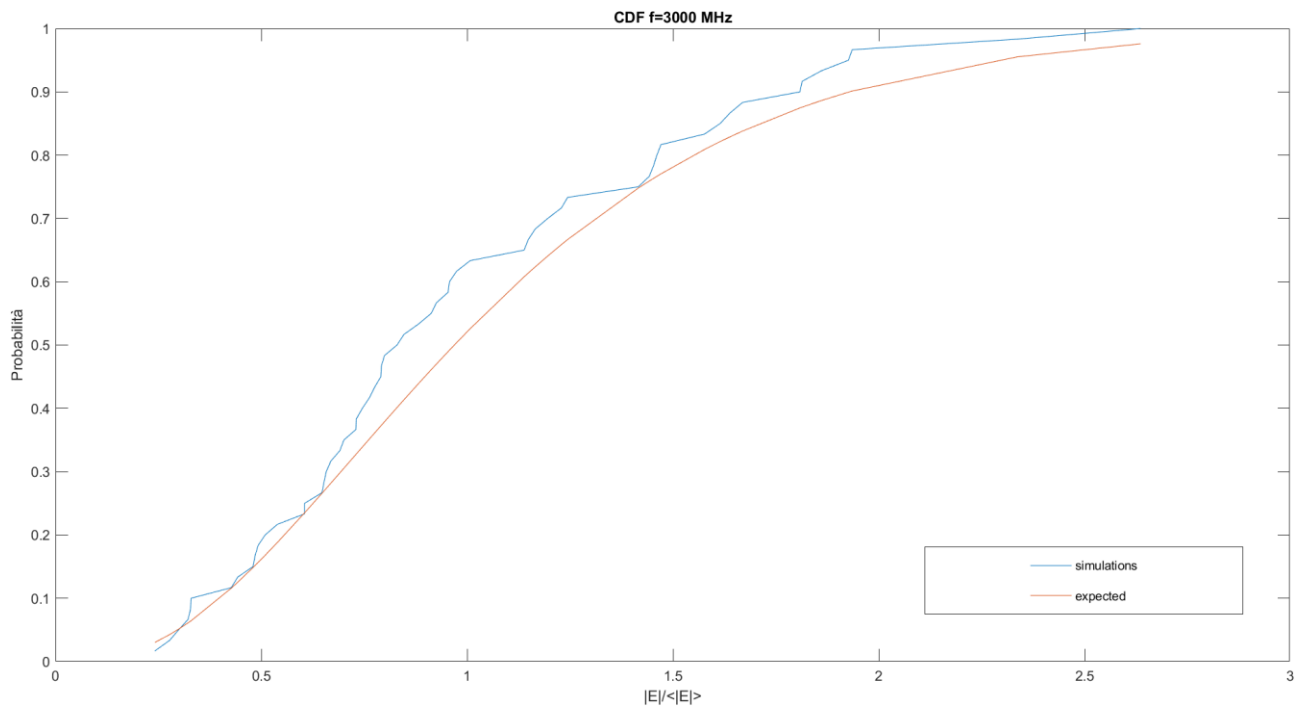


Figura 9.5.6: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 3 GHz

Frequenza 3.5 GHz:

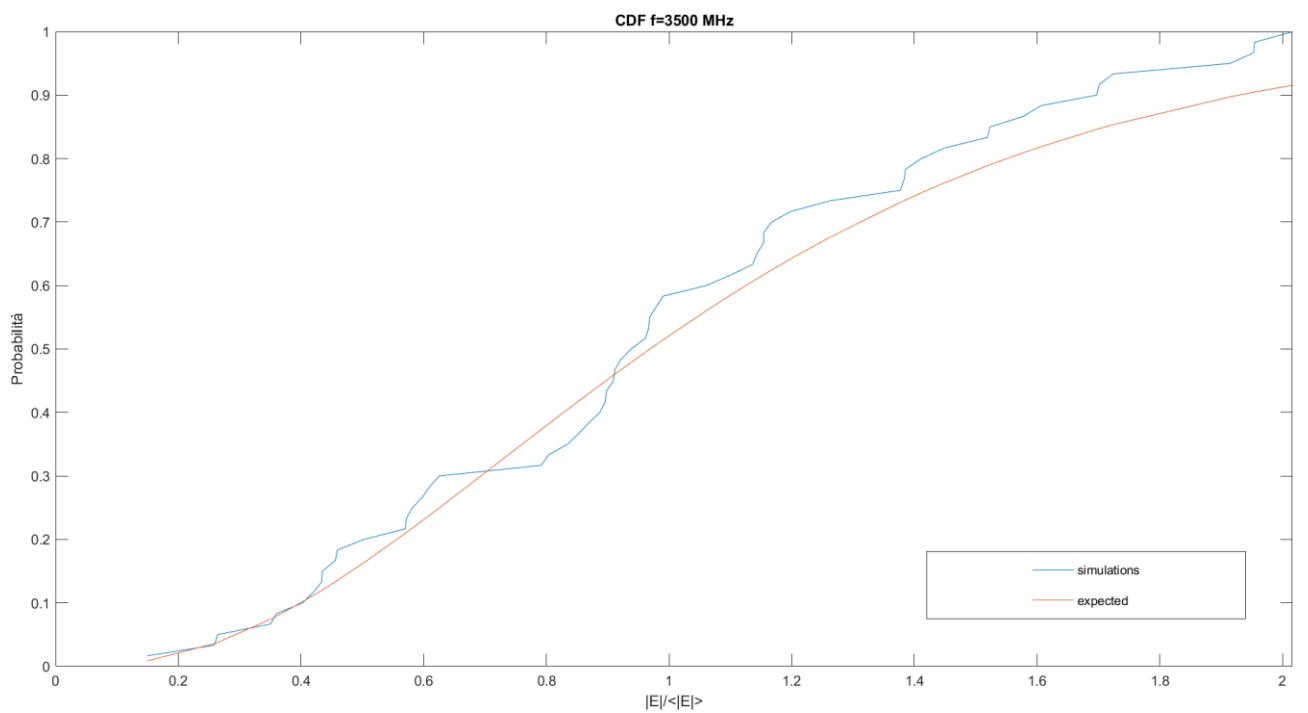


Figura 9.5.7: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 3.5 GHz

Frequenza $f = 4$ GHz:

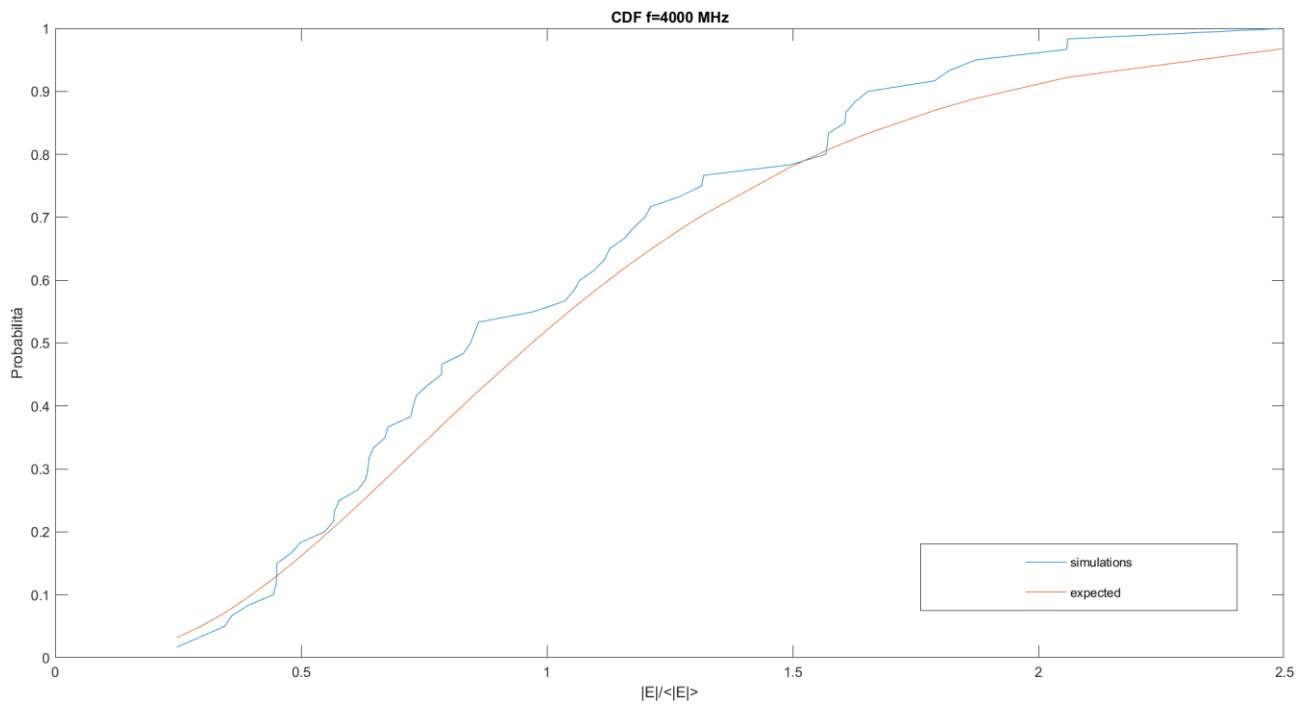


Figura 9.5.8: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 4 GHz

Frequenza 4.5 GHz:

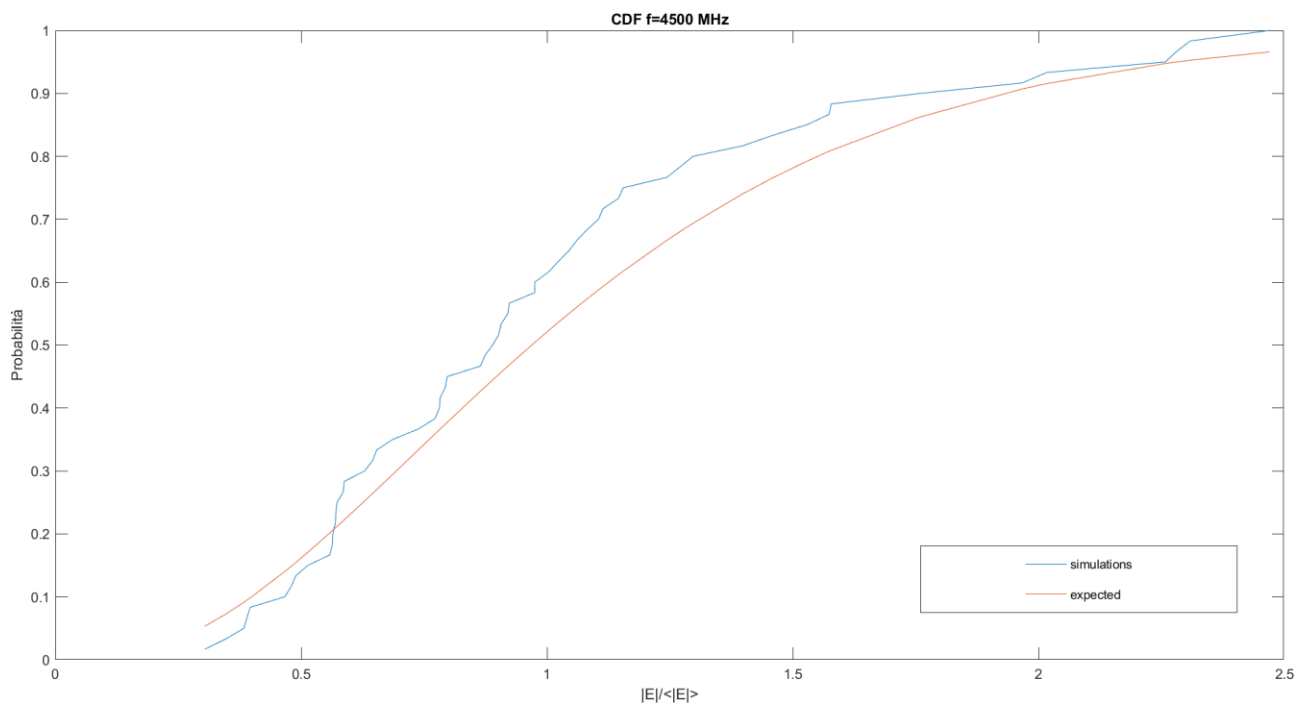


Figura 9.5.9: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 4.5 GHz

Frequenza $f = 5$ GHz:

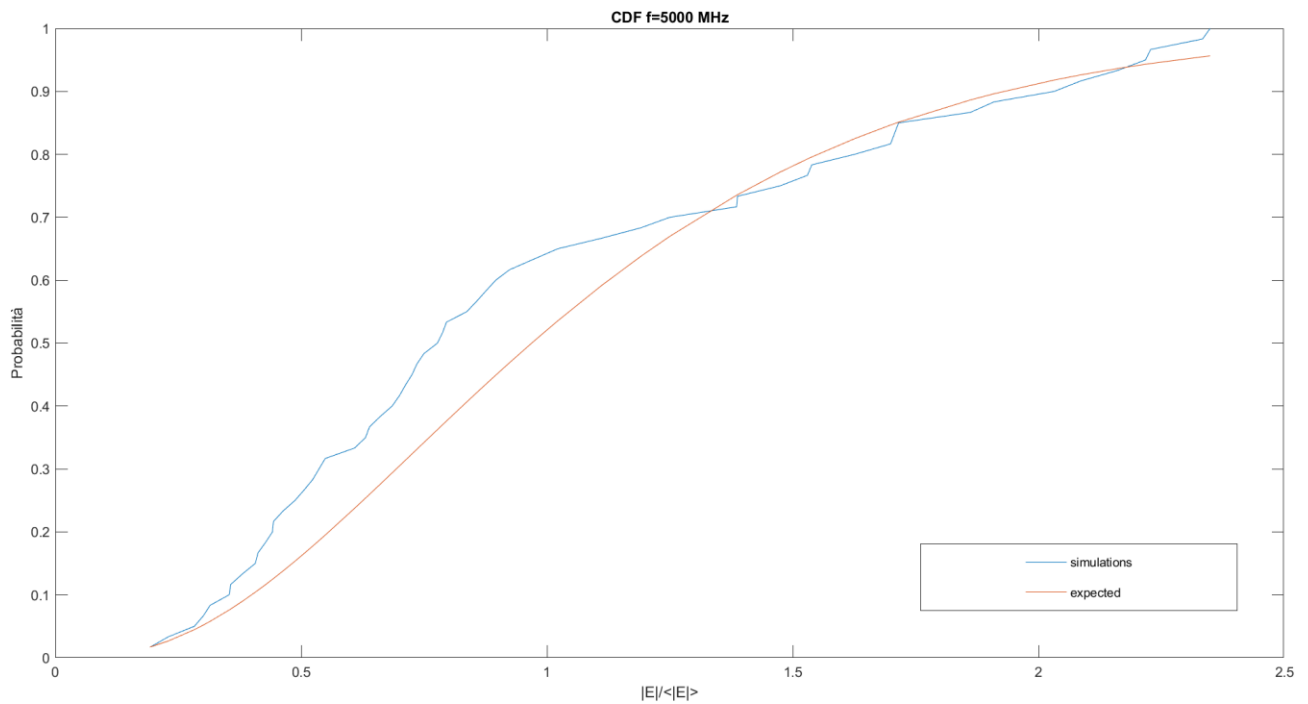


Figura 9.5.10: Confronto tra la chi ideale e quella sperimentale a 5 GHz

Osservando i grafici, si può affermare che le statistiche della camera sono simili a quelle ideali, ovvero quelle della CHI 6 DOF, le quali rappresentano un campo perfettamente mescolato (distribuzioni di Rayleigh).

In linea generale, la differenza tra le curve dovrebbe diminuire all'aumentare della frequenza: in questo caso, avendo sottocampionato, non si è in grado di apprezzare tale aspetto.

CONCLUSIONI

Si può concludere che un'antenna ad elica può essere rappresentata con una serie di segmenti alimentati da un'opportuna distribuzione di corrente.

Il principale vantaggio della tecnica proposta è quello di ottenere risultati paragonabili a quelli delle simulazioni full wave con tempi e risorse di calcolo notevolmente ridotti. Inoltre, grazie ad un approccio analitico, si apprezza di più la fisica del fenomeno, in particolare la diversa influenza in frequenza dei campi irrotazionali rispetto a quelli solenoidali. I primi hanno più influenza alle basse frequenze mentre i secondi diventano dominanti alle alte.

La principale limitazione, invece, sta nel fatto che se si volesse incrementare il numero di punti di osservazione in frequenza, sarebbe necessario ripetere le simulazioni per ogni frequenza presa in considerazione. In questo caso, un calcolo in parallelo aiuterebbe a ridurre i tempi di calcolo.

APPENDICE A

Codice A.1:

```
%Valori parametri:
R=35; %mm
pitch=0.15838444;
b=pitch*2*pi*R; %34.8305575202
N=3; %numero avvolgimenti
t=0:pi/314:N; %t deve variare tra 0 ed N, passo 0.01
%Equazioni elica cilindrica:
x=R*cos(2*pi*t);
y=R*sin(2*pi*t);
z=b*t;
%Grafico 3D
figure(1);
plot3(x,y,z);
title('Elica');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
%Discretizzazione
elica=[x;y;z]; %elica in una matrice 3x300
%Punto P1
P1=elica(1:3,1);

%Altri 100 punti
cnt=1;
for i=1:100
    P(:,cnt)=elica(1:3,3*i);
    cnt = cnt+1;
end
%Matrice con 101 punti
punti=[P1,P];
%Estrazione coordinate
x_punti=punti(1,1:101); %vettore x in 101 punti
y_punti=punti(2,1:101); %vettore y in 101 punti
z_punti=punti(3,1:101); %vettore z in 101 punti
%Elica in 101 punti
figure(2);
plot3(x_punti,y_punti,z_punti,'red');
title('Elica in 101 punti');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
```

Codice A.2:

```
%Traslazione come antenna Casoni
x_nuova = x_punti - 94.859209 - R;
y_nuova = y_punti;
z_nuova = z_punti + 13.130420;
%Matrice nuova 3xn
discretizzata = [x_nuova;y_nuova;z_nuova];
%Matrice nuova nx3
matrice_cst = discretizzata';
figure(3);
plot3(x_nuova,y_nuova,z_nuova, 'green');
title('Elica in 31 punti traslata');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
%Importare matrice_cst su Excel
dati=xlswrite('matrice_elica_31.xlsx', matrice_cst);
```

Codice A.3:

```
%Valori parametri:
R=35; %mm
pitch=0.15838444;
b=pitch*2*pi*R; %34.8305575202
N=3; %numero avvolgimenti
t=0:pi/314:N; %t deve variare tra 0 ed N, passo 0.01
%Equazioni elica cilindrica:
x=R*cos(2*pi*t + pi/2);
y=R*sin(2*pi*t + pi/2);
z=b*t;
%Grafico 3D
figure(1);
plot3(x,y,z);
title('Elica');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
%Discretizzazione
elica=[x;y;z]; %elica in una matrice 3x300
%Punto P1
P1=elica(1:3,1);
%Altri 75 punti
cnt=1;
for i=1:75
    P(:,cnt)=elica(1:3,4*i);
    cnt = cnt+1;
end
%Matrice con 75 punti
punti=[P1,P];
%Estrazione coordinate
x_punti=punti(1,1:75); %vettore x in 75 punti
y_punti=punti(2,1:75); %vettore y in 75 punti
z_punti=punti(3,1:75); %vettore z in 75 punti
```

```

%Elica in 75 punti
figure(2);
plot3(x_punti,y_punti,z_punti,'red');
title('Elica in 75 punti');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
%Traslazione come antenna Casoni
x_nuova = x_punti - 94.859209;
y_nuova = y_punti - R;
z_nuova = z_punti + 13.130420;
%Matrice nuova 3xn
discretizzata = [x_nuova;y_nuova;z_nuova];

%Matrice nuova nx3
matrice_cst = discretizzata';
figure(3);
plot3(x_nuova,y_nuova,z_nuova, 'green');
title('Elica in 75 punti traslata');
xlabel('x');
ylabel('y');
zlabel('z');
%Importare matrice_cst su Excel
dati=xlswrite('matrice_elica_75_shift.xlsx', matrice_cst);

```

Codice A.4:

```

clear all;
close all;

a = 0.8; % dimensione della camera lungo x
b = 0.9; % dimensione della camera lungo y
c = 1.0; % dimensione della camera lungo z

for ff=1:0.5:5

f = ff*1.0e9;      % frequenza

epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;
sigma = 1.4e4;
omega = 2*pi*f;
lambda = 3.e8/f;
beta = 2*pi/lambda;
r_filo = 0.0009;

for k=1:9
% coordinate del punto in cui valutiamo i campi
punto=sprintf('P%d',k)

```

```

if(punto == 'P1')
x = 0.15;
y = 0.15;
z = 0.15;
end
if(punto == 'P2')
x = 0.65;
y = 0.15;
z = 0.15;
end
if(punto == 'P3')
x = 0.65;
y = 0.75;
z = 0.15;
end
if(punto == 'P4')
x = 0.15;
y = 0.75;
z = 0.15;
end
if(punto == 'P4')
x = 0.15;
y = 0.75;
z = 0.15;
end
if(punto == 'P5')
x = 0.15;
y = 0.15;
z = 0.85;
end
if(punto == 'P6')
x = 0.65;
y = 0.15;
z = 0.85;
end
if(punto == 'P7')
x = 0.65;
y = 0.75;
z = 0.85;
end
if(punto == 'P8')
x = 0.15;
y = 0.75;
z = 0.85;
end
if(punto == 'P9')
x = 0.40;
y = 0.45;
z = 0.50;
end

buff = sprintf('correnti_%.1fGHz.txt',f*1e-9);
[xx, yy, zz, xIm, xIf] = importfile1(buff);

```

```

shift = [
110, 210;
220, 790;
150, 550;
250, 460;
270, 110;
290, 330;
310, 220;
340, 550;
360, 710;
400, 450;
530, 780;
630, 230;
480, 680;
480, 230;
530, 560;
550, 360;
590, 110;
690, 680;
680, 410;
120, 390;
];

[Ex_z,Ey_z,Ez_z] = getExyzInXYZ(a, b, c, x, y, z, omega, beta, sigma, xx, yy, zz, xIm, xIf, shift, r_filo);
[Ey_x,Ez_x,Ex_x] = getExyzInXYZ(b, c, a, y, z, x, omega, beta, sigma, xx, yy, zz, xIm, xIf, shift, r_filo);
[Ez_y,Ex_y,Ey_y] = getExyzInXYZ(c, a, b, z, x, y, omega, beta, sigma, xx, yy, zz, xIm, xIf, shift, r_filo);

Ex = cat(2,Ex_x,Ex_y,Ex_z);
Ey = cat(2,Ey_x,Ey_y,Ey_z);
Ez = cat(2,Ez_x,Ez_y,Ez_z);

buff = sprintf('Ex_%s_f%d',punto,f*1.0e-6);
save(buff,'Ex')
buff = sprintf('Ey_%s_f%d',punto,f*1.0e-6);
save(buff,'Ey')
buff = sprintf('Ez_%s_f%d',punto,f*1.0e-6);
save(buff,'Ez')
end
end

disp('end');

function [xx, yy, zz, xIm, xIf] = importfile1(filename, dataLines)
%IMPORTFILE1 Import data from a text file
% [XX, YY, ZZ, IM, XIF] = IMPORTFILE1(FILENAME) reads data from text
% file FILENAME for the default selection. Returns the data as column
% vectors.
%
% [XX, YY, ZZ, IM, XIF] = IMPORTFILE1(FILE, DATALINES) reads data for
% the specified row interval(s) of text file FILENAME. Specify
% DATALINES as a positive scalar integer or a N-by-2 array of positive
% scalar integers for dis-contiguous row intervals.
%
```



```

% Example:
% [xx, yy, zz, im, xIf] = importfile1("C:\Users\Alfredo\Desktop\Documenti\Camere
Riverberanti\elica\campi elica\correnti.txt", [1, Inf]);
%
% See also READTABLE.
%
% Auto-generated by MATLAB on 16-Sep-2021 16:40:03

%% Input handling

% If dataLines is not specified, define defaults
if nargin < 2
    dataLines = [1, Inf];
end

%% Setup the Import Options and import the data
opts = delimitedTextImportOptions("NumVariables", 5);

% Specify range and delimiter
opts.DataLines = dataLines;
opts.Delimiter = "\t";

% Specify column names and types
opts.VariableNames = ["xx", "yy", "zz", "xIm", "xIf"];
opts.VariableTypes = ["double", "double", "double", "double", "double"];

% Specify file level properties
opts.ExtraColumnsRule = "ignore";
opts.EmptyLineRule = "read";

% Import the data
tbl = readtable(filename, opts);

%% Convert to output type
xx = tbl.xx;
yy = tbl.yy;
zz = tbl.zz;
xIm = tbl.xIm;
xIf = tbl.xIf;
end

function [Exj,Eyj,Ezj] = getExyzInXYZ(a, b, c, x, y, z,omega, beta, sigma, xx, yy, zz, xIm, xIf, shift, r_filo)
%UNTITLED Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here

NMP_MAX = 20;
N_MAX = NMP_MAX;
M_MAX = NMP_MAX;
P_MAX = NMP_MAX;

```

```

for j=1:20;
    j
    Ex = 0;
    Ey = 0;
    Ez = 0;
    for i=1:33

        x0 = (xx(i)+shift(j,1))/1000.;
        x1 = (xx(i+1)+shift(j,1))/1000.;
        y0 = (yy(i)+shift(j,2))/1000.;
        y1 = (yy(i+1)+shift(j,2))/1000.;
        z0 = zz(i)/1000.;
        z1 = zz(i+1)/1000.;
        I0 = xIm(i)*exp(1i*xIf(i)*180/pi)*2*pi*r_filo;

        Ex_TE = getExTE(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ex_TM = getExTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ex_IRROT =
getExIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ex = Ex + Ex_TE+Ex_TM+Ex_IRROT;
        if (isnan(Ex))
            disp('isNaN(Ex)')
        end

        Ey_TE = getEyTE(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ey_TM = getEyTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ey_IRROT =
getEyIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ey = Ey + Ey_TE+Ey_TM+Ey_IRROT;

        if (isnan(Ey))
            disp('isNaN(Ey)')
        end
        Ez_TE = 0; %getEzTE(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ez_TM = getEzTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ez_IRROT =
getEzIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX);
        Ez = Ez + Ez_TE+Ez_TM+Ez_IRROT;

        if (isnan(Ez))
            disp('isNaN(Ez)')
        end

    end

    Exj(1,j)=Ex;
    Eyj(1,j)=Ey;
    Ezj(1,j)=Ez;
end
end

```

```

function Ex = getExTE(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
%%%%%%%%%%%%
Ex = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt ( omega * sigma * mu0 / 2.0) );
Rs = 1 / ( sigma * skin );

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ex = Ex -1i*omega*mu0*I0*8/(a*b*c)*1/Kc^2*1/(Kmnp^2-betaTE^2)*...
(-(x1-x0)/R*Ky*Int1+(y1-y0)/R*Kx*Int2)*...
(-Ky)*cos(Kx*x)*sin(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ex = getExTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
Ex = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt(omega * sigma * mu0 / 2.0) );
Rs = 1 / ( sigma * skin );

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ex = Ex -1i*omega*mu0*I0*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*1/(Kmnp^2-betaTM^2)*...
(-(x1-x0)/R*Kx*Kz*Int1-(y1-y0)/R*Ky*Kz*Int2+(z1-z0)/R*Kc^2*Int3)*...
(-Kx*Kz/Kc^2)*cos(Kx*x)*sin(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ex = getExIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
%%%%%%%%%%%%
Ex = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);

if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt ( omega * sigma * mu0 / 2.0) );
Rs = 1 / ( sigma * skin );

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ex = Ex -I0/(1i*omega*epsilon)*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*...
((x1-x0)/R*Kx*Int1+(y1-y0)/R*Ky*Int2+(z1-z0)/R*Kz*Int3)*...
Kx*cos(Kx*x)*sin(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ey = getEyTE(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
%%%%%%%%%%%%
Ey = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt (omega * sigma * mu0 / 2.0) );
Rs = 1 / ( sigma * skin );

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ey = Ey -1i*omega*mu0*I0*8/(a*b*c)*1/Kc^2*1/(Kmnp^2-betaTE^2)*...
(-x1-x0)/R*Ky*Int1+(y1-y0)/R*Kc*Int2)*...
Kx*sin(Kx*x)*cos(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ey = getEyTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
Ey = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt(omega * sigma * mu0 / 2.0)) ;
Rs = 1 / ( sigma * skin) ;

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ey = Ey -1i*omega*mu0*I0*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*1/(Kmnp^2-betaTM^2)*...
(-(x1-x0)/R*Kx*Kz*Int1-(y1-y0)/R*Ky*Kz*Int2+(z1-z0)/R*Kc^2*Int3)*...
(-Ky*Kz/Kc^2)*sin(Kx*x)*cos(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ey = getEyIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
Ey = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt(omega * sigma * mu0 / 2.0)) ;
Rs = 1 / ( sigma * skin) ;

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ey = Ey -I0/(1i*omega*epsilon)*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*...
((x1-x0)/R*Kx*Int1+(y1-y0)/R*Ky*Int2+(z1-z0)/R*Kc^2*Int3)*...
Ky*sin(Kx*x)*cos(Ky*y)*sin(Kz*z);

end
end
end

```



```

function Ez = getEzTM(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
Ez = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt(omega * sigma * mu0 / 2.0) );
Rs = 1 / ( sigma * skin );

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ez = Ez -1i*omega*mu0*I0*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*1/(Kmnp^2-betaTM^2)*...
(-(x1-x0)/R*Kx*Kz*Int1-(y1-y0)/R*Ky*Kz*Int2+(z1-z0)/R*Kc^2*Int3)*...
sin(Kx*x)*sin(Ky*y)*cos(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Ez = getEzIRROT(x,y,z,a,b,c,I0,x0,y0,z0,x1,y1,z1,omega,beta,sigma,M_MAX,N_MAX,P_MAX)
%x,y,z coordinate in cui si valuta il campo
%x0,y0,z0 coordinate inizio segmento
%x1,y1,z1 coordinate fine segmento

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
epsilon = 8.85e-12;
eta0 = 120*pi;
mu0 = 4*pi*1.e-7;

%%%%%%%%%%%% formula 55 pag 29
Ez = 0.;
for m = 1:M_MAX
for n = 1:N_MAX
for p = 1:P_MAX
Kx = m*pi/a; Ky = n*pi/b; Kz = p*pi/c;
Kc = sqrt(Kx^2+Ky^2); Kmnp = sqrt(Kx^2+Ky^2+Kz^2);
if(m==0) delta_m=2; else delta_m=1; end
if(n==0) delta_n=2; else delta_n=1; end
if(p==0) delta_p=2; else delta_p=1; end

skin = 1 / ( sqrt(omega * sigma * mu0 / 2.0)) ;
Rs = 1 / ( sigma * skin) ;

QTM_num = Kmnp * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTM_den = b*c*Kx^2 + a*c*Ky^2 + a*b*Kc^2/delta_p;

QTM_mnp = QTM_num/QTM_den;

QTE_num = Kmnp^3 * eta0 * a*b*c * Kc^2 / (4.0 * Rs);
QTE_den = b*c*Ky^2*Kz^2+Kc^4/delta_m +...
a*c*Kx^2*Kz^2+Kc^4/delta_n +...
a*b*Kz^2*Kc^2;

QTE_mnp = QTE_num/QTE_den;

omega_mnp = 3.e8*Kmnp;

betaTM = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTM_mnp*omega)));
betaTE = sqrt(beta^2*(1-(-1+1i)*omega_mnp/(QTE_mnp*omega)));

Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int2 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);
Int3 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz);

Ez = Ez -I0/(1i*omega*epsilon)*8/(a*b*c)*1/Kmnp^2*...
((x1-x0)/R*Kx*Int1+(y1-y0)/R*Ky*Int2+(z1-z0)/R*Kc^2*Int3)*...
Kz*sin(Kx*x)*sin(Ky*y)*cos(Kz*z);

end
end
end

```

```

function Int1 = getInt1(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz)
S_theta_phi = 1;

if((x1-x0) == 0)
    my = 0;
    mz = 1;
else
    my = (y1-y0)/(x1-x0);
    mz = (z1-z0)/(x1-x0);
end

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);

if(((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)==0)
    cos_phi = 1;
    sin_phi = 0;
else
    cos_phi = (x1-x0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
    sin_phi = (y1-y0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
end

sin_theta = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)/R;
cos_theta = (z1-z0)/R;

S_theta_phi = cos_phi*sin_theta+my*sin_phi*sin_theta+mz*cos_theta;

if(( Kx+Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I11 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I11 = (sin( Kx*x1+Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0-Kz*z0))/( Kx+Ky*my-Kz*mz);
end

if((-Kx+Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I12 = (x1-x0)*cos(Ky*my);
else
    I12 = (sin( -Kx*x1+Ky*y1-Kz*z1)-sin( -Kx*x0+Ky*y0-Kz*z0))/( -Kx+Ky*my-Kz*mz);
end

if(( Kx+Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I13 = (x1-x0)*cos(Kx);
else
    I13 = (sin( Kx*x1+Ky*y1+Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0+Kz*z0))/( Kx+Ky*my+Kz*mz);
end

if((-Kx+Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I14 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I14 = (sin( -Kx*x1+Ky*y1+Kz*z1)-sin( -Kx*x0+Ky*y0+Kz*z0))/( -Kx+Ky*my+Kz*mz);
end

Int1 = S_theta_phi/4*(I11+I12-I13-I14);

end

```

```

function Int1 = getInt2(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz)
S_theta_phi = 1;

if((x1-x0) == 0)
    my = 0;
    mz = 1;
else
    my = (y1-y0)/(x1-x0);
    mz = (z1-z0)/(x1-x0);
end

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
if(((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)==0)
    cos_phi = 1;
    sin_phi = 0;
else
    cos_phi = (x1-x0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
    sin_phi = (y1-y0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
end

sin_theta = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)/R;
cos_theta = (z1-z0)/R;

S_theta_phi = cos_phi*sin_theta+my*sin_phi*sin_theta+mz*cos_theta;

if(( Kx+Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I21 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I21 = (sin( Kx*x1+Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0-Kz*z0))/( Kx+Ky*my-Kz*mz);
end

if(( Kx-Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I22 = (x1-x0)*cos(Kx);
else
    I22 = (sin( Kx*x1-Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0-Ky*y0-Kz*z0))/( Kx-Ky*my-Kz*mz);
end

if(( Kx+Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I23 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I23 = (sin( Kx*x1+Ky*y1+Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0+Kz*z0))/( Kx+Ky*my+Kz*mz);
end

if(( Kx-Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I24 = (x1-x0)*cos(Ky*my);
else
    I24 = (sin( Kx*x1-Ky*y1+Kz*z1)-sin( Kx*x0-Ky*y0+Kz*z0))/( Kx-Ky*my+Kz*mz);
end

Int1 = S_theta_phi/4*(I21+I22-I23-I24);

end

```

```

function Int1 = getInt3(x1,y1,z1,x0,y0,z0,Kx,Ky,Kz)
S_theta_phi = 1;

if((x1-x0) == 0)
    my = 0;
    mz = 1;
else
    my = (y1-y0)/(x1-x0);
    mz = (z1-z0)/(x1-x0);
end

R = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2+(z1-z0)^2);
if(((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)==0)
    cos_phi = 1;
    sin_phi = 0;
else
    cos_phi = (x1-x0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
    sin_phi = (y1-y0)/sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2);
end

sin_theta = sqrt((x1-x0)^2+(y1-y0)^2)/R;
cos_theta = (z1-z0)/R;

S_theta_phi = cos_phi*sin_theta+my*sin_phi*sin_theta+mz*cos_theta;

if((Kx-Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I31 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I31 = (sin( Kx*x1-Ky*y1+Kz*z1)-sin( Kx*x0-Ky*y0+Kz*z0))/( Kx-Ky*my+Kz*mz);
end

if(( Kx-Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I32 = (x1-x0)*cos(Kx);
else
    I32 = (sin( Kx*x1-Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0-Ky*y0-Kz*z0))/( Kx-Ky*my-Kz*mz);
end

if(( Kx+Ky*my+Kz*mz) == 0)
    I33 = (x1-x0)*cos(Ky*my);
else
    I33 = (sin( Kx*x1+Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0+Kz*z0))/( Kx+Ky*my+Kz*mz);
end

if(( Kx+Ky*my-Kz*mz) == 0)
    I34 = (x1-x0)*cos(Kz*mz);
else
    I34 = (sin( Kx*x1+Ky*y1-Kz*z1)-sin( Kx*x0+Ky*y0-Kz*z0))/( Kx+Ky*my-Kz*mz);
end

Int1 = S_theta_phi/4*(I31+I32-I33-I34);

end

```

Codice A.5:

```
clear all;  
close all;
```

```
load('Ex_P1_f1000.mat');  
load('Ey_P1_f1000.mat');  
load('Ez_P1_f1000.mat');
```

```
Ex1=Ex;  
Ey1=Ey;  
Ez1=Ez;
```

```
load('Ex_P2_f1000.mat');  
load('Ey_P2_f1000.mat');  
load('Ez_P2_f1000.mat');
```

```
Ex2=Ex;  
Ey2=Ey;  
Ez2=Ez;
```

```
load('Ex_P3_f1000.mat');  
load('Ey_P3_f1000.mat');  
load('Ez_P3_f1000.mat');
```

```
Ex3=Ex;  
Ey3=Ey;  
Ez3=Ez;
```

```
load('Ex_P4_f1000.mat');  
load('Ey_P4_f1000.mat');  
load('Ez_P4_f1000.mat');
```

```
Ex4=Ex;  
Ey4=Ey;  
Ez4=Ez;
```

```
load('Ex_P5_f1000.mat');  
load('Ey_P5_f1000.mat');  
load('Ez_P5_f1000.mat');
```

```
Ex5=Ex;  
Ey5=Ey;  
Ez5=Ez;
```

```
load('Ex_P6_f1000.mat');  
load('Ey_P6_f1000.mat');  
load('Ez_P6_f1000.mat');
```

```
Ex6=Ex;  
Ey6=Ey;  
Ez6=Ez;
```

```

load('Ex_P7_f1000.mat');
load('Ey_P7_f1000.mat');
load('Ez_P7_f1000.mat');

Ex7=Ex;
Ey7=Ey;
Ez7=Ez;

load('Ex_P8_f1000.mat');
load('Ey_P8_f1000.mat');
load('Ez_P8_f1000.mat');

Ex8=Ex;
Ey8=Ey;
Ez8=Ez;

N_STIRRER = 60;

[h, p] = getCHI6DOF(N_STIRRER,1000,Ex,Ey,Ez);
fp = fopen('./CHI6DOF.txt','a');
fprintf(fp,'1000 %.2f %.2f\n\r',h,p);

[sx,sy,sz,stot] = getUniformity(Ex1,Ey1,Ez1,Ex2,Ey2,Ez2,Ex3,Ey3,Ez3,Ex4,Ey4,Ez4,...
                               Ex6,Ey6,Ez6,Ex7,Ey7,Ez7,Ex7,Ey7,Ez7,Ex8,Ey8,Ez8)
fp = fopen('./Uniformity.txt','a');
fprintf(fp,'1000 %.2f %.2f %.2f %.2f\n\r',sx,sy,sz,stot);
I12 = getInhomogeneity('P1',Ex1,Ey1,Ez1,...
                       'P2',Ex2,Ey2,Ez2,...
                       N_STIRRER,1);
fp = fopen('./Inhomogeneity.txt','a');
fprintf(fp,'1000 %.2f\n\r',I12);

[Atot, Axy, Axz, Ayz] = ...
    getAnisotropy_Serra(Ex1,Ey1,Ez1,N_STIRRER)
fp = fopen('./Anisotropy.txt','a');
fprintf(fp,'1000 %.2f %.2f %.2f %.2f\n\r',Axy,Axz,Ayz,Atot);

disp('end');

function [h,p] = getCHI6DOF(ns, f, Ex, Ey, Ez)
%UNTITLED Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
for i=1:ns
    E(i) = sqrt(abs(Ex(i))^2+abs(Ey(i))^2+abs(Ez(i))^2);
end

for ii=1:ns-1
    for i=1:ns-1
        if(E(i)>E(i+1))
            app = E(i+1);
            E(i+1) = E(i);
            E(i) = app;
        end
    end
end
end

```

```

E=E/mean(E);

for i=1:ns
    f1(i)=i/ns;
    f2(i) = 1-exp(-2.76*E(i))*(3.81 *E(i)^2+2.76*E(i)+1);
end

figure1 = figure;
axes1 = axes('Parent',figure1);
plot1 = plot(E,f1,E,f2);
buff=sprintf('CDF f=%d MHz',f);
title(buff);
xlabel({'|E|/<|E|>'});
box(axes1,'on');
hold(axes1,'off');
set(plot1(1),'DisplayName','simulations');
set(plot1(2),'DisplayName','expected');
legend1 = legend(axes1,'show');
set(legend1,...
    'Position',[0.675595240543286 0.171031748302399 0.199999996753676 0.0869047596341086]);

[h,p] = kstest2(f1,f2);

end

function [std_xdB,std_ydB,std_zdB,std_totdB] =
getUniformity(Ex1,Ey1,Ez1,Ex2,Ey2,Ez2,Ex3,Ey3,Ez3,Ex4,Ey4,Ez4,...
              Ex5,Ey5,Ez5,Ex6,Ey6,Ez6,Ex7,Ey7,Ez7,Ex8,Ey8,Ez8)
%UNTITLED2 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here

Exmax = [max(abs(Ex1)),max(abs(Ex2)),max(abs(Ex5)),max(abs(Ex4))...
        ,max(abs(Ex5)),max(abs(Ex6)),max(abs(Ex7)),max(abs(Ex8))];

std_x = std(Exmax);
std_xdB = 20*log10((std_x+mean(Exmax))/(mean(Exmax)));

Eymax = [max(abs(Ey1)),max(abs(Ey2)),max(abs(Ey5)),max(abs(Ey4))...
        ,max(abs(Ey5)),max(abs(Ey6)),max(abs(Ey7)),max(abs(Ey8))];

std_y = std(Eymax);
std_ydB = 20*log10((std_y+mean(Eymax))/(mean(Eymax)));

Ezmax = [max(abs(Ez1)),max(abs(Ez2)),max(abs(Ez5)),max(abs(Ez4))...
        ,max(abs(Ez5)),max(abs(Ez6)),max(abs(Ez7)),max(abs(Ez8))];

std_z = std(Ezmax);
std_zdB = 20*log10((std_z+mean(Ezmax))/(mean(Ezmax)));

```



```

Etot_max = [max(abs(Ex1)),max(abs(Ex2)),max(abs(Ex5)),max(abs(Ex4)),...
            max(abs(Ex5)),max(abs(Ex6)),max(abs(Ex7)),max(abs(Ex8)),...
            max(abs(Ey1)),max(abs(Ey2)),max(abs(Ey5)),max(abs(Ey4)),...
            max(abs(Ey5)),max(abs(Ey6)),max(abs(Ey7)),max(abs(Ey8)),...
            max(abs(Ez1)),max(abs(Ez2)),max(abs(Ez5)),max(abs(Ez4)),...
            max(abs(Ez5)),max(abs(Ez6)),max(abs(Ez7)),max(abs(Ez8))];

std_tot = std(Etot_max);
std_totdB = 20*log10((std_tot+mean(Etot_max))/(mean(Etot_max)));

```

```

disp('end of uniformity')
end

```

```

function I12 = getInhomogeneity(fname1,Ex1,Ey1,Ez1,...
    fname2,Ex2,Ey2,Ez2,...
    N_STIRRER,plot_figure)

```

```

for nsmax=1:N_STIRRER
    for ns=1:nsmax
        absEx1 = abs(Ex1);
        absEy1 = abs(Ey1);
        absEz1 = abs(Ez1);

        absEx2 = abs(Ex2);
        absEy2 = abs(Ey2);
        absEz2 = abs(Ez2);

        Ix(ns) = (absEx1(ns)^2-absEx2(ns)^2)/(absEx1(ns)^2+absEx2(ns)^2);
        Iy(ns) = (absEy1(ns)^2-absEy2(ns)^2)/(absEy1(ns)^2+absEy2(ns)^2);
        Iz(ns) = (absEz1(ns)^2-absEz2(ns)^2)/(absEz1(ns)^2+absEz2(ns)^2);

        Itot(ns) = sqrt((Ix(ns)^2+Iy(ns)^2+Iz(ns)^2)/3);
    end
end

```

```

I_tot_mean(ns)= mean(Itot);
I_tot_std(ns) = std(Itot);

```

```

end

```

```

if(plot_figure)

```

```

    % Create figure
    figure1 = figure;
    nsls=linspace(1,N_STIRRER,N_STIRRER);

```

```

    % Create axes
    axes1 = axes('Parent',figure1);
    hold(axes1,'on');

```

```

% Create multiple lines using matrix input to plot

plot1 = plot(nsls,10*log10(I_tot_mean),nsls,10*log10(I_tot_std));

set(plot1(1),'DisplayName','<I_1_2>');
set(plot1(2),'DisplayName','\sigma(I_1_2)');

% Create xlabel
xlabel({'Sample Size N'});
ylabel({'I_1_2 [dB]'});

% Create title
buff = sprintf('Field Inhomogeneity - %s %s', fname1, fname2);
title(buff);
% Uncomment the following line to preserve the X-limits of the axes
% xlim(axes1,[10 50]);
% Uncomment the following line to preserve the Y-limits of the axes
% ylim(axes1,[-29.8250728862974 0.174927113702623]);
box(axes1,'on');
hold(axes1,'off');
% Create legend
legend1 = legend(axes1,'show');
set(legend1,...
    'Position',[0.718452382602152 0.168650796772942 0.1464285697788 0.115476187354042]);

end

I12 = 10*log10(I_tot_mean(1,N_STIRRER));

end

function [retvalAtot, retvalAxy, retvalAxz, retvalAyz] = ...
    getAnisotropy_Serra(Ex,Ey,Ez,N_STIRRER)
for nsmax=10:N_STIRRER
    for ns=1:nsmax
        avgEx = abs(mean(Ex));
        avgEy = abs(mean(Ey));
        avgEz = abs(mean(Ez));

        end

        avgAxy(nsmax) = abs((avgEx^2-avgEy^2)/(avgEx^2+avgEy^2));
        avgAxz(nsmax) = abs((avgEx^2-avgEz^2)/(avgEx^2+avgEz^2));
        avgAyz(nsmax) = abs((avgEy^2-avgEz^2)/(avgEy^2+avgEz^2));

        avgA(nsmax) = sqrt((avgAxy(nsmax)^2+avgAxz(nsmax)^2+avgAyz(nsmax)^2)/3);

        covAxy(nsmax) = cov(avgAxy);
        covAxz(nsmax) = cov(avgAxz);
        covAyz(nsmax) = cov(avgAyz);
        covA(nsmax) = cov(avgA);
    end
end

```

```

for ns=10:N_STIRRER
    if ns<31
        Amedium(ns) = -2.5-2.5*(ns-10)/20;
        Agood(ns) = -5-5*(ns-10)/20;
    else
        Amedium(ns) = -5-2.5*(ns-31)/69;
        Agood(ns) = -10-2.5*(ns-31)/69;
    end
end

nsls=linspace(10,N_STIRRER,N_STIRRER-10+1);

%% Create figure
figure1 = figure;
%%
%% Create axes
axes1 = axes('Parent',figure1);
hold(axes1,'on');
%%
%% Create multiple lines using matrix input to plot
%%
plot1 = plot(nsls,10*log10(avgA(1,10:N_STIRRER)),nsls,10*log10(avgAxy(1,10:N_STIRRER)),...
    nsls,10*log10(avgAxz(1,10:N_STIRRER)),nsls,10*log10(avgAyz(1,10:N_STIRRER)),...
    nsls,Amedium(1,10:N_STIRRER),nsls,Agood(1,10:N_STIRRER));
%%
set(plot1(1),'DisplayName','A_T_O_T');
set(plot1(2),'DisplayName','A_X_Y');
set(plot1(3),'DisplayName','A_X_Z');
set(plot1(4),'DisplayName','A_Y_Z');
set(plot1(5),'DisplayName','medium');
set(plot1(6),'DisplayName','good');
%%
%% Create xlabel
xlabel({'number of field configurations'});
%%
%% Create title
buff = sprintf('E field avg Anisotropy - %s', fname);
title(buff);
%% Uncomment the following line to preserve the X-limits of the axes
%% xlim(axes1,[10 50]);
%% Uncomment the following line to preserve the Y-limits of the axes
%% ylim(axes1,[-29.8250728862974 0.174927113702623]);
box(axes1,'on');
hold(axes1,'off');
%% Create legend
legend1 = legend(axes1,'show');
set(legend1,...
    'Position',[0.147023811812202 0.132936516498763 0.16785714056875 0.301190467675527]);

retvalAtot = 10*log10(avgA(N_STIRRER));
retvalAxy = 10*log10(avgAxy(N_STIRRER));
retvalAxz = 10*log10(avgAxz(N_STIRRER));
retvalAyz = 10*log10(avgAyz(N_STIRRER));

```

```

% figure;
% plot(nsls,10*log10(covA(1,10:N_STIRRER)),nsls,10*log10(covAxy(1,10:N_STIRRER)),...
%   nsls,10*log10(covAxz(1,10:N_STIRRER)),nsls,10*log10(covAyz(1,10:N_STIRRER)),...
%   nsls,Amedium(1,10:N_STIRRER),nsls,Agood(1,10:N_STIRRER));
% title('E field cov Anisotropy')

axy=sort(avgAxy);
axz=sort(avgAxz);
ayz=sort(avgAyz);

% figure2 = figure;
% axes2 = axes('Parent',figure2);
% hold(axes2,'on');
%
% xa = linspace(-1,1,N_STIRRER);
% FAxy = (1 + xa)/2;
% plot2 = plot(xa,(axy+1)/2,xa,(axz+1)/2,xa,(ayz+1)/2,xa ,FAxy);
%
% box(axes2,'on');
% hold(axes2,'off');
%
% set(plot2(1),'DisplayName','A_X_Y');
% set(plot2(2),'DisplayName','A_X_Z');
% set(plot2(3),'DisplayName','A_Y_Z');
% set(plot2(4),'DisplayName','expected');
% % Create legend
% legend2 = legend(axes2,'show');
% set(legend2,...
%   'Position',[0.700595240543286 0.151984135546382 0.178571425963725 0.301190467675527]);
%
% buff = sprintf('CDF of Anisotropy - %s', fname);
% title(buff);

%CHI2DOF

a = sort(avgA);
for ns=1:N_STIRRER
    th(ns) = ns/N_STIRRER;
    ex(ns) = 1-exp(-2.76*a(ns))*(3.81*a(ns)^2+2.76*a(ns)+1);
end

% figure
% plot(a,th,a,ex);
%
% buff = sprintf('CDF of A_T_O_T - %s', fname);
% title(buff);

end

```

BIBLIOGRAFIA

- [0] Tommaso Casoni, *Progetto e simulazione numerica di un'antenna a banda larga per camere riverberanti*. PhD thesis, Università Politecnica delle Marche, 2020
- [1] Dario Fedeli, *Studio di un nuovo metodo per definire il volume di lavoro per camere riverberanti*. PhD thesis, Università Politecnica delle Marche, 2011.
- [2] Giulio Cinti, *Studio delle conformità alle normative per test di immunità radiata in camera riverberante: confronto tra diverse modalità di mescolamento*. PhD thesis, Università Politecnica delle Marche, 2016.
- [3] Mattia Zizzi, *Confronto tra diversi sistemi di mescolamento in camera riverberante per valutare la suscettibilità di apparati schermati*. PhD thesis, Università Politecnica delle Marche, 2018.
- [4] Graziano Cerri, V Mariani Primiani, S Pennesi, and Paola Russo, Source stirring mode for reverberation chambers. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 47(4):815-823, 2005.
- [5] Graziano Cerri, Valter Mariani Primiani, Carlo Monteverde, and Paola Russo, A theoretical feasibility study of a source stirring reverberation chamber. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 51(1):3-11, 2009.
- [6] G Cerri, V Mariani Primiani, and P Russo. Reverberation chamber field modeling for application to the source stirring technique. In *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 536-539. IEEE, 2010.
- [7] V Mariani Primiani, P Russo, and G Cerri. Experimental characterization of a reverberation chamber excited by the source stirring technique. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pages 1-6. IEEE, 2012.
- [8] Paola Russo, Valter Mariani Primiani, and Graziano Cerri. An efficient model for the field analysis in source stirred reverberation chambers. In *2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 420-424. IEEE, 2013.
- [9] A De Leo, V Mariani Primiani, P Russo, and G Cerri. Analytical prediction of common mode noise in a source stirred reverberation chamber. In *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pages 1207-1212. IEEE, 2015.
- [10] John Daniel Kraus and Ronald J Marhefka, *Antennas for all applications*. In *aaa*, 2002.
- [11] JD Kraus. 1991, *Electromagnetics*, McGraw-Hill, New York.
- [12] DE Baker, *Design of a broadband impedance-matching section for peripherally fed helical antennas*. In *Antenna Applications Symposium*, 1980.

- [13] KR Carver, The helicone-a circularly polarized antenna with low sidelobe level. *Proceedings of the IEEE*, 55(4):559-559, 1967.
- [14] K Carver and B Potts, Some characteristics of the helicone antenna. In 1970 *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 8, pages 142-150. IEEE, 1970.
- [15] Otto J Glasser and John D Kraus, *Measured impedances of helical beam antennas*. *Journal of Applied Physics*, 19(2):193-197, 1948.
- [16] H King and J Wong, 240-400 mhz antenna system for the fleetsatcom satellites. In 1977 *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 15, pages 349-352. IEEE, 1977.
- [17] H King and J Wong, Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 28(2):291-296, 1980.
- [18] John D Kraus, Helical beam antennas for wide-band applications. *Proceedings of the IRE*, 36(10):1236-1242, 1948.
- [19] JOHN Kraus, A 50-ohm input impedance for helical beam antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25(6):913-931, 1977.
- [20] J Wong and H King. Broadband quasi-taper helical antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(1):72-78, 1979.
- [21] JD Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill book company. Inc., New York, New York, 1950.
- [22] Constantine A Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2012.
- [23] John David Jackson, *Classical electrodynamics*, 1999.
- [24] David A Hill, *Electromagnetic fields in cavities: deterministic and statistical theories*, volume 35. John Wiley & Sons, 2009.
- [25] David A Hill, Mark T Ma, Artur R Ondrejka, Bill F Riddle, Myron L Crawford and Robert T Johnk, *Aperture excitation of electrically large, lossy cavities*. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, 36(3):169-178, 1994.
- [26] Kent Rosengren and Per-Simon Kildal. Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for the characterization of antennas in a multipath environment. *Microwave and Optical Technology Letters*, 30(6):386-391, 2001.
- [27] David A Hill. *Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers*. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 40(3):209-217, 1998.
- [28] Paul Hallbjorner, Estimating the number of independent samples in reverberation chamber measurements from sample differences. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 48(2):354-358, 2006.

- [29] Joseph G Kostas and Bill Boverie, Statistical model for a mode-stirred chamber. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 33(4):366-370, 1991.
- [30] Larry C Andrews and Ronald L Phillips, *Mathematical techniques for engineers and scientists*, volume 118. Spie Press, 2003.
- [31] AT Adams, R Greenough, R Wallenberg, Ada Mendelovicz, and C Lumjiak, *The quadrifilar helix antenna. IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 22(2):173-178, 1974.
- [32] Edward E Altshuler, Design of a vehicular antenna for gps/iridium using a genetic algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(6):968-972, 2000.
- [33] DJ Angelakos and D Kajfez. Modifications on the axial-mode helical antenna. *Proceedings of the IEEE*, 55(4):558-559, 1967.
- [34] EA Blasi. The theory and application of the radiation mutual-coupling factor. *Proceedings of the IRE*, 42(7):1179-1183, 1954.
- [35] Mark AR Gunston, *Microwave transmission-line impedance data*. Noble, 1996.
- [36] T SoMo Maclean and WEJ Farvis. The sheath-helix approach to the helical aerial. *Proceedings of the IEE-Part C: Monographs*, 109(16):548-555, 1962.
- [37] Myron L Crawford and Galen H Koepke. Design, *Evaluation, and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility/ vulnerability measurements*. Technical report, United States. Government Printing Office., 1986.
- [38] A De Leo, V Mariani Primiani, P Russo and G Cerri. Design of a Broadband Antenna for a Reverberation Chamber with Multiple Antenna Source Stirring. In *2021 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pages 1207-1212. IEEE, 2015.

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio il Professor Valter Mariani per essere stato il mio relatore per la seconda volta, includendomi nella sua attività di ricerca con la solita passione per la materia che lo contraddistingue. E' stato sempre cordiale e disponibile nel fornirmi ogni tipo di nozione teorica, contribuendo a produrre un elaborato completo in ogni suo aspetto.

Ringrazio l'Ingegnere Alfredo De Leo per avermi seguito anche in questo percorso di studi, mantenendo la figura di professionista fondamentale per lo sviluppo della mia tesi. Mi ha trasmesso ogni sua conoscenza, permettendomi di apprendere nuovi elementi del mondo dell'elettromagnetismo, con l'umiltà e il rigore che lo hanno sempre caratterizzato.

Ringrazio la mia famiglia per avermi dato la possibilità di concludere gli studi e per aver investito nella mia formazione. Ringrazio mia madre, che sarà sempre la donna della mia vita, mio padre per il bene che fa in silenzio e i miei fratelli, a cui auguro il meglio che la vita possa loro offrire. Ringrazio nonno Mario, il mio primo tifoso e il mio idolo, e nonna Natalina per mettermi ogni volta al centro del suo cuore.

Ringrazio la mia fidanzata Maria che è stata la prima persona a gioire di ogni mio successo e ad esserci quando avevo bisogno di sostegno. Senza di lei non sarei riuscito a trovare la giusta pace interiore per concludere al meglio questo percorso universitario: semplicemente fondamentale in ogni aspetto della vita quotidiana. Mi auguro di continuare ad averla accanto per qualunque percorso che il destino mi porrà davanti.

Ringrazio tutti i miei amici: quelli delle Logge che sono la mia squadra anche fuori dal rettangolo di gioco e dalla playstation; quelli storici per essermi accanto da più di vent'anni e quelli del Gemellaggio per l'affetto incondizionato che hanno riversato nella mia vita. Ringrazio in particolare Frà per essere un fratello con cui basta uno sguardo per capirsi, Melissa per saper leggere le mie ansie nascoste, Zex per essere stato sempre al mio fianco, Fef per essere la persona più buona del mondo e Franco, fratello d'oltreoceano.

Ringrazio la famiglia Faggi, la mia seconda casa: Gioia e Ginevra sono come sorelle, Giulia e Giovanni due confidenti da cui si può solo imparare e Giada una ragazza al quale non si può non voler bene.

Ringrazio i miei compagni di squadra della Sampaolese e della corazzata di Mister Torbi: spero di essere riuscito a darvi anche solo la metà di ciò che mi avete trasmesso.

Ringrazio i miei cari amici-colleghi Pesa e Babbì che tanto mi sono mancati in questo percorso: senza di voi non è stato lo stesso.

Ringrazio Raffaele che ha vissuto parallelamente con me questa magistrale: persona onesta e corretta come poche.

Ringrazio il mio vicino di casa Renato, uomo dal cuore nobile, che mi permette di passare molto tempo con Mimi, che amo con tutto me stesso. Ringrazio Vittorio e Marcella: praticamente dei nonni.

Ringrazio i miei amici del club Juve: siete la famiglia bianconera senza la quale non riuscirei a guardare una partita.