

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITA' DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
"GUGLIELMO MARCONI"

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA PER L'ENERGIA
E L'INFORMAZIONE

**STUDIO E IMPLEMENTAZIONE DI UN
MODELLO DI SCATTERING PER SUPERFICI
INTELLIGENTI RICONFIGURABILI**

Elaborato di
Campi Elettromagnetici

Relatore:
Prof. Vittorio Degli Esposti

Presentata da:
Mattia Fabiani

Correlatore:
Prof. Enrico Maria Vitucci

SESSIONE I
ANNO ACCADEMICO 2020/2021

Indice

Introduzione	1
1 RIS e Principali Applicazioni	3
1.1 Introduzione alle Metasuperfici	3
1.1.1 Caratteristiche Principali	3
1.2 Superfici Intelligenti Riconfigurabili	7
1.2.1 Aspetti Tecnologici	7
1.2.2 Principali Applicazioni	9
2 Modello Utilizzato	11
2.1 Modello "Effective Roughness" per RIS	11
2.1.1 Considerazioni iniziali	11
2.1.2 Bilancio di potenza locale per una RIS omogeneizzata	13
2.1.3 Espressione integrale del Campo Elettrico	13
2.1.4 Espressione discreta del Campo Elettrico	14
2.2 Esempi applicativi	16
2.2.1 Profilo di fase per riflessione anomala	16
2.2.2 Profilo di fase per riflessione focalizzante	17
2.2.3 Calcolo analitico per riflessione anomala	18
2.3 Test del Modello	22
2.3.1 Tempi di Calcolo ed Errore fra Modelli	22
2.3.2 Risultati Ottenuti	25
3 Implementazione nel Ray Tracing	31
3.1 Simulatore 3D-Scat	31
3.1.1 Files di Input	32
3.1.2 Files di Output	34
3.2 Validazione e Risultati	34
3.2.1 RIS e parete metallica ideale	34
3.2.2 Scenario Indoor	35
3.2.3 Scenario Semi-Indoor	37

Conclusioni	41
Bibliografia	43

Introduzione

Il continuo incremento del traffico dati nella rete costringe all'implementazione di soluzioni innovative per soddisfare gli stringenti requisiti previsti per le reti di sesta generazione (6G). Le *Reconfigurable Intelligent Surfaces* (RIS) sono una tecnologia attualmente in via di sviluppo e costituiscono un nuovo paradigma per le reti future, grazie alla loro capacità di rendere l'ambiente controllabile via software.

Generalmente un segnale trasmesso via wireless è soggetto a fading provocato da attenuazione da spazio libero e cammini multipli, con ritardi di entità diversa per ogni percorso. Tuttavia, con l'impiego di Superfici Intelligenti Riconfigurabili, risulta possibile pilotare la propagazione sfruttando, per esempio, la loro capacità di riflettere un'onda elettromagnetica (EM) verso direzioni preferenziali, non necessariamente in linea con la legge della riflessione. Il tipo di interazione, infatti, può essere modificato nel tempo in seguito ad una riconfigurazione software della RIS. Questi pannelli possono essere applicati su diverse tipologie di superfici, come mura di edifici e finestrini di autoveicoli, poiché non influenzano l'estetica dell'oggetto che rivestono e non richiedono alimentazioni esterne (se non in fase di programmazione) in quanto passivi. L'utilizzo di questi dispositivi permette di evitare, per merito della facilità di applicazione ed economicità complessiva, l'inserimento di *Base Station* (BS) aggiuntive in luoghi altrimenti scomodi per l'installazione, come zone urbane densamente abitate.

In questo elaborato si propone lo studio e l'implementazione di un modello macroscopico di scattering applicato alle RIS, ponendo particolare attenzione all'effetto di alcune funzioni che sono in grado di svolgere nei confronti di un'onda piana incidente. Nel Capitolo 1 sono illustrate le principali caratteristiche tecnologiche delle RIS e le loro applicazioni in ambiente indoor e outdoor. Nel capitolo 2 viene descritto il modello impiegato e alcuni esempi applicativi delle funzioni eseguite, compresi diversi test mediante il software Matlab. Infine, nel Capitolo 3, si mostra l'applicazione del modello all'interno del programma di Ray Tracing, simulando un case-study simile a quanto svolto in [1] e una generalizzazione in ambiente semi-indoor.

Capitolo 1

RIS e Principali Applicazioni

1.1 Introduzione alle Metasuperfici

Il canale radiomobile, oltre a causare attenuazione da spazio libero, è incontrollabile e costringe all'ottimizzazione dei soli estremi della comunicazione, ovvero trasmettitore e ricevitore. Con l'aumento delle frequenze, si pensi alle onde millimetriche, oltre all'attenuazione da spazio libero si riscontrano [1] effetti negativi per quanto riguarda l'ostruzione: oggetti di dimensioni ridotte possono favorire tale fenomeno.

Le metasuperfici altro non sono che la controparte bidimensionale dei metamateriali, strutture volumetriche artificiali aventi proprietà elettromagnetiche particolari. I metamateriali, come descritto in [1], sono caratterizzati da una ripetizione periodica nel volume di meta-atomi, elementi conduttivi con geometria variabile posti su un substrato dielettrico.

Diversamente a quanto accade in natura, ove le proprietà dei materiali derivano dalla struttura molecolare, nelle metasuperfici le proprietà elettromagnetiche dipendono esclusivamente dal design microscopico, ovvero dalla forma e disposizione di ogni elemento base, il meta-atomo.

1.1.1 Caratteristiche Principali

Nel momento in cui un'onda EM interagisce con una metasuperficie, si crea una corrente indotta [1] nei meta-atomi. La corrente totale che si instaura nel pannello dipende dalla geometria, spaziatura e composizione dei singoli elementi conduttivi. Di conseguenza, anche il campo riflesso è funzione di essi. Una metasuperficie è considerata tale solo se soddisfa certe caratteristiche, in particolare devono valere, con riferimento a [1]:

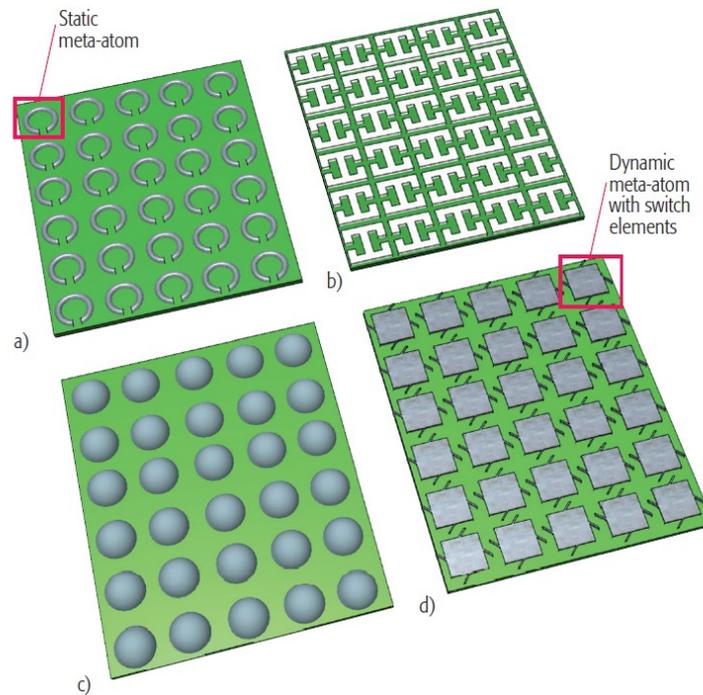


Figura 1.1: Diverse strutture di meta-atomi; metasuperfici (a), (b), (c) statiche e (d) dinamica. Fonte: [1]

- Larghezza e lunghezza della parete molto maggiori della lunghezza d'onda (λ), tipicamente almeno $\approx 10 \lambda$
- Spessore della parete molto inferiore rispetto a λ , empiricamente si sceglie una dimensione nell'intorno di $\lambda/10 \div \lambda/5$
- Spaziatura fra gli elementi conduttivi inferiore rispetto a λ , tipicamente $\lambda/10 \div \lambda/5$ oppure $\approx \lambda/2$

Si noti che, per ottenere risultati soddisfacenti dalle metasuperfici, esse devono essere elettricamente grandi (ovvero aventi dimensioni lineari che comprendono almeno una decina di lunghezze d'onda). Maggiori sono gli elementi che contribuiscono nell'interazione, migliore sarà il risultato ottenuto in termini di qualità della funzione svolta dal pannello.

Esistono molteplici tipologie di metasuperfici, per esempio possono essere: statiche o dinamiche, passive o attive (queste ultime sono oggetto del presente elaborato), con struttura *phase-gradient*, *local* o *non-local* design e così via.

Metasuperfici statiche e dinamiche

In figura 1.1 vi sono tre rappresentazioni diverse per una metasuperficie statica, in cui il pattern di meta-atomi viene ripetuto periodicamente lungo la struttura. Una volta definita la geometria della parete, infatti, viene fissata l'interazione con le onde EM incidenti.

Un esempio di design microscopico di una metasuperficie è illustrato in figura 1.2, in cui la struttura base detta *unit-cell* [2], avente una geometria cosiddetta "dog-bone-shaped", viene replicata sei volte (scalando alcune grandezze) per formare la periodicità, *super-cell*, della metasuperficie risultante.

Sono di particolare interesse le metasuperfici dinamiche, le quali si contrappongono alle controparti statiche per il fatto di modificare il proprio comportamento mediante switch programmabili, i quali stabiliscono la connessione e quindi le correnti indotte sui meta-atomi. Un esempio di metasuperficie dinamica viene proposta in figura 1.1 (d), in cui si mantengono gli stessi accorgimenti del design statico in termini di dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda. Un design di tipo dinamico è caratterizzato da una maggior flessibilità, l'interazione con il campo incidente dipende, in questo caso, dalla configurazione della rete di switch.

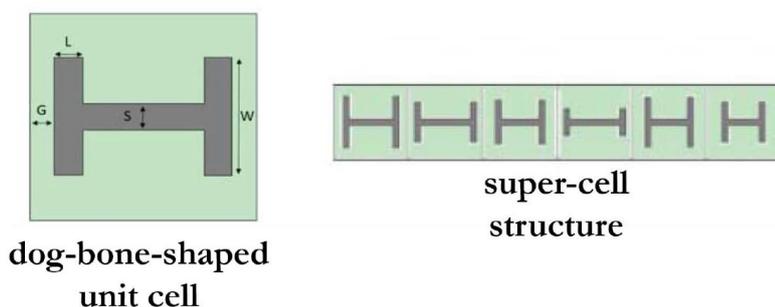


Figura 1.2: Esempio di meta-atomi *dog-bone-shaped*. Fonte: [2]

Metasuperfici phase-gradient

Come si deduce dal nome, questo tipo di metasuperfici è in grado di applicare un determinato gradiente di fase all'onda EM incidente. Con una metasuperficie *phase-gradient* è possibile realizzare la funzione di riflessione anomala. Il pannello risulta essere in grado di riflettere un'onda piana verso direzioni predefinite, anche diverse da quella speculare, in funzione del design relativo ai meta-atomi.

Alcune non idealità delle metasuperfici phase-gradient sono mostrate in figura 1.3. L'energia totale in input non viene totalmente proiettata nella direzione

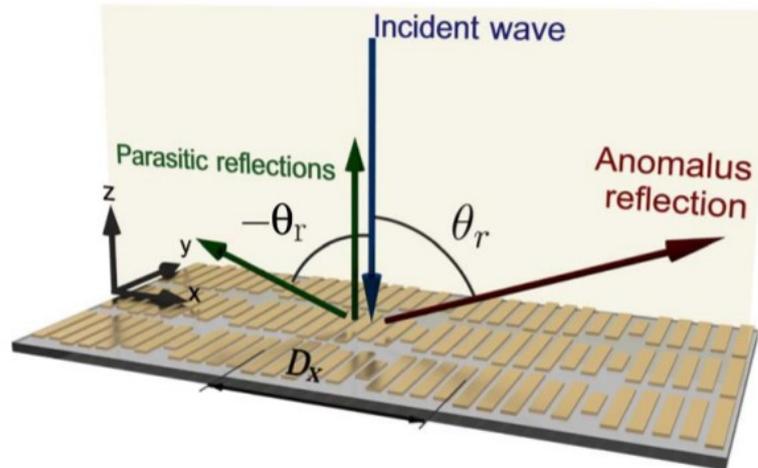


Figura 1.3: Metasuperficie phase-gradient, struttura e non idealità. Fonte: [3]

desiderata, ma si disperde tramite la propagazione di diversi modi, con angoli di riflessione per lo più diversi. In [3, 4] si evidenzia soprattutto la presenza di un contributo spurio in direzione opposta rispetto all'angolo di riflessione anomala, oltre ad uno in relazione alla direzione di arrivo.

Local e non-local design

Si parla di metasuperfici con design *non-local* nel caso in cui gruppi di meta-atomi adiacenti siano energeticamente accoppiati fra loro. Vi possono essere trasferimenti di potenza da certe zone ad altre del pannello, tramite la propagazione di onde superficiali nel substrato. Si può affermare che una metasuperficie non-local sia globalmente passiva; valutando invece un bilancio di potenza locale, non è detto che valga lo stesso.

Al contrario, in un design di tipo *local*, ogni elemento base risulta indipendente dalle componenti adiacenti, non vi sono trasferimenti di energia lungo la metasuperficie. Il concetto di passività viene rispettato sia globalmente, sia localmente.

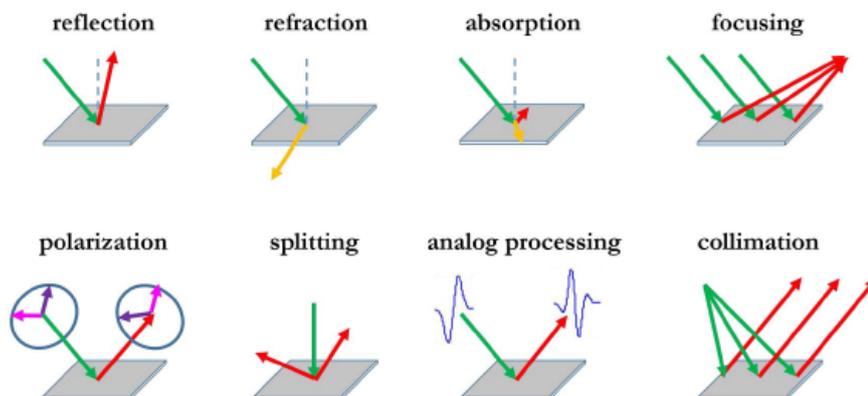


Figura 1.4: Alcune funzioni che le metasuperfici sono in grado di svolgere. Fonte: [2]

1.2 Superfici Intelligenti Riconfigurabili

L'impiego delle RIS costituisce una svolta dal punto di vista del canale, il quale può essere ingegnerizzato sfruttando le numerose funzioni messe a disposizione da questi dispositivi. Esse costituiscono una tecnologia in grado di contribuire alla realizzazione del concetto di Smart Radio Environments [2] (SREs). In questa visione l'ambiente contribuisce attivamente all'ottimizzazione del canale radiomobile, essendo programmabile via software, con la capacità di trasmettere nuovi dati riciclando, quando possibile, le onde EM già presenti nel canale.

Come definito in [2], una RIS altro non è che un sottile strato di metasuperficie, caratterizzata da un costo relativamente basso e avente la peculiarità di essere ri-programmata per rispondere correttamente alle esigenze del canale.

1.2.1 Aspetti Tecnologici

In figura 1.5 è riportata la struttura concettuale di una RIS. Alla base dell'architettura hardware vi è un substrato dielettrico con un numero molto elevato di meta-atomi. Una rete di switch, tipicamente si utilizzano diodi PIN o varactor [2], pilota lo stato di ogni elemento base. Dalla figura 1.5 si nota inoltre la presenza di alcuni sensori, i quali vengono utilizzati in fase di configurazione per captare informazioni sul canale come feedback per il corretto settaggio della rete di switch. L'operatività delle RIS si divide principalmente in due fasi:

- (i) fase di programmazione/configurazione
- (ii) fase di funzionamento ordinario

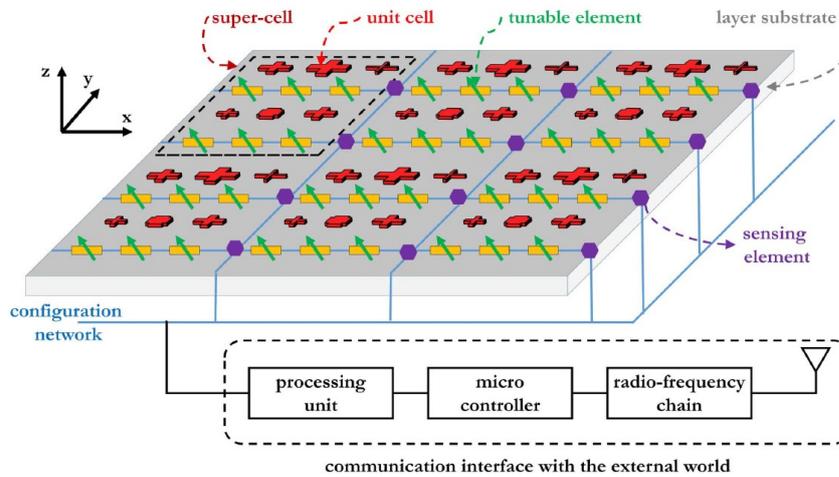


Figura 1.5: Struttura concettuale di una *Reconfigurable Intelligent Surface*. Fonte: [2]

Durante la fase di programmazione (i) la parete viene collegata ad un circuito esterno, il quale sfrutta sensori a basso consumo presenti nella RIS, per eseguire una stima del canale. In base ai dati raccolti, un microcontrollore pilota la rete di switch per impostare la configurazione ottimale, in linea con la funzione desiderata. A regime (ii) la RIS opera in maniera statica secondo la configurazione degli switch eseguita in fase (i).

In funzione dello stato delle singole celle, una RIS riesce ad imporre uno shift di fase (talvolta anche un controllo in ampiezza) all'onda incidente in modo tale da emulare un'ampia gamma di funzioni. Nel capitolo 2 verranno mostrate soprattutto funzioni di tipo: riflessione anomala, riflessione focalizzante e cambio di polarizzazione del campo.

Ciò che rende interessante lo studio delle RIS è proprio il grado di libertà che offrono. Per esempio, nel caso di una riflessione focalizzante, una metasuperficie planare riesce ad emulare il comportamento di una lente. Questo fenomeno accade in quanto il design microscopico determina il comportamento macroscopico della parete.

In figura 1.4 sono presenti alcune funzioni, oltre a quelle già descritte, che le RIS sono in grado di svolgere. Risulta possibile eseguire numerose modifiche all'onda in arrivo, come: cambio di polarizzazione del campo riemesso (polarization), divisione del fronte d'onda in più direzioni (splitting), applicazione di funzioni analogiche (analog processing) come una derivata del segnale, assorbimento di energia dell'onda incidente (absorption) o collimazione (collimation), ovvero una rettificazione del fronte d'onda in uscita.

Le molteplici peculiarità delle RIS aprono le porte per eventuali nuove applicazioni, in vista di reti di futura generazione, in cui l'ambiente contribuisce attivamente al trasporto e processamento dell'informazione, per contrastare gli svantaggi causati dagli ostacoli presenti nel canale radiomobile.

1.2.2 Principali Applicazioni

Sebbene al momento si tratti di una tecnologia in via di sviluppo, le Superfici Intelligenti Riconfigurabili offrono un'ampia varietà di applicazioni. Si possono distinguere principalmente in indoor e outdoor.

Applicazioni Indoor



(a)



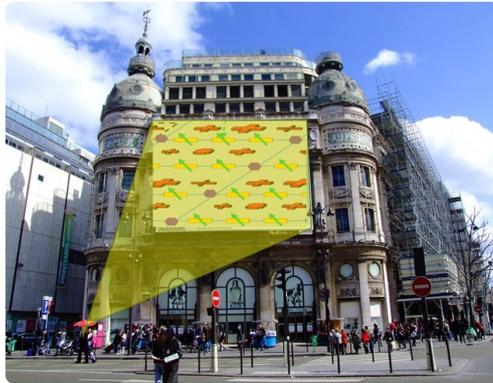
(b)

Figura 1.6: Alcune applicazioni indoor delle RISs

Si parla di applicazioni indoor qualora le RIS vengano applicate all'interno di strutture artificiali. Gli scenari più plausibili risultano essere interni di uffici, abitazioni, stazioni, treni, aerei e così via.

Per esempio, in figura 1.6a si mostra come le RIS possano essere sfruttate in ambienti domestici, rivestendo diverse pareti, in modo tale da aumentare la copertura per ogni dispositivo che necessiti di connettività wireless. Non solo, si consideri la complessità del canale radio in una metropolitana, come in figura 1.6b: le RIS consentirebbero un'ottimizzazione del canale radio, affetto negativamente dalla complessa topologia dell'ambiente, garantendo una copertura *multi-user*.

Applicazioni Outdoor



(a)



(b)

Figura 1.7: Applicazioni delle RIS in ambiente urbano - outdoor

Numerose sono le applicazioni delle superfici intelligenti riconfigurabili in ambienti aperti, *outdoor*. Specialmente in città densamente abitate, dove sarebbe logisticamente complicata la collocazione di un numero elevato di *Base Station* (BS), l'applicazione delle RIS in ambiente urbano eviterebbe l'impiego di ulteriori BS, incrementando l'efficienza della comunicazione e al contempo minimizzando i costi. Un pannello è costituito da materiale a basso costo, per esempio in tecnologia PCB, ed è totalmente passivo in fase di funzionamento ordinario. Una generica BS, invece, richiede costi non indifferenti per l'installazione, alimentazione continua per irradiare nell'ambiente circostante, oltre a creare eventuale interferenza con stazioni adiacenti.

Capitolo 2

Modello Utilizzato

2.1 Modello "Effective Roughness" per RIS

Una generica superficie, come il muro di un edificio, è costituita da uno strato superiore non perfettamente liscio. Questa imperfezione si ripercuote nell'interazione con le onde elettromagnetiche nella propagazione in spazio libero. In particolare, quando un segnale viene trasmesso via wireless, nel momento in cui interagisce con un ostacolo "rugoso" tende a disperdere parte della sua energia in direzioni casuali e, in genere, diverse dalla direzione coerente con la legge della riflessione: si crea così il fenomeno di *scattering*. Per tener conto di ciò si modifica il modello di "Effective Roughness" (ER) per una parete classica, in modo che si adatti al comportamento di una RIS, con riferimento a [4]. Il modello descritto di seguito mira a descrivere questo fatto, evidenziando le differenze rispetto ad una classica parete.

2.1.1 Considerazioni iniziali

In generale, il Modello ER [4] si basa su un approccio di tipo euristico per determinare il bilancio di potenza nell'interazione di un'onda EM con una parete. Nel caso reale, infatti, parte dell'energia dell'onda incidente viene riemessa nella direzione speculare, mentre contributi parassiti, causati proprio dalle imperfezioni della superficie, portano ad una dispersione dell'energia in direzioni diverse o per via di assorbimento da parte del materiale stesso. Si può pertanto definire una prima approssimazione per la distribuzione di potenza nel caso di una superficie passiva:

$$\begin{cases} P_i = P_r + P_s + P_p \\ P_i = \frac{|\mathbf{E}_i|^2}{2\eta} \cos(\theta_i) \end{cases} \quad (2.1)$$

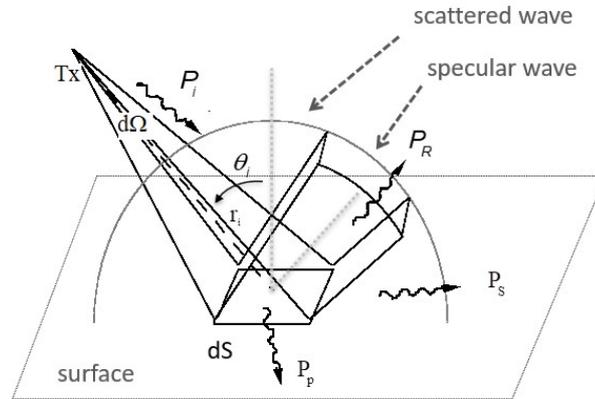


Figura 2.1: "Effective Roughness" per un generico elemento dS di superficie. Fonte: [4]

in cui P_r , P_s , P_p sono rispettivamente la densità di potenza riflessa, soggetta a scattering e assorbita dalla superficie, mentre la densità di potenza incidente P_i è espressa in funzione del campo elettrico \mathbf{E}_i incidente, impedenza intrinseca del mezzo η e angolo di incidenza θ_i . Mentre P_r e P_s dipendono dalle caratteristiche di rugosità della superficie, l'apporto dato dall'assorbimento di energia, P_p , ne è indipendente. A tal proposito si definisce [4] il parametro S in modo che S^2 sia il quantitativo di potenza soggetta a scattering rispetto a quella incidente, ed il parametro R allo stesso modo per tener conto della potenza riflessa rispetto a quella incidente, ottenendo così:

$$P_i = \rho R^2 P_i + \rho S^2 P_i + P_p = \frac{|\mathbf{E}_i|^2}{2\eta} \cos(\theta_i) \quad (2.2)$$

Il fattore ρ rappresenta la riflettanza della superficie la quale, essendo passiva, impone $0 < R < 1$ e $0 < S < 1$ (altrimenti si riscontrerebbe un aumento della potenza riflessa o soggetta a scattering, che sarebbe assurdo considerando un caso passivo). Si noti che, dall'equazione (2.2), se la riflettanza fosse nulla, l'energia dell'onda incidente verrebbe completamente assorbita dal muro, mentre nel caso di riflettanza diversa da zero, considerando una superficie perfettamente liscia ($R = 1$, $S = 0$), si otterrebbe un'espressione del bilancio di potenza pari a

$$P_i = \rho P_i + P_p \quad (2.3)$$

sottraendo la (2.3) dalla (2.2) si giunge alla relazione fra R ed S , ovvero:

$$R^2 + S^2 = 1 \quad (2.4)$$

all'aumentare della potenza riflessa in direzione speculare diminuisce la potenza soggetta al fenomeno di scattering e viceversa.

2.1.2 Bilancio di potenza locale per una RIS omogeneizzata

Rispetto alla effective roughness per un generico muro di un edificio, trattandosi di una RIS, risulta doveroso apportare alcune modifiche alla distribuzione di densità di potenza. Per modellare il comportamento di un meta-atomo si considerano due ulteriori parametri: m e τ . Il primo tiene conto dell'apporto di potenza riemessa, mentre il secondo rappresenta la potenza assorbita dal substrato dielettrico, in rapporto alla potenza incidente. Questi nuovi parametri portano ad una rivisitazione del bilancio di potenza, come in (2.1), in modo che sia generalmente applicabile ai singoli elementi di una RIS:

$$\begin{cases} P_i = P_r + P_s + P_m + P_d \\ P_m = mP_i \\ P_d = \tau P_i \end{cases} \quad (2.5)$$

impone

$$\rho + m + \tau = 1 \quad (2.6)$$

Assumendo [4] che la RIS re-irradi un numero finito N di modi dominanti, denotando m_n il coefficiente di potenza dell' n -esimo modo, allora la (2.5) diventa:

$$\rho + \sum_{n=1}^N m_n + \tau = 1 \quad (2.7)$$

in questo modo $\sum_{n=1}^N m_n$ rappresenta il coefficiente di potenza complessivo della RIS, tenendo conto della propagazione dei modi parassiti. Si noti che la sommatoria non tiene conto del coefficiente relativo alla riflessione speculare, il quale presenta il contributo più significativo. Tale apporto viene considerato all'interno del parametro ρ .

2.1.3 Espressione integrale del Campo Elettrico

Al fine di derivare un modello di scattering per una RIS, è necessario conoscere l'entità del campo re-irradiato in funzione di un punto nello spazio. La formulazione di tipo integrale si basa sulla generalizzazione del principio di Huyghens [4], in cui una sorgente secondaria di Huyghens (corrispondente ad una superficie

infinitesima della RIS) re-irradia il campo secondo la relazione (2.10). Si considera per semplicità un campo incidente caratterizzato da un'onda piana uniforme:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_i = \mathbf{E}_{i0} e^{-jk\hat{\mathbf{k}}_i \cdot \mathbf{r}'} \hat{\mathbf{p}}_i \\ \mathbf{H}_i = \frac{1}{\eta} \hat{\mathbf{k}}_i \times \mathbf{E}_i \end{cases} \quad (2.8)$$

in cui $\hat{\mathbf{p}}_i$ rappresenta il versore che tiene conto della polarizzazione del campo elettrico, mentre $\hat{\mathbf{k}}$ il numero d'onda. Si ipotizza, come in [4], che ad ogni elemento infinitesimo dS' della sia associato un coefficiente di riflessione locale:

$$\Gamma_m(x', y') = \sqrt{m(x', y')} e^{j\chi_m(x', y')} \quad (2.9)$$

I parametri m e χ_m rappresentano rispettivamente la modulazione di ampiezza e fase che la RIS localmente impone al campo re-irradiato. In questo elaborato si tiene conto del solo profilo di fase, considerando per ogni simulazione $m = 1$. Utilizzando la (2.9), con riferimento al principio generalizzato di Huyghens [4], si può derivare una formulazione integrale del campo elettrico, rispetto ad un singolo elemento di superficie dS' e in regione di campo lontano rispetto ad esso:

$$d\mathbf{E}_m(P|P') = j \frac{e^{-jk \cdot r}}{\lambda r} \left(\hat{\mathbf{r}} \times [\eta \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_a] \times \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{r}} \times [\mathbf{E}_a \times \hat{\mathbf{n}}] \right) \quad (2.10)$$

dove

$$\begin{cases} \mathbf{E}_a = -\frac{1 - \Gamma_m(P')}{2} \mathbf{E}_{1\tau} \\ \mathbf{H}_a = \frac{1 + \Gamma_m(P')}{2} \mathbf{H}_{1\tau} \end{cases} \quad (2.11)$$

in cui $\hat{\mathbf{n}}$ è il versore normale alla parete e diretto verso il semi-spazio di riflessione; $\mathbf{E}_{1\tau}$ e $\mathbf{H}_{1\tau}$ sono le componenti tangenziali dei campi in (2.8).

Come noteremo dalle simulazioni del capitolo 2.3, la formulazione integrale (2.10) è valida a partire da una distanza di alcune lunghezze d'onda dalla RIS, che corrisponde ad una regione di campo lontano rispetto ai meta-atomi.

Integrando la (2.10) su tutta la superficie della RIS si ottiene l'espressione del campo totale riflesso dalla parete in un punto di osservazione P:

$$\mathbf{E}_m(P) = \iint_S j \frac{e^{-jk \cdot r}}{\lambda r} \left(\hat{\mathbf{r}} \times [\eta \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_a] \times \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{r}} \times [\mathbf{E}_a \times \hat{\mathbf{n}}] \right) dS \quad (2.12)$$

2.1.4 Espressione discreta del Campo Elettrico

Per ottenere risultati numerici è necessario calcolare la soluzione dell'integrale che porta alla conoscenza del campo EM in un determinato punto potenziato nello spazio.

Anziché eseguire il calcolo integrale, il modello ad array di antenne (o Antenna-Array-Like, AAL) ricava il campo complessivo mediante una sovrapposizione degli effetti di elementi discreti ΔS di una RIS. Si noti che la discretizzazione non corrisponde ai meta-atomi, l'obiettivo è creare un modello che dal punto di vista comportamentale sia coerente con il funzionamento di una RIS. Si assume pertanto che ogni elemento discreto sia equivalente ad un'antenna con un determinato diagramma di radiazione (DDR). Supponendo che ogni ΔS sia caratterizzato da una forma quadrata di lato Δl , con riferimento a [4], il valore ottimale per la lunghezza di ogni Δl risulta essere:

$$\Delta l = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{3}{\pi}} \approx 0.49 \lambda \quad (2.13)$$

Per grandezze lineari di Δl superiori a mezza lunghezza d'onda, si otterrebbe una potenza riemessa talvolta superiore a quella incidente, il che sarebbe fisicamente assurdo. Al contrario, per Δl tendenti a zero, le relazioni in [4] fra guadagno in direttività a grandezza della discretizzazione ΔS non sarebbero più valide.

Come DDR per ogni antenna equivalente si considerano uno dei seguenti pattern: DDR Lambertiano o DDR di Huyghens. Per quanto riguarda la funzione di radiazione per il diagramma Lambertiano si ha:

$$f(\theta_m) = (\cos \theta_m)^\alpha \quad (2.14)$$

dove α rappresenta un parametro che ne modifica la larghezza del lobo principale. La funzione di radiazione di un'antenna di Huyghens è rappresentata da:

$$f(\theta_m) = \left(\frac{1 + \cos \theta_m}{2} \right)^2 \quad (2.15)$$

Un confronto fra l'utilizzo del DDR di Huyghens e il DDR Lambertiano viene proposto nella sezione 2.3.2.

Supponendo di conoscere l'entità della potenza incidente P_i , emessa da un'antenna sufficientemente lontana in modo da approssimare il fronte d'onda come quello di un'onda piana, si può ricavare [4] l'espressione del campo re-irradiato da ciascun elemento discreto ΔS in campo lontano rispetto ad esso:

$$\Delta \mathbf{E}_m(P|u, v) = \frac{\sqrt{m P_i}}{r_i r_m} \frac{3\lambda}{16\pi} (1 + \cos \theta_i)(1 + \cos \theta_m) \Gamma_m(u, v) \hat{\mathbf{p}}_m \quad (2.16)$$

In questo caso si utilizza una funzione di radiazione $f(\theta_m)$ di Huyghens, come nella (2.15). Si noti che il coefficiente Γ_m dipende dalla posizione (u,v) del generico elemento discreto nella superficie della parete, e non dalle coordinate lineari come nella formulazione integrale, portando così ad un'approssimazione. Qualora la RIS

sia impostata in modo da effettuare un cambio di polarizzazione del campo incidente, si introduce il parametro $\hat{\mathbf{p}}_m$ che tiene conto di ciò, mediante una rotazione vettoriale. Il campo magnetico si ottiene con le note relazioni di un'onda piana:

$$\Delta \mathbf{H}_m(P|u, v) = \frac{1}{\eta} \hat{\mathbf{r}}_m \times \Delta \mathbf{E}_m(P|u, v) \quad (2.17)$$

dove $\hat{\mathbf{r}}_m$ rappresenta il versore di propagazione del campo riflesso. Il campo elettrico totale fornito dalla parete si calcola come la sovrapposizione dei contributi di ogni elemento discreto, ovvero:

$$\mathbf{E}_m(P) = \sum_{u=1}^{N_x} \sum_{v=1}^{N_y} \Delta \mathbf{E}_m(P|u, v) \quad (2.18)$$

In cui N_x , N_y sono rispettivamente il numero di elementi discreti lungo le coordinate x ed y .

2.2 Esempi applicativi

2.2.1 Profilo di fase per riflessione anomala

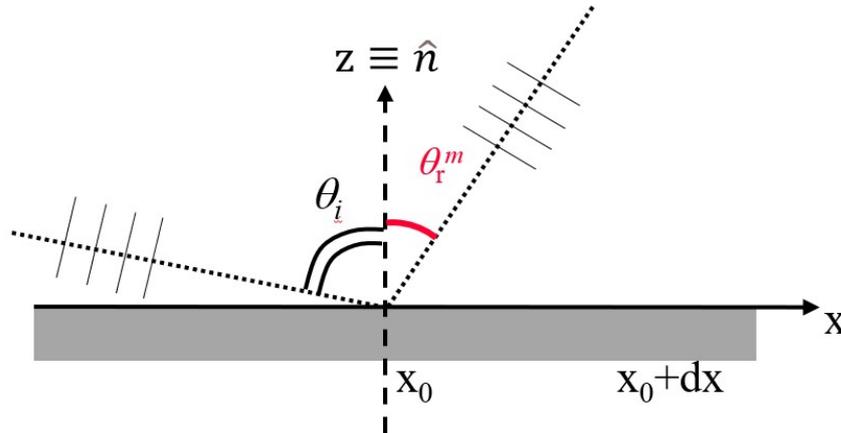


Figura 2.2: Riferimento per riflessione anomala, Ipotesi: RIS nel piano xy , piano di incidenza in xz e onda piana incidente

Mediante un'opportuna configurazione della rete di switch di una RIS, risulta possibile emulare il comportamento di una metasuperficie phase-gradient, ottenendo così un riflettore anomalo. Come si nota in figura 2.2, per ottenere un'onda

riflessa con un angolo θ_r^m , si dovrebbe ottenere uno sfasamento finale:

$$d\chi = -\beta \cdot dx \cdot \sin \theta_r^m \quad (2.19)$$

siccome il normale phase-shift dato dall'onda incidente è:

$$d\chi_i = -\beta \cdot dx \cdot \sin \theta_i \quad (2.20)$$

allora è sufficiente che la parete imponga uno sfasamento di:

$$d\chi_m = d\chi - d\chi_i = \beta \cdot dx \left(\sin \theta_i - \sin \theta_r^m \right) \quad (2.21)$$

il profilo di fase della RIS deve essere quindi:

$$\chi_m(x) = \beta \cdot x \cdot \left(\sin \theta_i - \sin \theta_r^m \right) + \chi_{m0} \quad (2.22)$$

Dove χ_{m0} rappresenta una fase iniziale arbitraria.

Dal punto di vista matematico, infatti, moltiplicando fra loro gli esponenziali complessi rappresentativi della fase, l'equazione (2.21) permette di compensare lo sfasamento dell'onda incidente in modo da imporre il nuovo *phase-shift* per cui è stata configurata la parete.

2.2.2 Profilo di fase per riflessione focalizzante

Si può ricavare un profilo di fase $\chi_m(x', y')$, dipendente dalle coordinate superficiali della RIS, per ottenere una riflessione focalizzante in un punto P dello spazio, nell'esempio in figura 2.3, P coincide con l'origine del sistema di riferimento. Si assume per semplicità un'onda piana incidente, con piano di incidenza xz in una RIS parallela al piano xy e posizionata in $z = z_0$. In questo caso, lo sfasamento che la RIS impone sull'onda incidente non è costante, ma dipende dalla distanza rispetto al punto di focalizzazione, con costante di proporzionalità:

$$\chi = \beta r \quad (2.23)$$

Dove β è la costante di fase dell'onda, supponendo il mezzo di propagazione privo di perdite. La relazione fra le coordinate della RIS (x', y', z_0) e la distanza r è la seguente:

$$(x')^2 + (y')^2 + z_0^2 = r^2 \quad (2.24)$$

Sostituendo la (2.24) esplicitata in r nella (2.23) si ottiene lo sfasamento finale desiderato per una riflessione focalizzante nell'origine:

$$\chi = \beta \sqrt{(x')^2 + (y')^2 + z_0^2} \quad (2.25)$$

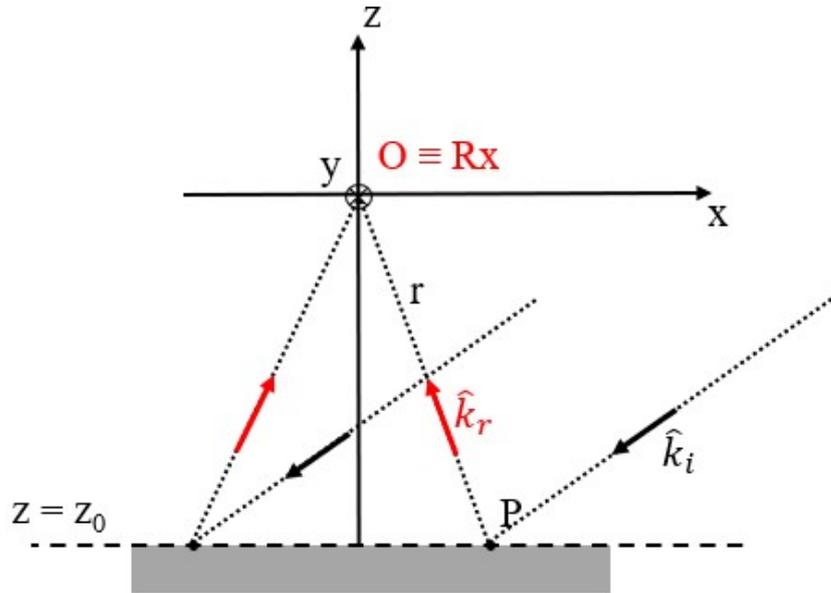


Figura 2.3: RIS nel piano xy, punto di focalizzazione nell'origine

Essendo $\chi_i = \beta x' \sin \theta_i + \chi_{m0}$ allora la RIS deve imporre un *phase-shift* pari a:

$$\chi_m(x', y') = \beta \sqrt{(x')^2 + (y')^2 + z_0^2} - \beta x' \sin \theta_i - \chi_{m0} \quad (2.26)$$

Si noti che, nel caso in cui si voglia eseguire una riflessione focalizzante in un punto dello spazio diverso dall'origine, $P_{RX}(x_{RX}, y_{RX}, z_{RX})$ la relazione (2.24) diventa:

$$(x' - x_{RX})^2 + (y' - y_{RX})^2 + (z_0 - z_{RX})^2 = r^2 \quad (2.27)$$

Che si traduce in un nuovo profilo di fase per la RIS:

$$\chi_m(x', y') = \beta \sqrt{(x' - x_{RX})^2 + (y' - y_{RX})^2 + (z_0 - z_{RX})^2} - \beta x' \sin \theta_i - \chi_{m0} \quad (2.28)$$

2.2.3 Calcolo analitico per riflessione anomala

La soluzione in forma chiusa della (2.12) si può ricavare, ma solamente sotto strette condizioni:

- il punto potenziato deve essere in campo lontano rispetto alle dimensioni della RIS
- l'espressione della modulazione di fase $\chi_m(x', y')$ deve essere relativamente semplice

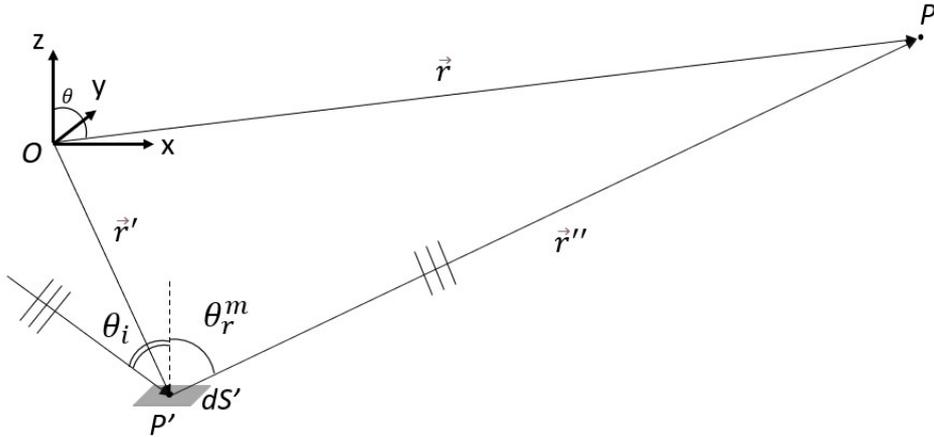


Figura 2.4: Punto di osservazione in P, dS' in P'

Le condizioni di campo lontano sono:

$$r \gg \lambda, \quad r \gg D, \quad r \gg \frac{2D^2}{\lambda}$$

dove D rappresenta la lunghezza di un lato della parete.

Sia O l'origine di un sistema di riferimento cartesiano $O(x, y, z)$, P' un generico punto appartenente alla superficie della RIS - *situata nel piano (x, y) avente normale $\hat{\mathbf{n}}$ parallela al versore $\hat{\mathbf{z}}$* - e P il punto potenziato, definiamo

$$\hat{\mathbf{r}} = \frac{P - O}{|P - O|}, \quad \mathbf{r}' = P' - O, \quad \mathbf{r}'' = P - P'$$

considerando come piano di incidenza il piano (x, z) .

Per semplicità si assume un'onda piana incidente, avente campo elettrico e magnetico definiti come segue:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_i = \mathbf{E}_{i0} e^{-jk\hat{\mathbf{k}}_i \cdot \mathbf{r}'} \hat{\mathbf{p}}_i \\ \mathbf{H}_i = \frac{1}{\eta} \hat{\mathbf{k}}_i \times \mathbf{E}_i \end{cases} \quad (2.29)$$

Dove $\hat{\mathbf{p}}_i$ rappresenta il versore di polarizzazione del campo elettrico incidente. L'espressione del campo elettrico nel punto potenziato P , con riferimento al principio generalizzato secondo Huyghens [4], viene determinato mediante la seguente relazione:

$$\mathbf{E}(P) = \mathbf{E}(r, \theta, \phi) = -j \frac{e^{-jk \cdot r}}{\lambda r} \left(\eta \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{L}(\theta, \phi) \times \hat{\mathbf{r}} + \mathbf{N}(\theta, \phi) \times \hat{\mathbf{r}} \right) \quad (2.30)$$

in cui $\mathbf{L}(\theta, \phi)$ e $\mathbf{N}(\theta, \phi)$ sono rispettivamente i momenti equivalenti delle correnti superficiali elettriche e magnetiche lungo la superficie della RIS.

Secondo il teorema di induzione [5] il campo riemesso dalla RIS, come per qualunque superficie di un oggetto che funge da ostacolo, può essere considerato come l'effetto di correnti equivalenti che scorrono sulla superficie stessa:

$$\mathbf{J}_1 = \mathbf{H}_i \times \hat{\mathbf{n}}, \quad \mathbf{M}_1 = \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_i \quad (2.31)$$

si noti che si considerano anche correnti magnetiche, seppur fittizie. Per determinare la soluzione in forma chiusa è necessario calcolare i momenti $\mathbf{L}(\theta, \phi)$, $\mathbf{N}(\theta, \phi)$. Per ipotesi si considera la soluzione limitatamente al piano di incidenza, ovvero al variare del solo parametro θ , per cui si può affermare che

$$\begin{cases} \mathbf{N}(\theta, \phi) = \mathbf{N}(\theta) \\ \mathbf{L}(\theta, \phi) = \mathbf{L}(\theta) \end{cases}$$

Risulta possibile ricavare una soluzione per i momenti equivalenti in maniera indipendentemente rispetto alla polarizzazione del campo incidente. Si ipotizza una parete rettangolare con lati aventi lunghezza a, b rispettivamente lungo gli assi x e y . Di seguito sono riportati i risultati che portano alla soluzione:

$$\mathbf{N}(\theta) = \iint_{S'} [(1 - \Gamma_m) \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_i] e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} dS' \quad (2.32)$$

$$\mathbf{L}(\theta) = \iint_{S'} [(1 + \Gamma_m) \mathbf{H}_i \times \hat{\mathbf{n}}] e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} dS' \quad (2.33)$$

Calcolo relativo a $\mathbf{N}(\theta)$

$$\mathbf{N}(\theta) = \iint_{S'} [(1 - \Gamma_m) \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_i] e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} dS'$$

Si esplicita il campo elettrico come in (2.29) ed il coefficiente di riflessione come in (2.9), dove il coefficiente di riflessione vale come nella (2.22):

$$= \mathbf{E}_{i0} b(\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{p}}_i) \int_{-a/2}^{a/2} \left[(1 - \sqrt{m} e^{j\beta(\sin \theta_i - \sin \theta_r^m)} e^{j\chi_{m0}}) e^{-j\beta x \sin \theta_i} \right] e^{j\beta x \sin \theta} dx$$

semplificando e svolgendo l'integrale risulta:

$$= \mathbf{E}_{i0} ab \left[\sqrt{m} e^{j\chi_{m0}} \frac{\sin(\frac{\pi a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_r^m))}{\frac{\pi a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_r^m)} - \frac{\sin(\frac{\pi a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_i))}{\frac{\pi a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_i)} \right] (\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{p}}_i)$$

ricordando che $\sin(\pi x)/\pi x = \text{sinc}(x)$, si ottiene:

$$= \mathbf{E}_{i0} ab \left\{ \sqrt{m} e^{j\chi_{m0}} \text{sinc} \left[\frac{a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_r^m) \right] - \text{sinc} \left[\frac{a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_i) \right] \right\} \cdot (\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{p}}_i)$$

Calcolo relativo a $\mathbf{L}(\theta)$

$$\mathbf{L}(\theta) = \iint_{S'} [(1 + \Gamma_m) \mathbf{H}_i \times \hat{\mathbf{n}}] e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} dS' =$$

Si esplicitano Γ_m , \mathbf{H}_i , $e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'}$:

$$= \frac{\mathbf{E}_{i0}}{\eta} b(\hat{\mathbf{k}}_i \times \hat{\mathbf{p}}_i \times \hat{\mathbf{n}}) \int_{-a/2}^{a/2} \left[(1 + \sqrt{m} e^{j\beta x(\sin \theta_i - \sin \theta_r^m)} e^{j\chi_{m0}}) e^{-j\beta x \sin \theta_i} \right] e^{j\beta x \sin \theta} dx$$

similmente al calcolo di $\mathbf{L}(\theta)$ si ottiene:

$$= \frac{\mathbf{E}_{i0}}{\eta} ab \left\{ \sqrt{m} e^{j\chi_{m0}} \text{sinc} \left[\frac{a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_r^m) \right] + \text{sinc} \left[\frac{a}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_i) \right] \right\} \cdot (\hat{\mathbf{k}}_i \times \hat{\mathbf{p}}_i \times \hat{\mathbf{n}})$$

Sostituendo nella (2.30) i valori così ottenuti per $\mathbf{L}(\theta)$, $\mathbf{N}(\theta)$ si ottiene la soluzione del campo elettrico in un generico punto P dello spazio, supponendo soddisfatte le condizioni di validità di tale soluzione sopra indicate. Si evidenzia che i prodotti vettoriali che portano alla soluzione in forma chiusa, in seguito all'inserimento delle espressioni di $\mathbf{L}(\theta)$, $\mathbf{N}(\theta)$, verranno svolti dal programma.

2.3 Test del Modello

In questa sezione vengono mostrati i risultati ottenuti con l'implementazione dei modelli di scattering per una RIS all'interno del programma Matlab, considerando le seguenti funzioni: riflessione anomala, riflessione focalizzante, cambio di polarizzazione da lineare a circolare.

Si distinguono principalmente due modelli: il primo, Antenna-Array-Like (AAL), esegue il calcolo del campo riemesso dalla RIS secondo la formulazione discreta, come nella sezione 2.1.4; il modello secondo Huyghens [4], svolge numericamente l'integrale (2.12). Nella sezione seguente si riportano alcuni benchmark atti a confrontare il tempo di calcolo e il Root Mean Square Error (RMSE) in base al modello utilizzato.

2.3.1 Tempi di Calcolo ed Errore fra Modelli

In questa sezione si analizzano le principali differenze fra il modello ad array di antenne e il modello secondo il principio generalizzato di Huyghens, in termini di tempo di calcolo ed errore medio. Per quanto concerne il modello AAL, è normale aspettarsi un'efficienza superiore dal punto di vista computazionale, dal momento che si effettua una discretizzazione della parete, permettendo un minor numero di iterazioni complessive in fase di compilazione.

Talvolta il tempo di calcolo può risultare elevato, considerando per esempio frequenze nell'ordine dei GHz e RIS con dimensioni lineari nell'ordine del metro. Tuttavia, sfruttando la parallelizzazione dei processi della CPU, è possibile diminuire il tempo di calcolo con una proporzionalità pari al numero di Core a disposizione nel calcolatore impiegato. I seguenti paragoni sono stati effettuati sfruttando la parallelizzazione con un chip dual-Core.

Per effettuare le misure del tempo di calcolo al variare di diversi parametri, come la dimensione lineare della RIS, la frequenza di lavoro, le dimensioni e precisione del grigliato di ricevitori si è fatto riferimento a [4]. Nelle tabelle 2.1, 2.2 e 2.3 vengono illustrati i risultati relativi al tempo di calcolo ed errore RMSE. Quest'ultimo è l'errore del modello AAL (che risulta più approssimato) rispetto al modello di Huyghens; in sezione 2.3.2 è riportato lo studio e i grafici relativi a tale errore. Per le misure si è partiti dalle seguenti condizioni: frequenza di lavoro pari

a 3 GHz, parete riflettente avente dimensioni 7×7 m, parallela al piano (x, y) , centrata nell'origine e con un offset $z = z_0$, griglia di ricevitori posta nel piano di incidenza (x, z) con risoluzione 50 cm, dimensioni 30×30 m e centrata nel punto (15,0,15).

Nella tabella 2.1 in ogni prova si modifica esclusivamente la frequenza. Tale parametro incide sul numero di elementi complessivi da iterare. Fissando la lunghezza dei lati di una RIS quadrata, a parità di area, il numero di elementi da iterare dipende dalla lunghezza d'onda, di conseguenza anche della frequenza. In particolare, in tabella 2.1, il numero di elementi da iterare risulta rispettivamente 10.000, 19.600 e 40.000. La spaziatura fra i meta-atomi (modello Huyghens) o gli elementi discreti (modello AAL) è la medesima, per questo motivo il numero di iterazioni è invariato. Si noti che per ogni punto di osservazione presente nella griglia di ricevitori, bisogna tener conto del contributo di ogni componente della RIS.

Nella tabella 2.2, similmente alla 2.1, aumenta il numero di elementi da iterare ma a parità di frequenza, incrementando le dimensioni della parete per ogni prova. In base alla grandezza e spaziatura fra gli elementi della RIS si riscontrerà un cambiamento del tempo di calcolo. Il modello secondo Huyghens risulta essere circa sei volte più lento (in media) rispetto al modello ad array di antenne. Questo è dovuto principalmente alla maggior complessità di calcolo a parità di iterazioni. L'errore RMSE rimane complessivamente contenuto, assestandosi in media ad un valore pressoché limitato alla seconda cifra decimale. I dati confermano la validità del modello AAL in termini di scostamento medio rispetto al modello di Huyghens. I tempi di computazione potrebbero variare in base al numero di Core, nel caso in cui si sfrutti la parallelizzazione dei processi.

Frequenza [GHz]	AAL [s]	Huyghens [s]	Incremento [%]	RMSE
1	8	43	438 %	0,0165
2	26	187	619 %	0,0133
4	95	991	943 %	0,008

Tabella 2.1: Tempo di calcolo al variare della frequenza; griglia di ricevitori 30×30 m risoluzione 0.5 m, RIS 7×7 m.

Dimensioni RIS [m]	AAL [s]	Huyghens [s]	Incremento [%]	RMSE
5	28	212	657 %	0,0088
7	66	467	608 %	0,0102
10	113	1009	793 %	0,0112

Tabella 2.2: Tempo di calcolo al variare della dimensione della RIS; frequenza 3 GHz, griglia di ricevitori 30×30 m con risoluzione 0.5 m, RIS 7×7 m.

Risoluzione RX [m]	AAL [s]	Huyghens [s]	Incremento [%]	RMSE
3	3	13	333 %	0,0165
1	15	106	607 %	0,0133
0,3	180	1200	567 %	0,008

Tabella 2.3: Tempo di calcolo al variare della risoluzione della griglia di ricevitori avente dimensioni 30×30 e risoluzione 0.5 m; frequenza 3 GHz, RIS 7×7 m

2.3.2 Risultati Ottenuti

I risultati riportati di seguito sono stati ottenuti utilizzando il modello AAL e un'onda piana incidente avente campo elettrico di ampiezza 1 V/m e polarizzazione in direzione y .

RIS elettricamente piccola ed elettricamente grande

I grafici in figura 2.5 evidenziano l'importanza nel considerare una RIS elettricamente grande, ovvero con lunghezze dei lati della parete comprendenti almeno una decina di lunghezze d'onda, al fine di eseguire correttamente la funzione per è stata impostata: in questo caso si tratta di una riflessione anomala.

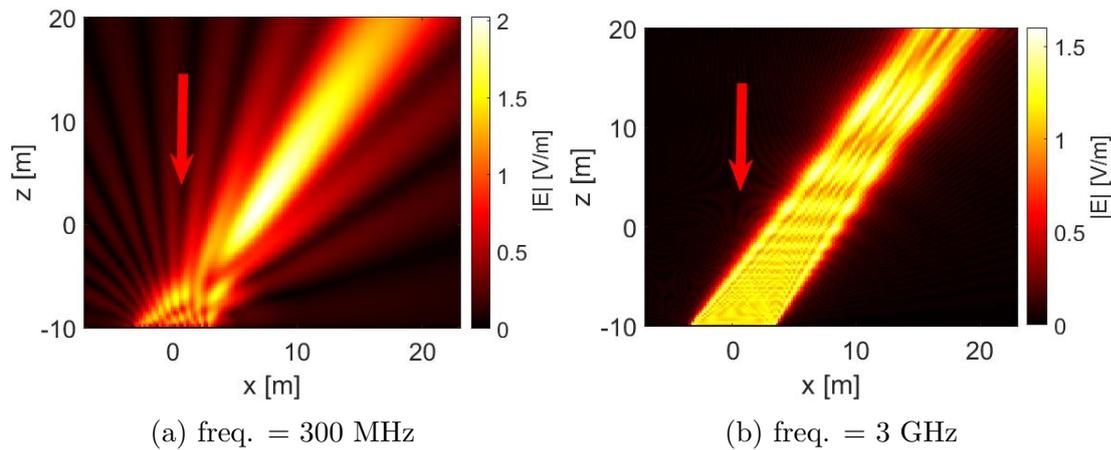


Figura 2.5: Riflessione anomala al variare della frequenza, RIS 7x7 m, $\theta_r^m = \pi/6$, incidenza normale alla parete

In figura 2.5a si considera una RIS quadrata di lato 7 m, operante ad una frequenza di 300 MHz ($\lambda = 1$ m) e avente un numero di meta-atomi pari a 49, mentre in figura 2.5b una RIS con le stesse dimensioni ma operante a frequenza pari a 3 GHz ($\lambda = 1$ cm) e 4900 meta-atomi. Entrambe sono situate parallelamente al piano xy e traslate in z di $z_0 = 10$ m. L'angolo di riflessione anomala è settato a $\theta_r^m = \pi/6$ rispetto alla normale della RIS, mentre l'incidenza è normale alla parete, come evidenziato dalla freccia in rosso.

Dalla figura 2.5a si nota la presenza di diversi lobi secondari, in aggiunta a quello principale in direzione anomala: si tratta della diffrazione da spigoli dovuta alla dimensione elettricamente piccola della RIS.

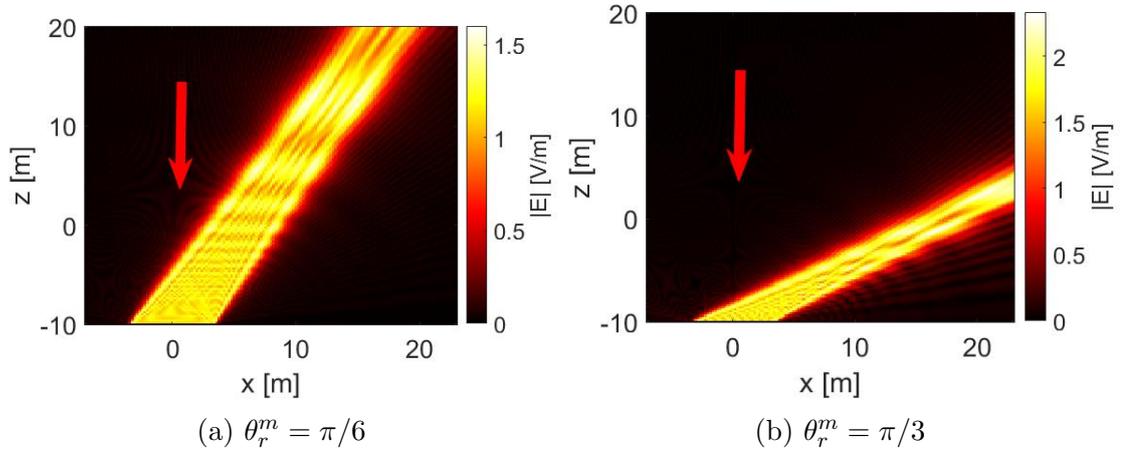


Figura 2.6: Riflessione anomala, confronto al variare dell'angolo desiderato (θ_r^m), RIS 7x7 m nel piano xy, $z_0 = -10$ m, freq. = 3 GHz, incidenza normale alla parete

Intensità del campo al variare dell'angolo di riflessione anomala

In figura 2.6 sono riportate due simulazioni relative ad una RIS impostata per una funzione di riflessione anomala, la frequenza di lavoro è pari a 3 GHz. La parete in figura 2.6a riflette il campo con un angolo di $\pi/6$ rispetto alla normale alla superficie, mentre la RIS in figura 2.6b è impostata per $\theta_r^m = \pi/3$. Un aspetto interessante da sottolineare è il seguente: all'aumentare dell'angolo di riflessione anomala, si ottiene un incremento del modulo del campo elettrico rimesso. Questo effetto deriva dalla legge dell'intensità [5]. Considerando infatti una sezione normale al modo principale in figura 2.6a, si ottiene un'area superiore se paragonata alla 2.6b. Siccome la densità di potenza deve essere conservata per entrambi i casi, è immediato riconoscere che il modo con sezione maggiore subirà una diminuzione di intensità del campo, viceversa per il modo avente sezione minore. In figura 2.6a l'intensità massima riscontrata vale circa 1.5 V/m, mentre in figura 2.6b circa 2 V/m. Tuttavia si riscontra che, per angoli di riflessione tendenti a $\pm 90^\circ$ rispetto alla normale della RIS, l'efficienza tende a zero [3].

Riflessione Focalizzante

Consideriamo ora una RIS configurata per eseguire una funzione di tipo focalizzante. Nell'esempio in figura 2.7 viene proposta una parete con dimensioni 3x3 m nel piano xy e offset nell'asse z di $z_0 = -1.5$ m. La frequenza di lavoro rimane 3 GHz, che corrisponde ad una lunghezza d'onda $\lambda = 10$ cm. Una RIS quadrata di lato 3 m si può dunque ritenere elettricamente grande. Si noti come, a fronte di un'ampiezza pari ad 1 V/m del campo elettrico incidente (con incidenza pari

a $\pi/3$ indicata dalla freccia in rosso), la riflessione focalizzante nell'origine sia in grado di concentrare un'intensità pari a ben 35 volte quella iniziale. In figura 2.7 si può notare un effetto a forma di "clessidra" nell'intorno del punto potenziato, segno del fatto che il fronte d'onda si compone in maniera costruttiva fino ad esso, proseguendo con una rapida dispersione.

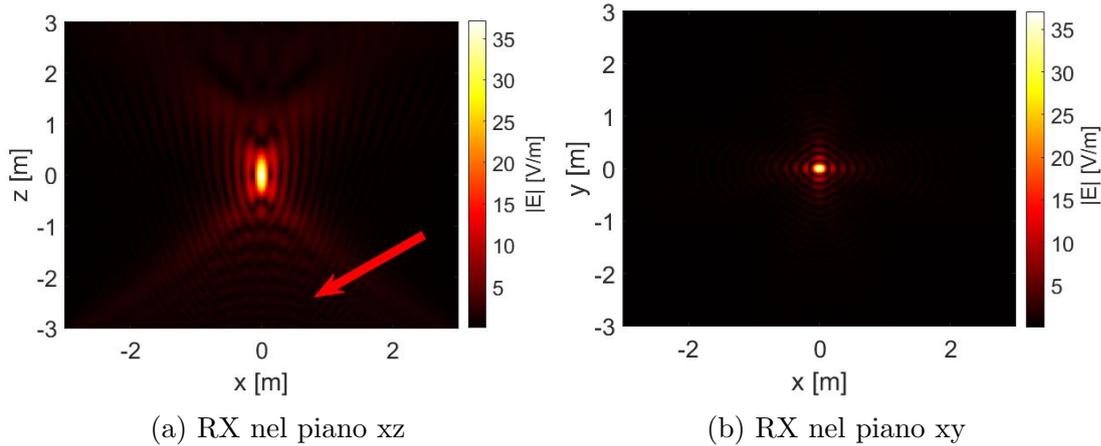


Figura 2.7: Riflessione focalizzante nell'origine, RIS 3x3 m parallela al piano xy e traslata in z di $z_0 = -1.5$ m, $f = 3$ GHz, ampiezza del campo elettrico incidente $|\mathbf{E}_i| = 1$ V

Una rappresentazione da un punto di vista perpendicolare alla parete (nel piano xz) viene mostrata in figura 2.7a, in cui si nota chiaramente il comportamento del riflettore focalizzante. Lo stesso grafico viene proposto in figura 2.7b, ma con una prospettiva parallela alla RIS, ovvero nel piano xy ad altezza $z = 0$, sezione comprendente l'origine, in cui l'entità di campo elettrico risulta essere massima.

Riflessione Anomala e Cambio di Polarizzazione

Fra le numerose funzionalità messe a disposizione dalle RIS, vi è anche la possibilità di modificare la polarizzazione del campo incidente. Nell'esempio in figura 2.8 si considera una topologia come nel grafico 2.5b. In questo caso, oltre alla realizzazione di una riflessione anomala, la RIS impone una polarizzazione circolare destrorsa. In particolare, in figura 2.8a e 2.8b sono riportate le componenti del campo re-irradiato nelle due coordinate circolari che, se sommate vettorialmente, costituiscono il campo complessivo. La figura 2.8c riporta l'intensità del campo elettrico totale riflesso dalla RIS, il quale risulta analogo al caso in figura 2.5. Come si osserva dai valori nel grafico, risulta rispettata la somma euclidea delle singole componenti circolari.

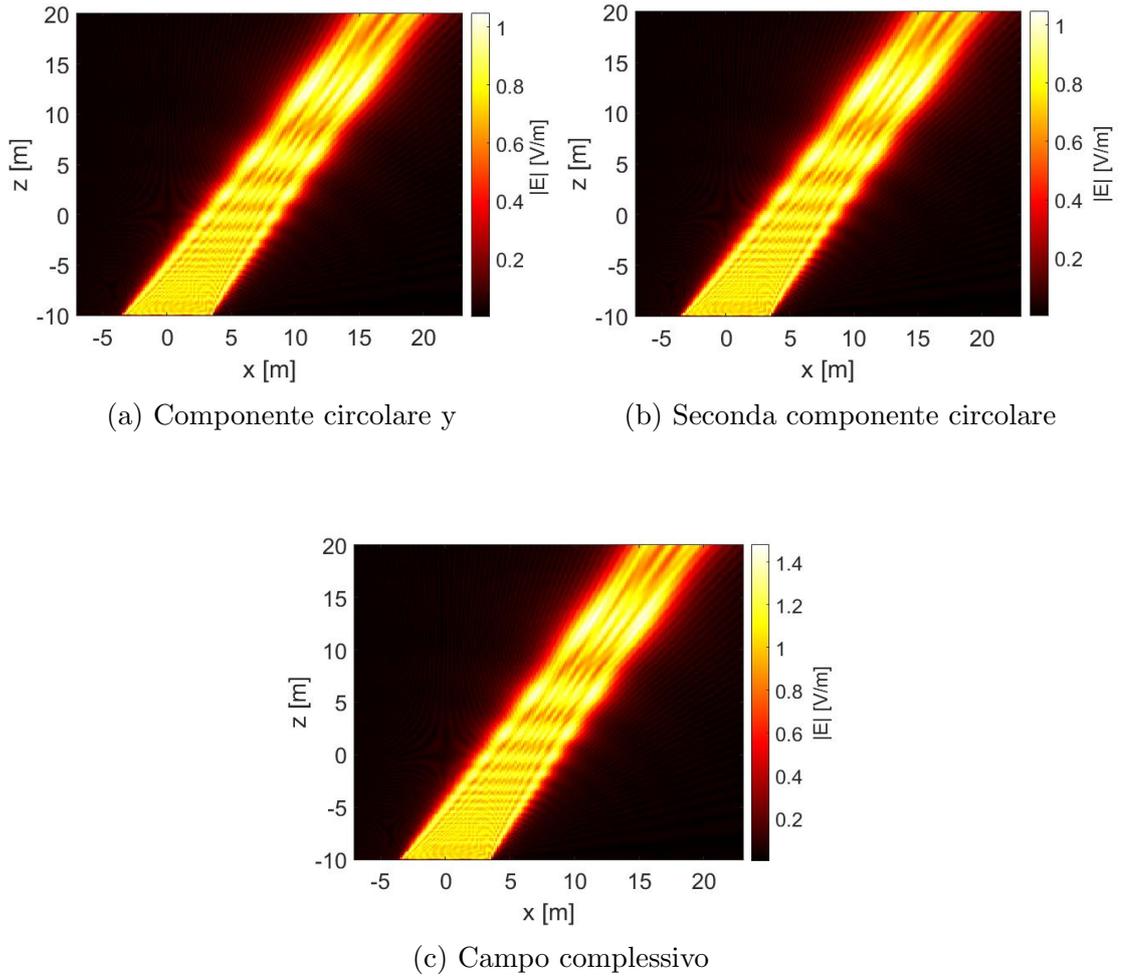


Figura 2.8: Riflessione anomala, $\theta_i = 0$, $\theta_r^m = \pi/6$, RIS 7x7 m parallela al piano xy e traslata in z di $z_0 = -10$ m, $f = 3$ GHz, $|\mathbf{E}_i| = 1$ V

Errore fra il modello integrale e AAL

In base al modello utilizzato, si possono riscontrare piccole differenze nel calcolo del campo complessivo re-irradiato dalla RIS. Al fine di confrontare visivamente il disallineamento si considera, a titolo di esempio, una riflessione anomala. In questa simulazione la RIS è situata nel piano xy , con offset $z_0 = -10$ m. La frequenza di lavoro è 3 GHz, si ha in input un'onda piana di ampiezza unitaria e incidenza normale alla RIS, mentre l'angolo di riflessione anomala è settato a $\theta_r^m = \pi/3$. Nella sezione 2.1.4 si sono elencati i due principali modelli per il DDR di ogni antenna equivalente presente nel modello AAL. Mediante il confronto dell'errore percentuale in figura 2.9b si nota uno scostamento compreso fra circa due punti percentuali fra il modello di riferimento (Secondo Huyghens) e il modello AAL con DDR di Huyghens. Impostando un DDR Lambertiano nel modello AAL, si riscontra un errore pari a circa 12 punti percentuali, principalmente nei pressi del modo principale riemesso dalla RIS. Considerando invece le regioni di propagazione dei lobi secondari si nota uno scostamento prossimo allo zero.

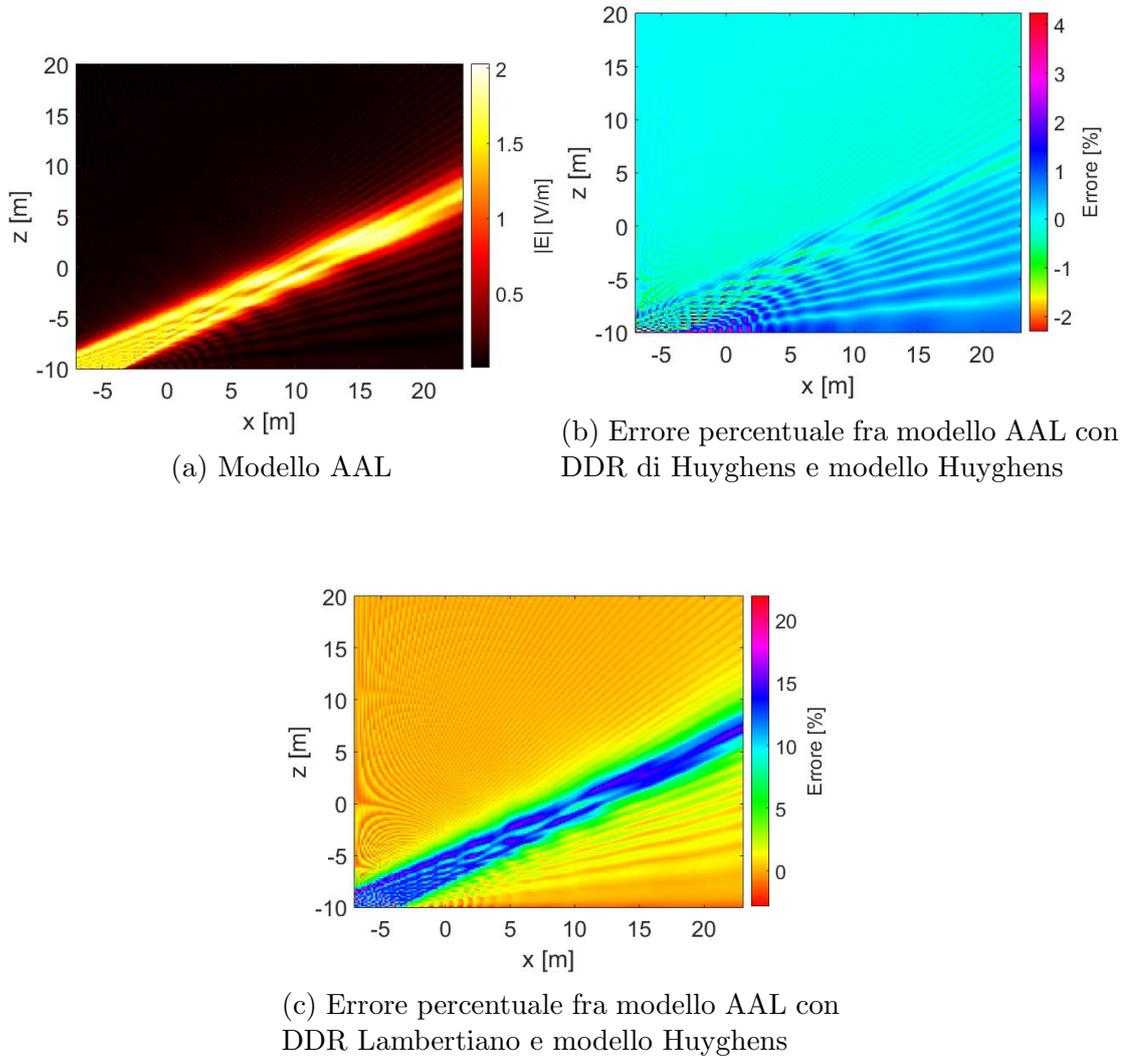


Figura 2.9: Riflessione anomala, $\theta_i = 0$, $\theta_r^m = \pi/6$, RIS 7x7 m parallela al piano xy e traslata in z di $z_0 = -10$ m, $f = 3$ GHz, $|\mathbf{E}_i| = 1$ V

Capitolo 3

Implementazione nel Ray Tracing

Nel capitolo presente si mostrano i risultati in merito all'integrazione del modello di scattering per le RIS all'interno del ray tracing. Come software si utilizza 3D-Scat [6], un modello deterministico efficiente che simula l'evoluzione della propagazione radio a raggi in ambienti artificiali. L'implementazione nel ray tracing permette di simulare il comportamento di un sistema in cui si fa uso di RIS, ad esempio per ottimizzare la copertura.

3.1 Simulatore 3D-Scat

3D-Scat è un software di previsione di campo deterministico basato sulla teoria geometrica della propagazione. Il programma sfrutta la teoria della geometria ottica (GO), della diffrazione (UTD) e l'effetto dello scattering mediante il modello ER. Il funzionamento del programma si può schematizzare nel seguente modo:

1. Descrizione dell'ambiente, trasmettitore (TX) e ricevitore (RX)
2. Calcolo delle traiettorie dei raggi ottici esistenti fra TX e RX
3. Calcolo dell'evoluzione del campo nella direzione di propagazione di ciascun raggio

Oltre alla descrizione dell'ambiente, è richiesto il settaggio di diversi parametri (flags) per alterare, entro certi limiti, il comportamento della simulazione. L'esecuzione del programma può avvenire nell'ambiente Matlab o mediante linea di comando (CLI), mentre l'esito di ogni simulazione è fornito dal programma mediante i files di output.

```

; Numero oggetti presenti nell'ambiente
1
;n  x1  y1  z1  x2  y2  z2  x3  y3  z3  x4  y4  z4  tipo
1  2.5  2.5  0  -2.5  2.5  0  -2.5  -2.5  0  2.5  -2.5  0  parete
; Numero spigoli di diffrazione
4
; n   x1    y1    z1    x2    y2    z2  id1  id2  angle
1   2.5   2.5   0   -2.5   2.5   0    1    1    0
2  -2.5   2.5   0   -2.5  -2.5   0    1    1    0
3  -2.5  -2.5   0    2.5  -2.5   0    1    1    0
4   2.5  -2.5   0    2.5   2.5   0    1    1    0
; Numero di discontinuita'
0

```

Figura 3.1: Sintassi per file .data

```

; tipo      eps      sigma      thick      bilat      attravers
"parete"   0        0.1        0.0        .true.     .false.

```

Figura 3.2: Sintassi per file .list

3.1.1 Files di Input

Il programma richiede una descrizione tridimensionale dell'ambiente di propagazione, in particolare:

- La geometria degli oggetti e la composizione fisica
- La posizione (e orientazione) del TX/RX e le proprietà di radiazione delle antenne utilizzate

Per quanto riguarda la descrizione dell'ambiente, si fa riferimento a due files di testo in formato ASCII con estensione .data e .list. Nel file con estensione .data si forniscono le informazioni relative alla geometria degli oggetti. Un esempio per la corretta sintassi è proposto in figura 3.1. Per descrivere le proprietà elettromagnetiche di ogni oggetto si utilizza un secondo file di testo, con estensione .list, come mostrato in figura 3.2. Le proprietà inserite per una riga nel file .list vengono assegnate a tutti gli oggetti nel file .data che hanno il corrispondente tipo.

```
;"tipo" eps sigma thick bilat .RIS. S_R m function x y z
"RIS1"  0  0.1  0.01 .true. .RIS. 0.3 1 0 10 10 10

;"tipo" eps sigma thick bilat .RIS. S_R m function theta_m
"RIS2"  0  0.1  0.1 .true. .RIS. 0.3 1 1 60
```

Figura 3.3: Sintassi per file .list modificato per una RIS

In figura 3.1 si può notare la definizione degli spigoli: per abilitare la diffrazione, è necessario specificare per quali segmenti eseguire il calcolo. 3D-Scat permette l’inserimento delle discontinuità all’interno delle pareti (tipicamente per simulare il comportamento di finestre). Tuttavia, nel presente elaborato non è presente tale modifica, viene dunque settato a zero il numero di discontinuità.

Con l’inserimento delle RIS all’interno del software, risulta necessario gestire i parametri che settano il comportamento delle stesse. In particolare, sono state riportate alcune variazioni nel file con estensione .list, come in figura 3.3. Oltre a definire i parametri relativi al bilancio di potenza (se omessi vengono scelti valori di default), si deve indicare il tipo di funzione svolta dalla RIS. Nel caso di un riflettore anomalo il tipo di funzione corrisponde convenzionalmente a '1' ed è richiesto l’angolo di riflessione anomala; per un riflettore focalizzante, il tipo di funzione vale '0' e si deve indicare il punto di focus, nelle coordinate cartesiane, desiderato.

Trasmettitore e Ricevitore

I file seguenti descrivono le caratteristiche dei trasmettitori e ricevitori (come posizione, proprietà di radiazione e altre informazioni). In particolare, per un singolo trasmettitore, è necessario specificare la posizione nel sistema di riferimento assoluto, la potenza trasmessa, la frequenza (in MHz), il file contenente le proprietà di radiazione e, infine, tre angoli per la rotazione locale del DDR. Il file .ant descrive il diagramma di radiazione (DDR) dell’antenna ed è assegnato rispetto ad un sistema di riferimento solidale con l’antenna stessa, in generale diverso da quello assoluto.

Il file relativo al ricevitore è molto simile a quello di un trasmettitore, contiene le stesse informazioni al di fuori della potenza trasmessa. Nel caso di ricevitori multipli (ideali) situati in un percorso rettilineo ed equidistanti, si devono fornire gli estremi ed il numero di ricevitori all’interno del segmento, come illustrato in figura 3.5.

```
Position: -1000 0 1000
Power: 0 dB
Frequency: 3000 MHz
Radiation File: antenna_ISOTROPA_phi_pol.ant
Angle 1: 0
Angle 2: 0
Angle 3: 0
```

Figura 3.4: Esempio di un file del trasmettitore

```
Point A: 1 0 0
Point B: 10 0 0
RX Number: 10
Isotropic Gain: 0
```

Figura 3.5: Esempio di un file per i ricevitori

3.1.2 Files di Output

In seguito all'esecuzione del programma basato sui files forinti in input, 3D-Scat restituisce, sottoforma di altri files, tutte le informazioni ricavate sul canale radio in termini di raggi. L'interfaciamento in ambiente Matlab, utilizzato nel presente elaborato, consente la visualizzazione delle informazioni ricavate dal software 3D-Scat. In questo caso, delle numerose informazioni sul canale, si analizza principalmente la potenza ad ogni ricevitore.

3.2 Validazione e Risultati

3.2.1 RIS e parete metallica ideale

In questa sezione viene proposto un confronto fra una parete metallica ideale (PEC) e una RIS nel caso di una riflessione speculare per verificare che il modello sia in grado di emulare correttamente la superficie PEC e non presenti anomalie. Come mostrato in figura 3.6, si utilizza un trasmettitore a distanza lineare di 1.4 km e con angolo di incidenza pari a $\pi/4$, in modo da approssimare il campo incidente con un fronte d'onda piano, in linea con le ipotesi del capitolo 2. Siccome l'attuale modello di scattering per RIS tiene conto internamente della diffrazione

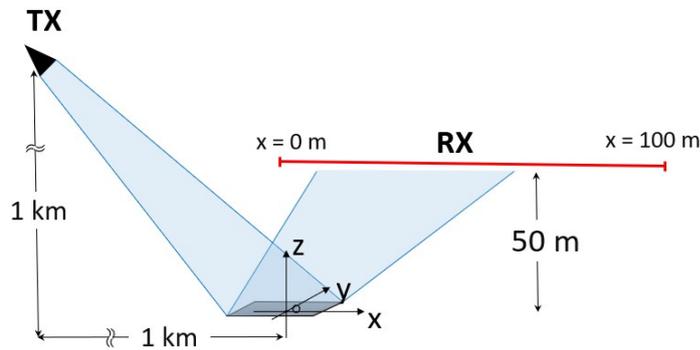


Figura 3.6: Riferimento per una riflessione speculare, RIS (oppure PEC) 5x5 m

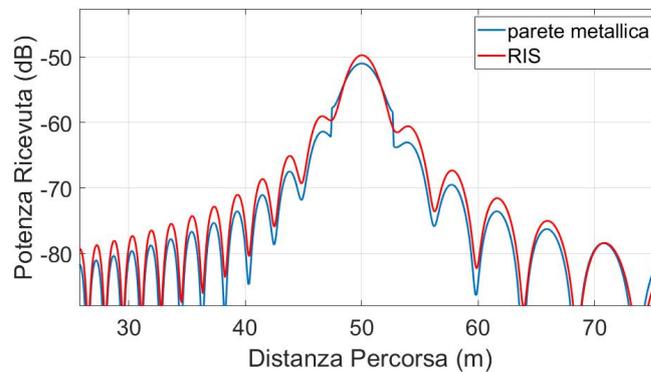


Figura 3.7: Confronto fra la potenza ricevuta utilizzando una parete metallica ideale (PEC) o una RIS

da spigoli, risulta opportuno abilitare il flag $N_MAX_DIFF = 1$ per la parete metallica.

In figura 3.7 è riportato il confronto fra la potenza ricevuta per una riflessione speculare da RIS o da una parete PEC. Dal grafico 3.7 si può notare una coincidenza fra la posizione dei punti di massimo e minimo di potenza, a fronte di un offset contenuto nell'ordine di 2 dB in ordinata.

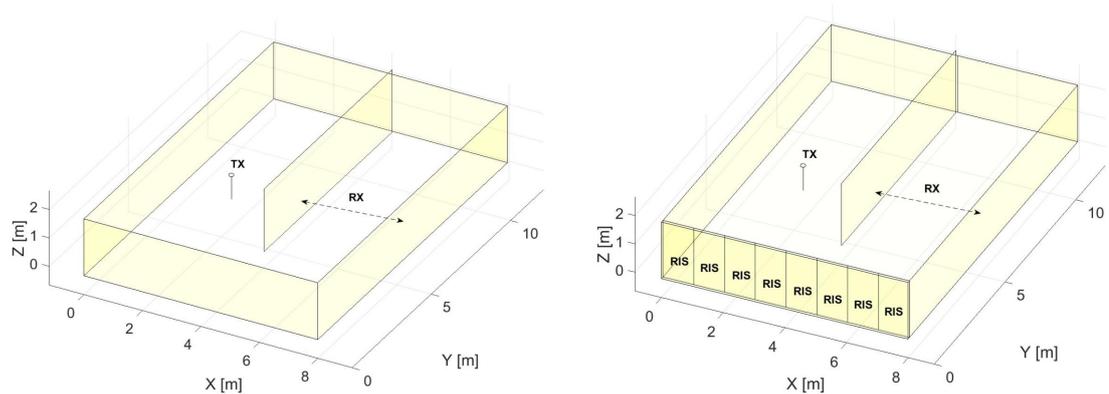
3.2.2 Scenario Indoor

Al fine di testare l'implementazione delle RIS all'interno del ray tracing, si riproduce un case-study simile a quanto svolto in [1]. L'obiettivo delle simulazioni è mostrare l'ottimizzazione della copertura, applicando un numero finito di RIS, in condizioni di ricevitori NLOS (Non-Line-Of-Sight). Si considera una stanza 8x12x2 m, con una parete divisoria, come illustrato in figura 3.8a. Viene posizionato un

trasmettitore (il quale irradia con una potenza di 0 dB) in posizione (2,6,1), ed un numero pari a 100 ricevitori in linea retta, in modo da ricoprire l'intera larghezza della porzione non illuminata, in particolare nel segmento compreso fra i punti (4,6,1.5) e (8,6,1.5).

In questo scenario risulta doveroso apportare una limitazione. Essendo fisico il modello per le RIS, e non a raggi, ognuna deve rappresentare l'ultimo ostacolo per un qualsiasi raggio, prima di raggiungere un ricevitore. Un ambiente indoor, infatti, è spesso ricco di riflessioni. Pertanto, per un confronto veritiero, si considera una singola riflessione, oltre alla diffrazione dallo spigolo della parete di separazione.

I risultati delle simulazioni, in termini di potenza ricevuta, sono mostrati in figura 3.9. Applicando e configurando manualmente un numero pari a 8 RIS nella parete perpendicolare a quella di divisione, si riesce ad ottimizzare la copertura per tutta la larghezza della semi-stanza dove sono posizionati i ricevitori. In particolare, con l'utilizzo delle RIS, si ottiene un incremento della potenza media ricevuta pari a 10 dB, come si nota in figura 3.9. Si è scelto per ogni RIS un profilo di fase phase-gradient atto a riprodurre un riflettore anomalo, come nell'espressione (2.22). La configurazione consiste nel settare gli angoli di riflessione anomala in modo tale da ottimizzare la potenza a lato ricevitore. Si noti che nei grafici relativi alla potenza ricevuta, la distanza percorsa (in ascissa) corrisponde alla distanza in metri dal primo ricevitore, nel caso in questione una distanza percorsa di 0 m coincide con la posizione $x = 4$ m, allo stesso modo una distanza percorsa di 4 m corrisponde alla posizione $x = 8$ m, fissando $(y, z) = (6, 1.5)$ m, e così via per i valori intermedi.



(a) Tutte le pareti sono metalli ideali non attraversabili

(b) 8 RIS sono applicate per ottimizzare la copertura

Figura 3.8: Geometria per scenario indoor, stanza chiusa avente dimensioni 8x12x2 m, con parete divisoria al centro

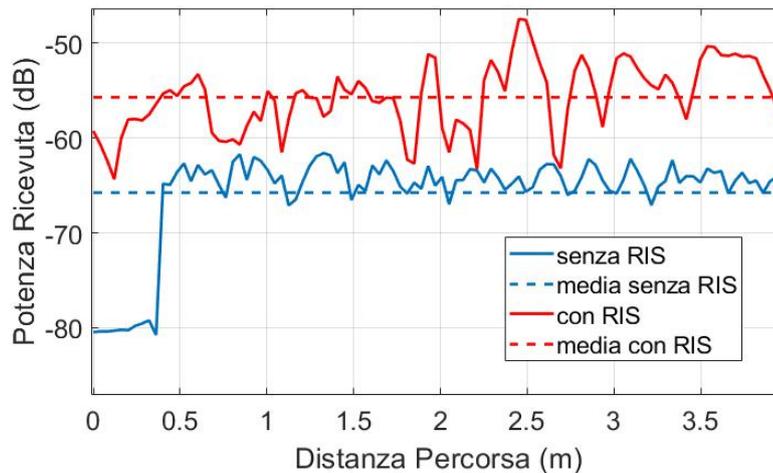


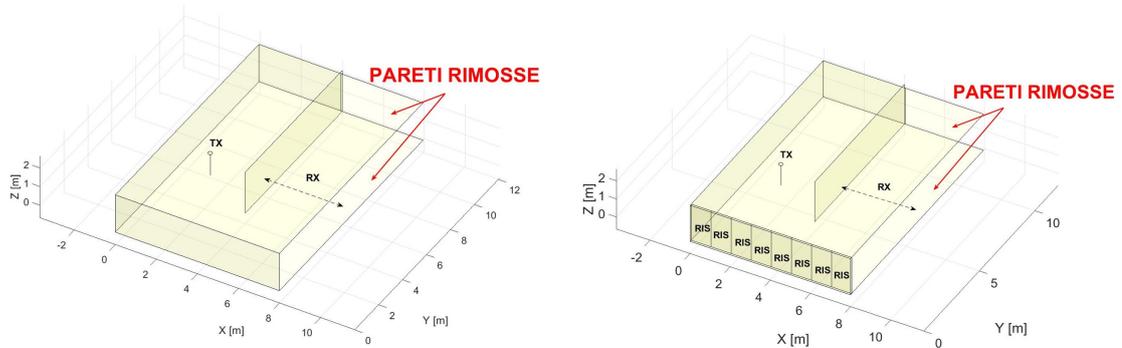
Figura 3.9: Confronto fra potenza ricevuta, utilizzando o meno le RIS, nella porzione di stanza in NLOS

Osservando il grafico 3.9 si nota un evidente calo di potenza ricevuta nei pressi della parete divisoria (nel grafico per una distanza percorsa nei pressi dello zero). Il drop in tale posizione si può compensare sfruttando le RIS in LOS (Line-Of-Sight) rispetto ai ricevitori, settando opportunamente i loro angoli di riflessione anomala.

3.2.3 Scenario Semi-Indoor

Nello scenario indoor simulato in precedenza, si considerava come ipotesi una singola riflessione. Si tiene conto di ciò in quanto, al momento, non è stato ancora sviluppato un modello a raggi per un riflettore anomalo, il che non rende possibile un calcolo accurato del campo in seguito a multiple riflessioni da RIS. Un compromesso per ovviare a questo problema, mantenendo comunque uno scenario semi-indoor, viene proposto in figura 3.10. Rimuovendo le due pareti evidenziate dalle frecce in figura 3.10, si rende possibile la considerazione di multiple riflessioni all'interno della simulazione.

Riproponendo dunque la stessa simulazione dell'ambiente indoor, settando il flag $N_MAX_REFL = 4$ e aggiornando la geometria come in figura 3.10, si ottengono risultati interessanti. Si nota infatti un incremento medio di potenza pari a 15 dB nel caso in cui si utilizzino le RIS per ottimizzare la copertura.



(a) Tutte le pareti sono metalli ideali non attraversabili

(b) 8 RIS sono applicate per ottimizzare la copertura

Figura 3.10: Geometria per scenario semi-indoor, rimosse due pareti. Stanza avente dimensioni 8x12x2 m, con parete divisoria al centro

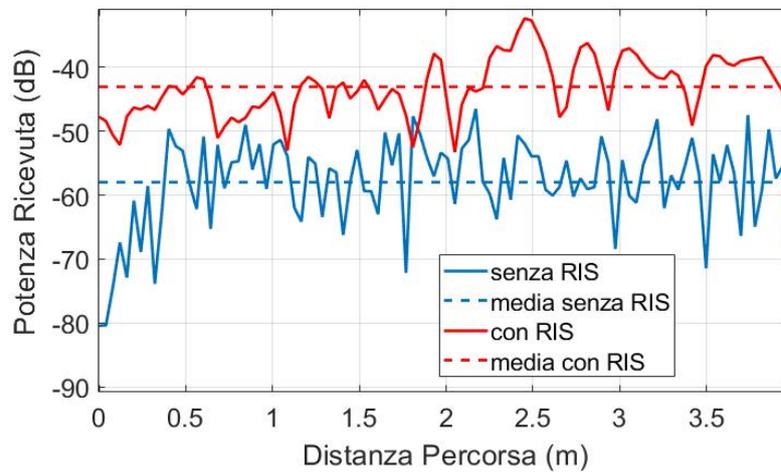


Figura 3.11: Confronto fra potenza ricevuta, utilizzando o meno le RIS, nella porzione di stanza in NLOS

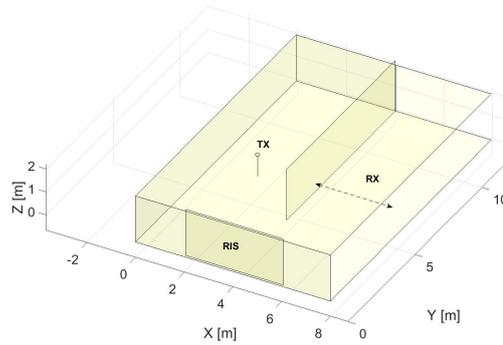


Figura 3.12: Geometria per scenario semi-indoor, rimosse due pareti. Stanza avente dimensioni 8x12x2 m, con parete divisoria al centro e una RIS focalizzante

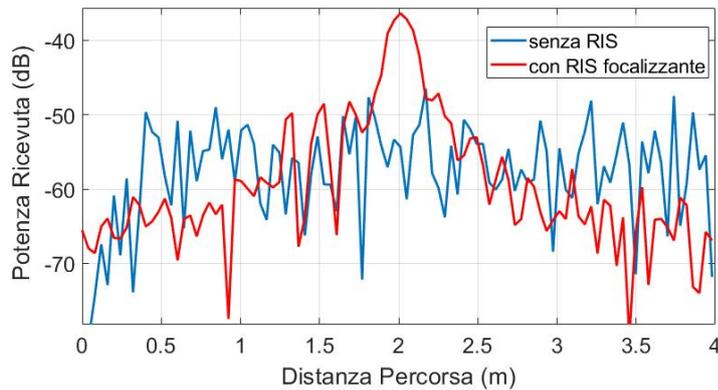


Figura 3.13: Confronto fra potenza ricevuta, utilizzando o meno una RIS con funzione focalizzante, nella porzione di stanza in NLOS

Applicazione di una RIS focalizzante

In figura 3.12 si considera lo stesso scenario della prova precedente (figura 3.10a), in cui viene applicata una RIS con dimensioni 4x2 m, configurata allo scopo di massimizzare la potenza al centro del segmento dei ricevitori. Dal grafico 3.13 si nota un evidente picco di potenza per una distanza percorsa pari a 2 m, che coincide con il punto (6,6,1.5) del sistema di riferimento, nonché il punto focalizzante preimpostato.

Conclusioni

Nel presente elaborato è stato affrontato per via teorica e mediante simulazioni l'implementazione del modello macroscopico di scattering per superfici intelligenti riconfigurabili. In seguito allo studio del modello, si è ricavata la soluzione analitica del modello integrale in condizioni di campo lontano e per una modulazione di fase di un riflettore anomalo. Tramite simulazioni si sono estrapolati i principali dati utili al confronto fra il modello secondo Huyghens e quello ad array di antenne. Il secondo si rivela più versatile e veloce in termini di tempi di calcolo, commettendo come trade-off un piccolo errore rispetto al modello integrale.

L'integrazione dei modelli per RIS all'interno del programma di ray tracing ha reso possibile alcune interessanti osservazioni. Nel caso del confronto fra una RIS impostata per una riflessione speculare e un PEC, si è riscontrata una piccola discrepanza in termini di potenza ricevuta a parità di topologia, sebbene i punti di massimo e minimo coincidano. In ambiente indoor o semi-indoor, configurando opportunamente 8 RIS come riflettori anomali, si è ottimizzata la copertura in condizioni di NLOS; settando invece una RIS come riflettore focalizzante, si è massimizzata la potenza ricevuta in un punto arbitrario nella porzione di stanza in NLOS. Studi futuri potrebbero generalizzare il modello, rendendolo a raggi e non più basato sul principio di Huyghens, almeno per quanto riguarda profili di fase relativamente semplici, come per un riflettore anomalo. In questo modo sarebbe possibile considerare anche multiple riflessioni in ambiente indoor dopo quella che avviene sulla RIS, anziché una sola come nel caso in sezione 3.2.3. Inoltre non è escluso l'utilizzo di algoritmi di ottimizzazione, anziché la modifica manuale, per quanto riguarda la configurazione della modulazione di fase per le RIS.

Bibliografia

- [1] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, “A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162–169, 2018.
- [2] M. Di Renzo, A. Zappone, M. Debbah, M.-S. Alouini, C. Yuen, J. de Rosny, and S. Tretyakov, “Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2450–2525, 2020.
- [3] A. Díaz-Rubio, V. S. Asadchy, A. Elsakka, and S. A. Tretyakov, “From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors,” *Science advances*, vol. 3, no. 8, p. e1602714, 2017.
- [4] V. Degli Esposti, E. Vitucci, M. Di Renzo, and S. Tretyakov, “Reradiation and Scattering from a Reconfigurable Intelligent Surface: A General Macroscopic Model,” *arXiv e-prints*, pp. arXiv–2107, 2021.
- [5] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2012.
- [6] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. M. Vitucci, and G. Falciasecca, “Measurement and modelling of scattering from buildings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 143–153, 2007.

Ringraziamenti

Ringrazio tutte le persone che hanno reso possibile il raggiungimento di questo traguardo. Un doveroso ringraziamento va ai prof. Degli Esposti e Vitucci, per la loro disponibilità, pazienza e tempestività nel supporto. Mi hanno aiutato nella scomposizione di un problema complesso in diversi sotto-problemi di natura più semplice durante lo svolgimento della tesi. Ringrazio tutti i compagni di corso con cui ho passato bei momenti in questi anni di università, in particolare grazie a Ion, che è stato per me fonte di ispirazione per la sua determinazione in ogni circostanza.

Un solo ringraziamento non basta per Sara, che in questi anni è sempre stata in grado di capire, ma soprattutto rispettare, le mie scelte ed è per me un punto di riferimento importante.

Per ultima, ma non per importanza, ringrazio la mia famiglia, che mi ha sempre concesso la libertà nello studio e nel coltivare le mie passioni.