

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA
CAMPUS DI CESENA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA
ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI PER L'ENERGIA

**SVILUPPO DI UN MODELLO DI
BACK-SCATTERING DA SUPERFICI
INTELLIGENTI RICONFIGURABILI PER
SISTEMI WIRELESS**

Elaborato in

Propagazione e pianificazione nei Sistemi wireless LM

Relatore

Prof. Vittorio Degli Esposti

Correlatore

Prof. Enrico Maria Vitucci

Presentata da

Cesare Pastore

Sessione II

Anno Accademico 2019 – 2020

Alla mia famiglia...

...e a tutti coloro che hanno creduto in questo mio percorso

Indice

Introduzione	7
1. Background Tecnologico	8
1.1. Introduzione alle Meta-superfici	8
1.1.1. Caratteristiche principali.....	8
1.2. Superfici Intelligenti Riconfigurabili.....	10
1.2.1. Implementazione	10
1.2.2. Realizzazione	13
1.2.3. Operatività	13
2. Applicazioni con le RIS	15
2.1. Principali applicazioni	15
2.1. Scenari applicativi.....	17
2.1. Vantaggi e limiti delle RIS.....	18
2.1. Utilizzo delle RIS	19
3. Modello Utilizzato	21
3.1. Modello di “Rugosità Efficace” per lo scattering urbano	21
3.1.1. Scattering distribuito da edifici.....	21
3.1.2. Scattering nella propagazione microcellulare urbana.....	22
3.2. Modello di “Rugosità Efficace” modificato per RIS.....	23
3.2.1. Considerazioni iniziali	23
3.2.2. Power-budget per un singolo meta-atomo passivo	23
3.2.3. Espressione del Campo elettrico	24
3.3. Esempi applicativi.....	26
3.3.1. Profilo di fase per riflessione anomala	27
3.3.2. Profilo di fase per riflessione focalizzante	28
3.3.3. Appendice: introduzione al principio generalizzato di Huygens	29
3.4. Risultati: “Sanity Check”	32
4. Conclusioni	36
5. Bibliografia	37

Introduzione

A partire dai primi sistemi di comunicazione fino alle più recenti realizzazioni per sistemi wireless, è apparso evidente che l'ambiente radio non può essere ingegnerizzato.

Avere il controllo della propagazione delle onde radio potrebbe attenuare gli effetti negativi della propagazione elettromagnetica (EM) naturale, modellando il modo in cui le onde radio interagiscono con gli oggetti circostanti.

Questo concetto è stato possibile concretizzarlo solo recentemente, attraverso un processo di ingegnerizzazione dell'ambiente radio, rendendolo intelligente mediante l'utilizzo di una nuova tecnologia nell'ambito della ricerca wireless, basata sulle Superfici Intelligenti Riconfigurabili (RIS). Queste superfici artificiali di materiale EM hanno capacità uniche e consentono di contrastare l'effetto negativo causato dal path-loss, assorbimento del segnale e fading da multi-path controllando e combinando in modo coerente la risposta EM in termini di onda riflessa, rifratta e diffratta, dalle superfici di tutti gli ostacoli presenti in un ambiente di propagazione radio.

Gli ambienti radio intelligenti dotati di RIS consentono di cambiare radicalmente il modo in cui le reti wireless sono progettate, evolvendo verso una realtà programmabile e riconfigurabile per permettere alla stessa di adattarsi ai cambiamenti dell'ambiente circostante. La tecnologia che sta alla base di questo è costituita dalle meta-superfici [1], l'equivalente bidimensionale dei metamateriali, le quali verranno usate e discusse nei capitoli seguenti.

Lo scopo di questo elaborato è quello di mostrare i concetti che sono alla base della realizzazione delle RIS, dalla funzionalità all'applicazione stessa, al fine di proporre un modello per descrivere la riflessione generata dalla stessa. Questo modello potrà essere usato in fase di simulazione o di progetto di sistemi radio che impiegano RIS.

In particolare, nel *Capitolo 1* verrà discusso il *Background Tecnologico* per capire meglio cosa sono le RIS, da quali elementi sono composte e quali sono le caratteristiche che le contraddistinguono con le altre tecnologie sul mercato. Nel *Capitolo 2* invece verranno introdotte le principali *Applicazioni con le RIS* con particolare riguardo agli ambienti radio. Infine, nel *Capitolo 3* verrà mostrato il *Modello* utilizzato per lo scattering da edifici modificato per le meta-superfici. Verranno infine illustrati un paio di esempi applicativi con valutazioni ai fini pratici.

Capitolo 1

Background Tecnologico

1.1. Introduzione alle Meta-superfici

Poiché l'aleatorietà del canale wireless è un fattore inevitabile, sempre più tecniche sono state sviluppate per affrontare questo problema. Negli ultimi anni è stata data particolare attenzione sia agli ambienti indoor poiché soggetti da scattering multi-cammino dovuto all'ambiente riverberante che a quelli outdoor per via delle strutture fisiche presenti in ambiente urbano. Riuscire ad ingegnerizzare l'ambiente wireless vorrebbe dire riuscire a controllare gli effetti di path-loss e fading da multi-path inevitabili in qualsiasi ambiente preso in considerazione.

È noto come a frequenze basse, strutture quali pareti, soffitti, pavimenti e oggetti di dimensioni considerevoli fungono da scatterer per le onde EM incidenti, creando percorsi multipli, specialmente nelle aree non visibili. Man a mano che aumenta la frequenza in gioco, anche gli oggetti di dimensioni più piccole danno il loro contributo al fenomeno prima descritto.

La tecnologia di base che permette il controllo degli ambienti wireless è data dalle meta-superfici. Esse sono il risultato di una ricerca finalizzata alla creazione di metamateriali con ottime proprietà elettromagnetiche.

Le primissime versioni di meta-superfici prevedevano un modello metallico, chiamato meta-atomo, periodicamente ripetuto su un substrato di silicio, realizzato con le classiche tecnologie già usate per la realizzazione circuiti stampati (PCB).

1.1.1 Caratteristiche principali

Come è stato appena descritto, una meta-superficie è una struttura planare che comprende un elemento conduttivo ripetuto, il meta-atomo, su un substrato dielettrico, tipicamente di materiale ceramico.

Le meta-superfici sono quindi in grado di controllare le onde elettromagnetiche che incidono su di esse in un intervallo di frequenza che dipende dalle dimensioni complessive. Per quanto riguarda il meta-atomo invece, la sua dimensione è paragonabile con la lunghezza d'onda. Solitamente $\lambda/2$ costituisce una scelta comune .

Applicazioni comuni prevedono che lo spessore della meta-superficie sia inferiore alla lunghezza d'onda. Solitamente vengono scelti valori compresi tra $\lambda/10$ e $\lambda/5$.

Una lastra di meta-superficie solitamente comprende diverse centinaia di meta-atomi ed in generale è stato verificato [1] che è necessaria una dimensione minima di circa 30×30 meta-atomi per produrre una interazione elettromagnetica.

Un progetto ben studiato di meta-superficie comprende risonatori ad anello come modello di meta-atomo. Questi però, producono un'interazione statica con le onde elettromagnetiche. Poiché per necessità si vuole un'alterazione dinamica sul tipo di controllo dell'onda

elettromagnetica ha fatto sì che i meta-atomi incorporassero componenti a commutazione di fase capaci di alterare la struttura del meta-atomo.

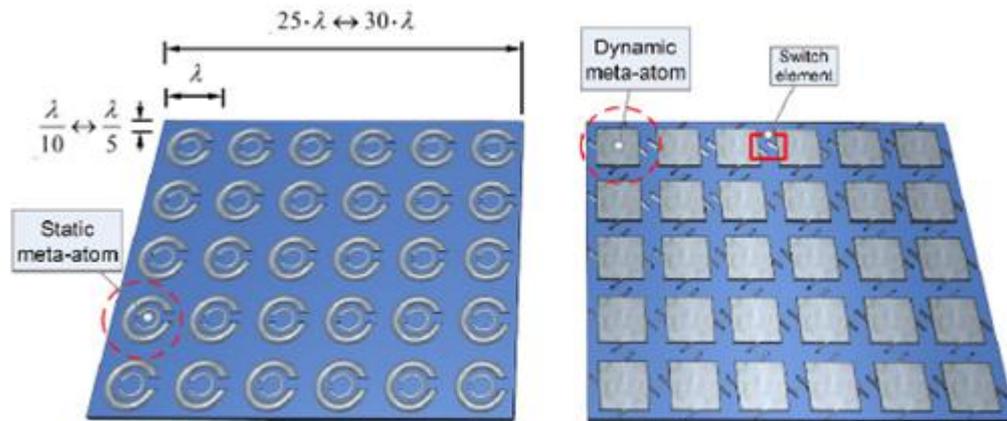


Figura 1: Rappresentazione delle tipologie di meta-superfici statiche e dinamiche

Le meta-superfici costituiscono lo stato dell'arte nel controllo EM, in particolare possono supportare un'ampia gamma di interazioni [2], quali:

- **Riflessione:** l'onda incidente con una data direzione di arrivo, viene diretta verso una specifica direzione che non necessariamente coincide con quella di partenza
- **Rifrazione:** l'onda incidente viene trasmessa/rifratta verso una direzione che non necessariamente coincide con la direzione di incidenza.
- **Assorbimento:** riferita alle onde in termini di potenza minima riflessa/rifratta per le onde incidenti.
- **Polarizzazione:** delle onde, ovvero la modifica dell'orientamento delle oscillazioni del campo EM dell'onda incidente.
- **Focalizzazione:** consiste nel concentrare l'energia di un'onda incidente in una specifica destinazione.
- **Collimazione:** è la funzione complementare della focalizzazione.
- **Scissione:** consiste nel creare multiple onde riflesse/rifratte per ogni onda radio incidente.

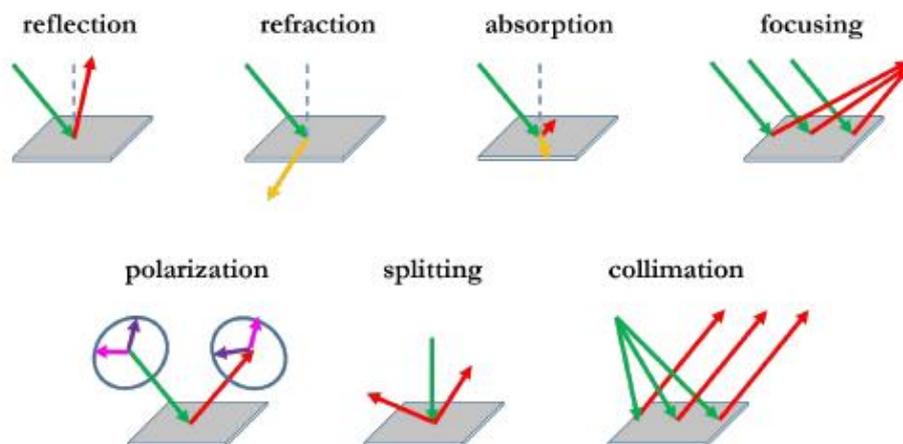


Figura 2: Rappresentazione dei tipi di interazione supportate dalle meta-superfici

1.2. Superfici Intelligenti Riconfigurabili

1.2.1 Implementazione

In un ambiente di propagazione wireless un terminale riceve il segnale tipicamente dalla sorgente più vicina. Se lo scenario si complica per via di ostacoli o interferenze di ogni genere, il controllo dell'onda radio non è poi così semplice. La Superficie intelligente riconfigurabile (RIS) ha attirato una grande attenzione in quanto può creare condizioni di propagazione favorevoli attraverso mediante la sua implementazione. Come descritto in letteratura [3] un RIS può essere pensato come un foglio sottile di metamateriale intelligente composto da un gran numero di elementi quasi passivi con un consumo energetico estremamente basso. Ogni elemento è in grado di controllare elettronicamente la fase delle onde EM incidenti grazie a proprietà che non seguono le normali leggi dell'elettromagnetismo già citate quali la riflessione, la rifrazione e l'assorbimento.

Per mettere in pratica ciò che è stato appena descritto è possibile farlo mediante RIS la cui implementazione è realizzata nei modi seguenti:

1) Reflect-arrays:

Questa implementazione [8] prevede larghi array di piccoli elementi di antenne distanti $\cong \lambda/2$ tra di loro. L'idea principale assunta è che ogni elemento lavora in maniera totalmente indipendente dagli altri.

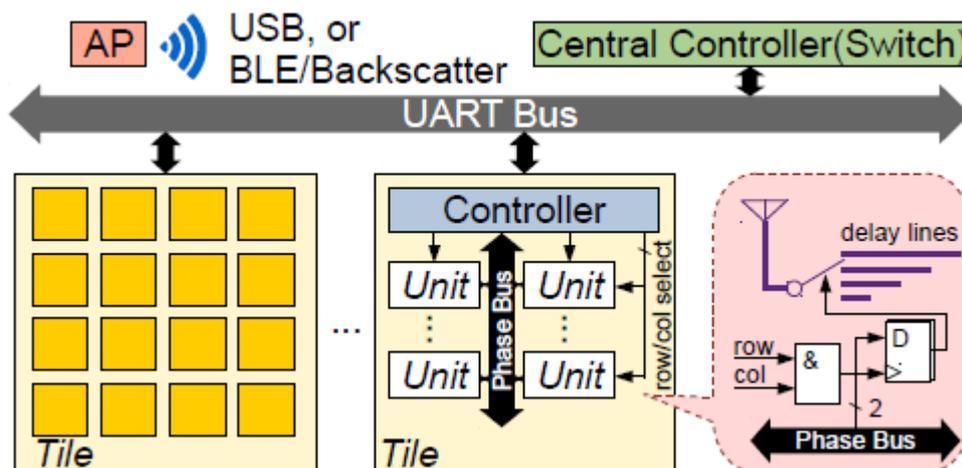


Figura 3: Esempio di RIS con array di antenne costituiti da celle

Questo è il tipico esempio di Scatter-MIMO ossia lo scenario di un ambiente wireless in cui un segnale è emesso verso un array di unità riflettenti organizzate in piastrelle. Ogni piastrella può contenere un certo numero pari di tessere riflettenti coordinate da un controller centrale. Lo scopo di quest'ultimo è quello di programmare le piastrelle in modo che rispondano all'elaborazione richiesta. Le decisioni prese vengono comunicate ad ogni tessera mediante dei nodi che fungono da gateway mentre la configurazione da applicare ai singoli elementi di antenna viene effettuata mediante dei diodi. Una volta soddisfatti i requisiti per cui si rende autonoma la funzione del sistema, la parte di controllo viene rimossa.

2) Meta-atomi:

Questa seconda implementazione prevede metamateriali planari in cui gli elementi di scattering chiamati “meta-atomi” hanno una grandezza e una distanza $\ll \lambda/2$. In questo scenario, essendo gli elementi molto più vicini tra loro, collaborano in maniera costruttiva. Questi ultimi sono organizzati in super-celle il cui singolo elemento ha lunghezza e larghezza variabili [11]. La sostanziale differenza tra le due tipologie è che, a seguito di un’onda incidente, c’è anche un’onda superficiale che si propaga lungo la superficie contribuendo positivamente in termini di efficienza energetica perché, se normalmente l’efficienza diminuisce al crescere dell’angolo di riflessione, utilizzando un design non locale è possibile avere un’elevata efficienza, simile all’onda incidente.

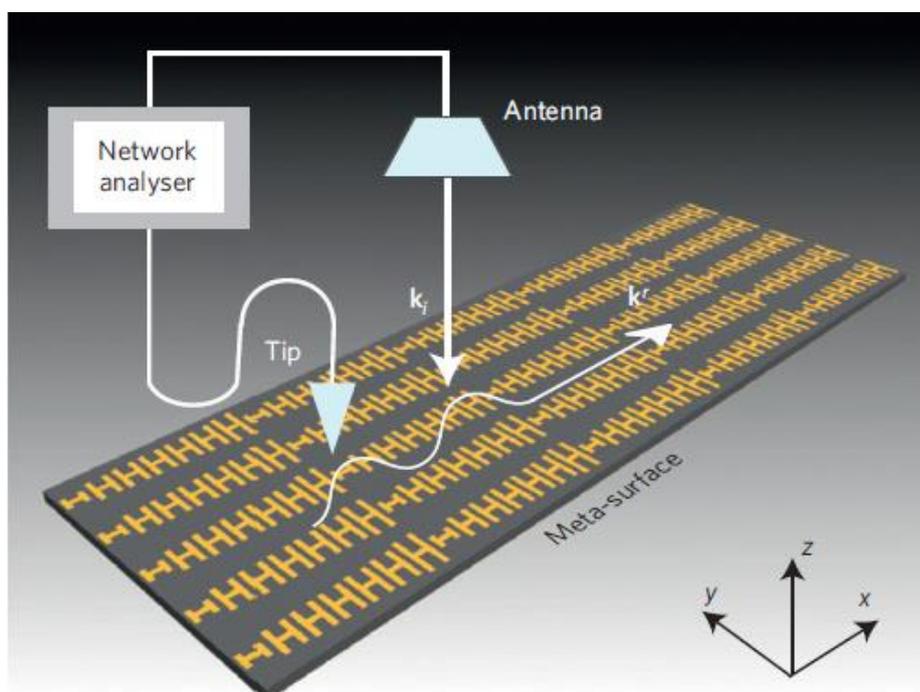


Figura 4: Esempio di RIS con elementi di antenne costituiti da meta-atomi

Facendo un po' più di chiarezza: nel “Local Design”, la relazione che lega il campo EM riflesso è proporzionale a quello incidente, considerando un’ampiezza unitaria e una fase che dipende dagli angoli di incidenza e di riflessione, per cui la potenza riflessa è sempre minore o al limite uguale a quella incidente. Nel “Non Local Design” la relazione che lega il campo EM riflesso è proporzionale a quello incidente ma, in questo caso, anche l’ampiezza ha una dipendenza dagli angoli di incidenza e riflessione. Per cui anche se in generale vale la relazione tra la potenza incidente e riflessa prima descritta, localmente non è garantita e questo è il motivo per cui si viene a creare questa onda superficiale.

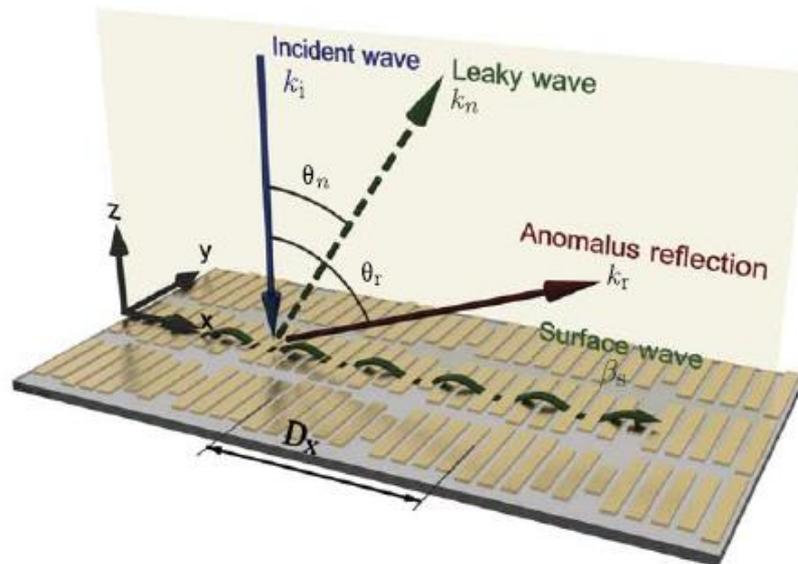


Figura 5: Rappresentazione della propagazione dell'onda superficiale

Questi meta-atomi insieme ai loro elementi di commutazione interconnessi nel caso dinamico, agiscono come fattori di controllo delle correnti che scorrono sulla superficie. La risposta EM totale della meta-superficie viene quindi derivata come campo totale emesso da tutte le correnti superficiali e può assumere forme completamente ingegnerizzate. Avere il controllo sulla corrente di superficie totale è un processo complesso che deve tenere conto delle correnti indotte direttamente sulla meta-superficie dall'onda incidente, quelle indotte da altri meta-atomi in modalità wireless, oltre alle correnti che fluiscono verso l'interno o verso l'esterno di un meta-atomo.

Esistono diversi acronimi che rappresentano al meglio queste particolari superfici, come:

- Large Intelligent Surfaces (LIS)
- Intelligent reflecting surfaces (IRS)
- Digitally Controllable Scatterers (DCS)
- Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS)

Una proprietà importante dei RIS che li contraddistinguono dai precedenti elencati è la capacità di essere ri-configurabili dopo la loro distribuzione in un ambiente wireless. Questo perché, le superfici non riconfigurabili sono considerate passive, ossia aventi capacità di interazione con l'onda incidente solo grazie alla loro struttura. Le superfici riconfigurabili sono invece considerate dinamiche e al limite possono essere considerate quasi-passive tali per cui:

- Non viene amplificato il segnale dopo la configurazione.
- Le capacità di processo di segnale digitale sono minime per configurare la superficie durante la fase di controllo e programmazione della fase.
- La potenza usata per configurare la superficie deve essere la minima possibile.

1.2.2 Realizzazione

Per quanto riguarda l'architettura di una RIS [6] il concetto si basa essenzialmente in quello di una meta-superficie gestita elettronicamente e controllata da software programmabile mediante FPGA. Essa è un'integrazione di meta-atomi artificiali, comunemente fatti di strutture metalliche di elementi a basso costo.

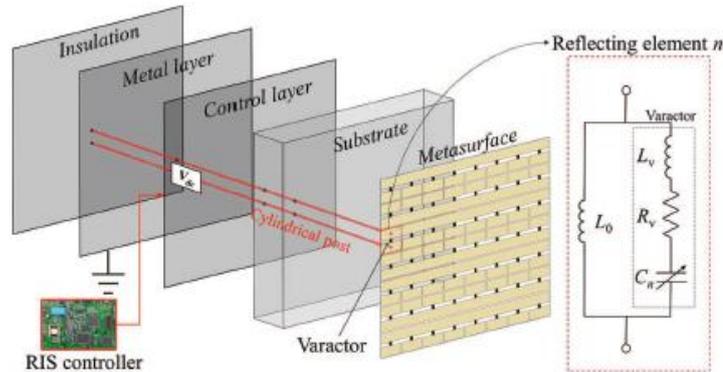


Figura 6: Architettura RIS nei suoi strati e rappresentazione circuitale del meta-atomo

Una meta-superficie si trova sulla parte superiore di un substrato dielettrico e un gran numero di patch metalliche sono periodicamente stampate su esso. In un meta-atomo, due patch metalliche separate sono collegate tra loro attraverso un Diodo Varactor comune e ognuna delle quali è collegata a una pista cilindrica conduttiva. Tutto questo si traduce in una connessione parallela tra il Diodo e la pista. Queste piste cilindriche sono collegate ad uno strato di metallo, che funge da piano di massa, attraverso un substrato dielettrico e uno strato di controllo. La lunghezza della pista cilindrica e lo spessore del substrato determinano l'induttanza del circuito, mentre la capacità di ciascun Diodo cambia in base alle tensioni di polarizzazione controllate separatamente. Il controller è basato su FPGA assume il ruolo di gateway che può ricevere e decodificare segnali [3].

Quando un segnale RF arriva sul cerotto metallico, la corrente fluisce attraverso di esso e viene divisa in base all'impedenza che trova lungo il cammino. Quindi la corrente separata converge sull'altro lato del patch metallico e riflette il segnale RF attraverso di esso.

La struttura concettuale di una RIS prevede super-celle in cui ci sono unità di cella di grandezza forme diverse ed elementi tunabili che modificano la risposta della superficie su richiesta. questi elementi possono essere realizzati Diodi PIN che cambiano la risposta quale può essere l'angolo di riflessione. questi elementi vengono controllati mediante una configurazione di rete rendendo la struttura riconfigurabile.

1.2.3 Operatività

Come mostrato nell'immagine sottostante, c'è da considerare anche l'operatività della RIS, ossia gli elementi di tuning devono essere collegati a qualcosa che crea una comunicazione col mondo esterno, come l'unità di processo, un micro-controller e una catena di radio-frequenza. Come già citato nelle diverse rappresentazioni presenti nei paragrafi precedenti,

la catena RF riceve il segnale dal mondo esterno e lo comunica agli elementi di tuning che riportano i processi a dei nodi sensore che a loro volta lo ricomunicano verso la zona di controllo. Questa zona di controllo a sua volta è definita come quel processo che controlla e configura la fase come vogliamo.

Una volta avuto le risposte dalla struttura configurata a dovere non ci sarà più il bisogno di avere la parte appena descritta, che verrà staccata e la struttura sarà capace di integrarsi all'ambiente per cui è stata configurata e operare in modo passivo.

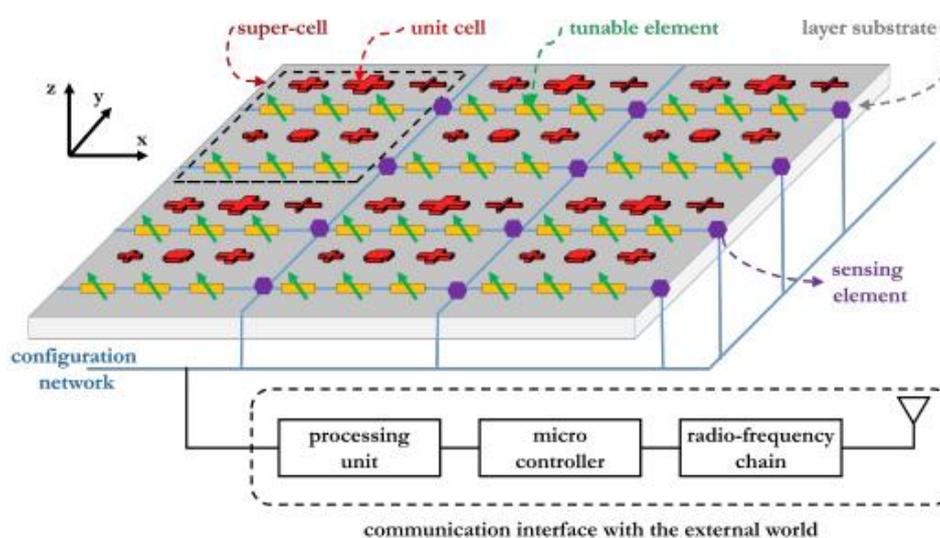


Figura 7: Rappresentazione RIS nella sua operatività

Il design microscopico di ogni cella unitaria determina la risposta macroscopica della RIS alle onde radio incidenti. In altri termini, la meta-superficie può trasformare i campi EM incidenti in campi EM desiderati attraverso assorbimenti e contributi vari descritti in precedenza. Dunque, questo design garantisce che durante la fase operativa, la meta-superficie sia globalmente passiva.

La proprietà di essere riconfigurabile è assicurata dai Diodi PIN o Varactor [4]. Configurando opportunamente lo stato ON/OFF dei Diodi PIN o la tensione di polarizzazione dei Varactor, è possibile controllare e programmare le trasformazioni che vengono applicate alle onde radio incidenti.

Per essere controllato e programmato da remoto, le RIS devono possedere almeno un Gateway [5] che funge da interfaccia con il mondo esterno. Il microcontrollore e la rete di comunicazione cablata permettono il trasferimento delle informazioni.

Infine, poiché le RIS non possono percepire o apprendere l'ambiente da sole, necessitano di sensori a bassa potenza anche se, recenti studi stanno basandosi sulla possibilità che i RIS quasi passivi non siano dotati di elementi di rilevamento ma di algoritmi e protocolli analoghi [6][7].

Capitolo 2

Applicazioni con le RIS

2.1. Principali applicazioni

Le due macrocategorie per l'utilizzo delle RIS prevedono applicazioni:

1) Outdoor

Nelle città, è possibile applicare le RIS sulle facciate di grandi edifici offrendo l'opportunità di migliorare la copertura in zone la cui copertura non è diretta [2]. Questo comporta, oltre ad un aumento dell'efficienza spettrale, ad una riduzione dei costi di implementazione poiché l'utilizzo delle RIS diminuirebbe il numero delle stazioni base installate.



Figura 8: Rappresentazione dell'applicazione di RIS in uno scenario outdoor

Recenti studi hanno dimostrato come, con l'utilizzo di vetri speciali è possibile realizzare pannelli totalmente trasparenti da applicare direttamente alle finestre per abilitare la connettività tra l'esterno e l'interno della struttura [19].

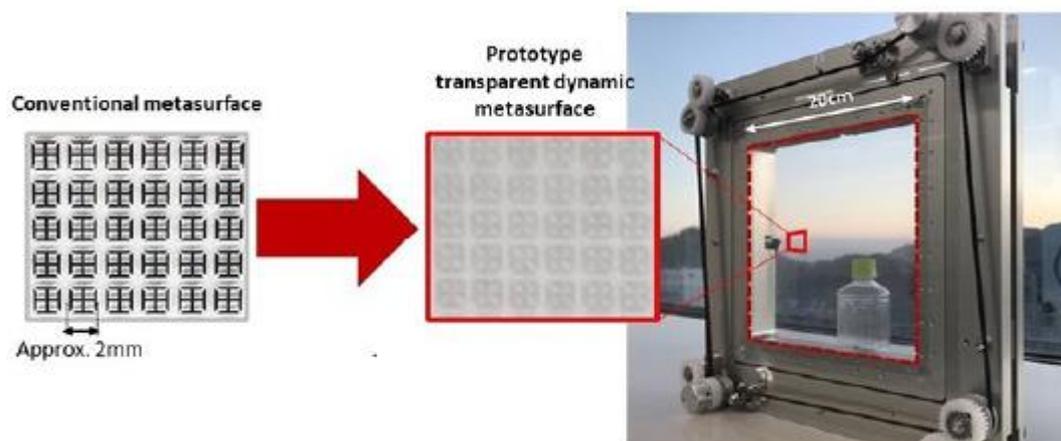


Figura 9: Rappresentazione di una RIS trasparente realizzata da NTT DOCOMO

2) Indoor

Per quanto concerne gli scenari indoor, l'utilizzo varia dagli appartamenti agli uffici, dalle fabbriche ai campus, dalle stazioni agli aeroporti, fino ad applicazioni per treni, aerei e autovetture.

Nelle case per esempio possono essere rivestite con RIS le pareti, le finestre, oltre a svariati oggetti fissi, com'è mostrato nell'esempio seguente:



Figura 10: Rappresentazione dell'applicazione di RIS in uno scenario indoor

Da non trascurare anche l'applicazione in posti davvero innovativi, quali ad esempio l'abbigliamento che può essere realizzato con metamateriali e diversi sensori incorporati per creare reti per il monitoraggio della salute.

In conclusione, i RIS possono offrire innumerevoli vantaggi per quanto riguarda l'applicazione in cui essi sono impiegati. Basta pensare alla possibilità di poterli inserire in un ambiente dove non è possibile installare stazioni base, oppure alla possibilità di essere inseriti in ambienti senza interferire con l'estetica circostante.

2.2. Scenari applicativi

Sono diversi gli scenari applicativi che è possibile incontrare con l'applicazione delle RIS [2]. L'immagine seguente può aiutare a chiarire meglio questo concetto:

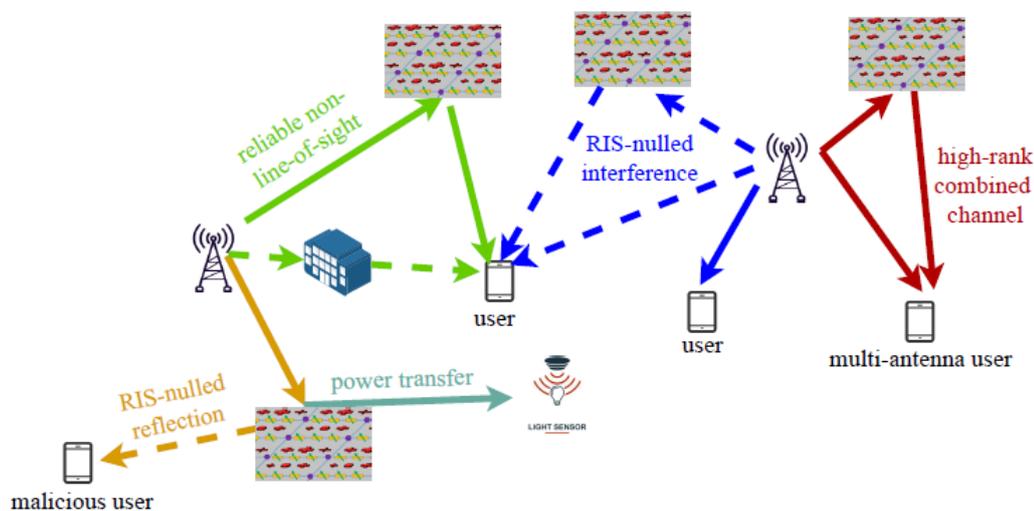


Figura 11: Rappresentazione dei vari scenari applicativi delle RIS

Come si nota dalla figura soprastante, immaginando uno scenario in cui diversi utenti sono posti a distanze diverse e comunicanti con le rispettive stazioni base, ci sono tanti modi per sfruttare l'utilizzo delle RIS all'interno di un ambiente di propagazione. Tra i tanti utilizzi è possibile citare i seguenti:

- **Scenario 1: Ingegnerizzare il segnale.**
La RIS può essere configurata per migliorare i collegamenti in zone di bassa copertura, in cui la comunicazione non è prevista o non è sufficiente. È possibile supportare anche applicazioni di rilevamento, localizzazione e mappatura dei dispositivi mobili.
- **Scenario 2: Ingegnerizzare le interferenze.**
La RIS può essere configurata per indirizzare i segnali verso destinazioni specifiche sia per migliorare la qualità del segnale ma soprattutto per sopprimere tutti quei contributi aggiuntivi indesiderati che possono interferire con altri sistemi di comunicazione wireless.
- **Scenario 3: Ingegnerizzare la sicurezza.**
La RIS può essere configurata in modo da creare interferenze distruttive per tutti gli intercettatori di segnale, alterando la riflessione per utenti non autorizzati a ricevere il segnale.
- **Scenario 4: Ingegnerizzare lo scattering.**
La RIS può essere configurata per modulare i dati rilevati dai sensori e trasferire informazioni delle onde radio ambientali senza creare nuovi segnali ma riciclando le onde radio esistenti per la comunicazione.

2.3. Vantaggi e limiti delle RIS

Considerando le differenze con altre principali tecnologie ad antenne, è possibile annotare le seguenti considerazioni a vantaggio dell'utilizzo delle RIS [9][10]:

- **MIMO convenzionale:** questa tecnologia soffre di una complessità hardware eccessivamente elevata in quanto ci sono molte antenne e per ciascuna è necessaria una catena di trasmissione/ricezione a RF dedicata, composta da filtri, amplificatori, mixer, DAC e ADC per ottimizzare le operazioni.

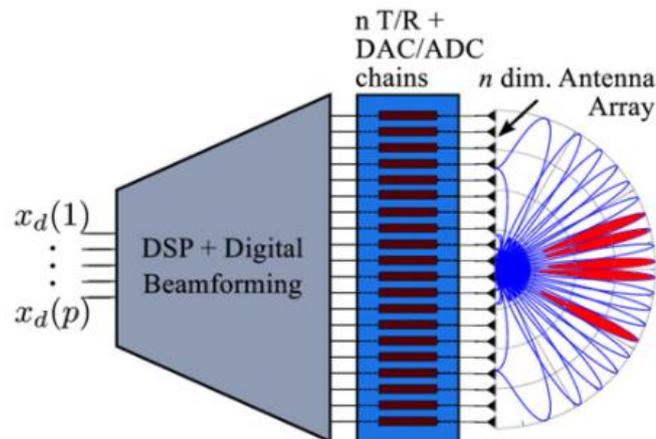


Figura 12: Struttura delle antenne con tecnologia MIMO convenzionale

- **Phased Array:** se consideriamo questo secondo caso, dietro agli elementi di antenna è necessaria una rete di svariati amplificatori pilotati da degli shift di fase per generare ciascun raggio. Sono più semplici da realizzare rispetto alla tecnologia precedente ma allo stesso modo ha un complesso numero di elementi che la compongono.

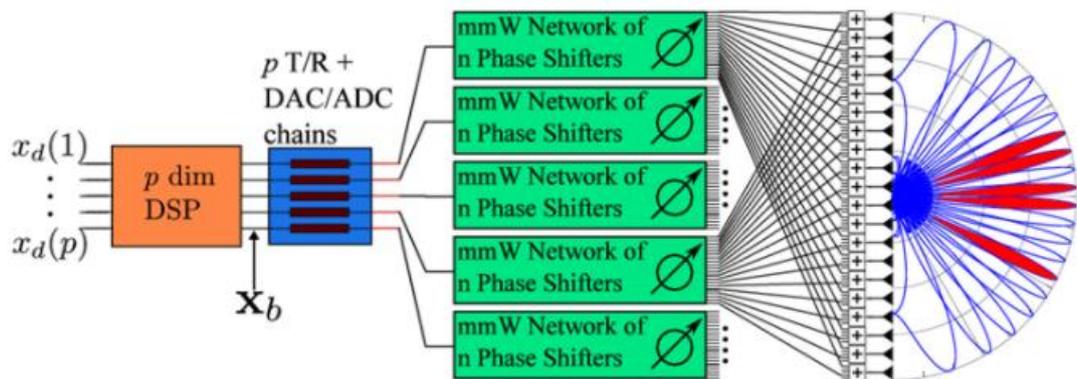


Figura 13: Struttura delle antenne con tecnologia ad ARRAY di fase

- **RIS:** la tecnologia presente invece, seppur ha un numero molto elevato di elementi di antenna, sono controllati da un circuito molto semplice da realizzare. Nel complesso sono molto economici e hanno un consumo di potenza veramente ridotto rispetto agli altri prima descritti.

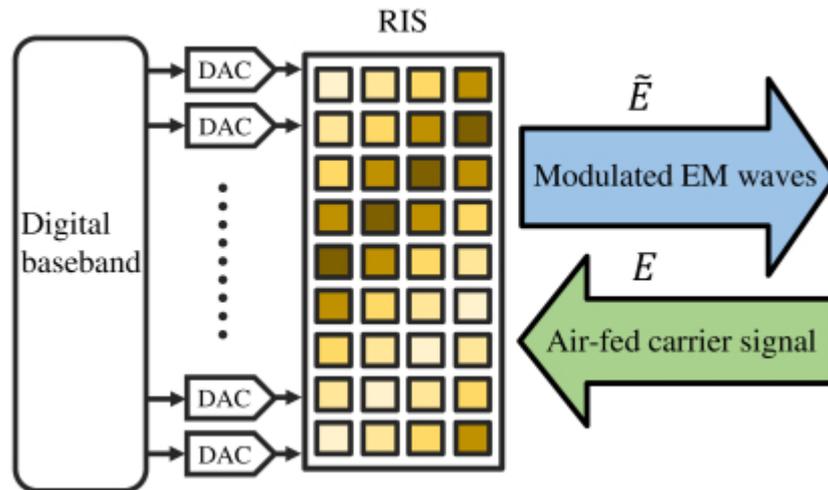


Figura 14: Struttura delle antenne con tecnologia RIS

2.4. Utilizzo delle RIS

Ovviamente sono molteplici gli impieghi delle RIS [12]. Tra i più importanti è possibile citare i seguenti tre:

1) Riflettore Anomalo:

La RIS è configurata per avere una riflessione/rifrazione dell'onda incidente in direzioni specifiche che non necessariamente rispettano le leggi di riflessione e rifrazione. Il vantaggio nell'utilizzo di questa modalità è che non c'è bisogno di conoscere la localizzazione dei ricevitori né di conoscere il fading del canale poiché la copertura può essere settoriale in zone non in linea di segnale. Il limite principale invece è dovuto ad un SNR non elevato.

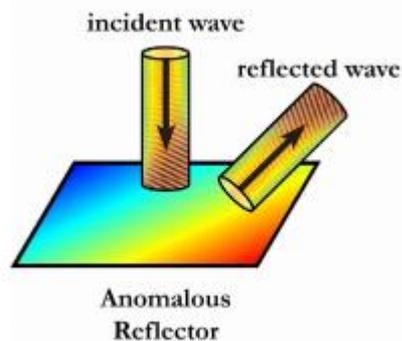


Figura 15: Rappresentazione di una riflessione anomala

2) Riflettore Focalizzante:

La RIS è configurata per concentrare l'onda radio incidente in una specifica locazione di destinazione. Ovviamente rispetto al caso precedente, il principale vantaggio è proprio quello di riuscire ad avere un elevato SNR nella zona di interesse. In questo caso il limite è legato proprio al fatto che non sempre è risaputo dove si troverà il ricevitore.

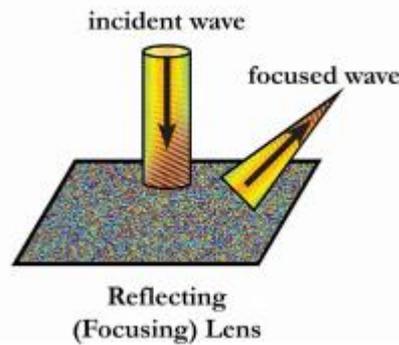


Figura 16: Rappresentazione di una riflessione focalizzante

3) Codifica Congiunta:

La RIS è configurata per ottimizzare la capacità di sistema. Solitamente un sistema del genere prevede un encoder e un decoder collegati in retroazione e un canale interposto. L'obiettivo è aggiungere in questo loop un ulteriore loop di feed-back interno in modo da controllare il canale in real-time. Questo si traduce nell'avere un simbolo di modulazione che all'interno della macro-cella switcha gli elementi ON e OFF e una volta identificati questi elementi è possibile avere un pattern corrispondente alla codifica applicata. Il principale vantaggio è quello di poter modulare lo stato dei meta-atomi mentre lo svantaggio è simile a quello del riflettore focalizzante.

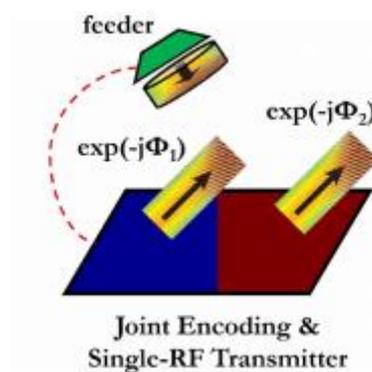


Figura 17: Rappresentazione di una codifica congiunta.

Capitolo 3

Modello Utilizzato

3.1. Modello di “Rugosità efficace” per lo scattering urbano

In questo primo paragrafo si vogliono introdurre i concetti chiave che hanno contribuito maggiormente nella scelta del modello utilizzato nel nostro studio. In particolare, verrà discusso prima il ruolo dello scattering diffuso nel determinare la dispersione temporale e angolare del canale radio in ambiente urbano, poi viene mostrato un modello di scattering diffuso basato su un approccio a raggi. Infine, viene mostrato il nostro caso di studio con un paio di esempi applicativi.

3.1.1 Scattering distribuito da edifici

Una nuova frontiera nella modellizzazione della propagazione urbana è rappresentata dalla previsione affidabile e rapida della dispersione temporale e angolare del canale radio. La conoscenza dello “scattering diffuso” è fondamentale per la progettazione di sistemi con interfacce radio avanzate e poiché ha un forte impatto sulla dispersione temporale e angolare non deve essere trascurato [13].

La previsione dello scattering diffuso a singolo rimbalzo dalle pareti degli edifici può essere facilmente realizzata adottando l’approccio “*Rugosità Efficace*”. Tuttavia, quando il muro considerato è “vicino” a uno o entrambi i terminali radio, esso deve essere discretizzato in elementi di superficie (comunemente chiamati piastrelle) perché diversi punti di superficie generano dispersione con diversi angoli di arrivo e ritardi temporali.

Un semplice caso con un unico muro di costruzione rettangolare è illustrato nella rappresentazione sottostante: un cluster di raggi a dominio angolare sul ricevitore attorno al raggio riflesso speculare viene prodotto a causa dello scattering diffuso.

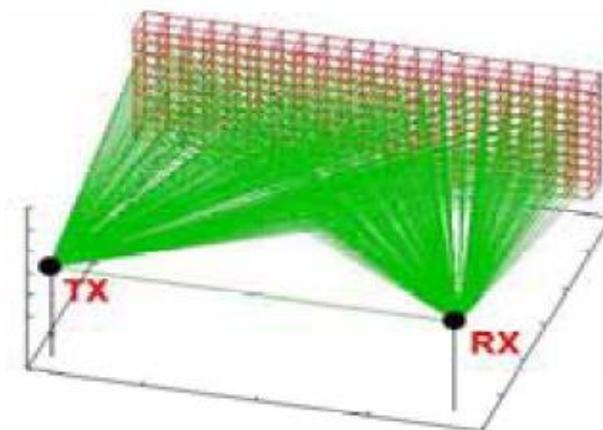


Figura 18: Parete rettangolare discreta

È evidente che un numero elevato di tessere, e quindi raggi, è necessario anche per una singola parete e quindi il tempo di calcolo richiesto è molto più lungo rispetto ai tradizionali metodi di Ray-Tracing (RT) che tengono conto solo della riflessione e della diffrazione.

I risultati di ricerca, proposti per il calcolo di profili continui angolari dovuti allo scattering delle pareti degli edifici, consentono di ottenere un livello di realismo più elevato consentendo lo sviluppo di modelli RT ibridi con l'aggiunta di una dispersione angolare/temporale attorno ai raggi in una tipica propagazione urbana simulata con un programma RT3D.

3.1.2 Scattering nella propagazione microcellulare urbana

Il recente sviluppo di strumenti di RT o RL ha notevolmente migliorato le capacità di predizione del campo microcellulare. Poiché RT considera solo i raggi che subiscono riflessioni speculari o diffrazioni, non riesce ancora a descrivere correttamente i fenomeni di scattering diffuso che possono avere un impatto significativo sulla propagazione. Recenti studi [14] considerano tutti i fenomeni di scattering diffuso originati dalle superfici delle pareti degli edifici. Il contributo di ciascuna parete, sia come intensità del campo che come profilo di ritardo di potenza, è stato calcolato direttamente da ogni distanza e orientamento di ciascuna parete rispetto a Tx e Rx.

Facendo riferimento a un singolo elemento di superficie infinitesimale appartenente a un muro di edificio e considerando solo la componente di campo lontano dell'onda diffusa dall'elemento di superficie è stato ipotizzato un modello di scattering Lambertiano.

È stata presa in considerazione la tipica topologia urbana avente un incrocio stradale integrando il modello considerato in uno strumento di previsione RT eseguendo delle predizioni sul campo, con e senza scattering diffuso. È stato confermato come, aggiungendo il contributo di scattering diffuso è possibile aumentare sensibilmente l'intensità di campo.

Con ulteriori approfondimenti [15] poiché i servizi di comunicazione wireless, con la loro trasmissione multimediale ad alta velocità richiedono una compressione completa del canale di propagazione RF, è stato studiato l'impatto dello scattering diffuso sui parametri di propagazione della banda stretta e della banda larga, nonostante lo scattering diffuso sia stato spesso studiato come un fenomeno che disturbava o attenuava la riflessione speculare su superfici ruvide. Il modello di scattering è stato integrato in uno strumento di previsione RT-UTD al fine di confrontare il contributo di scattering con il contributo di riflessione/diffrazione al campo totale in termini di intensità di campo e diffusione del ritardo. I risultati hanno dimostrato che lo scattering diffuso può influenzare sensibilmente sia la potenza ricevuta che la dispersione dei canali nelle topologie urbane tipiche.

3.2. Modello di “Rugosità efficace” modificato per RIS

3.2.1 Considerazioni iniziali

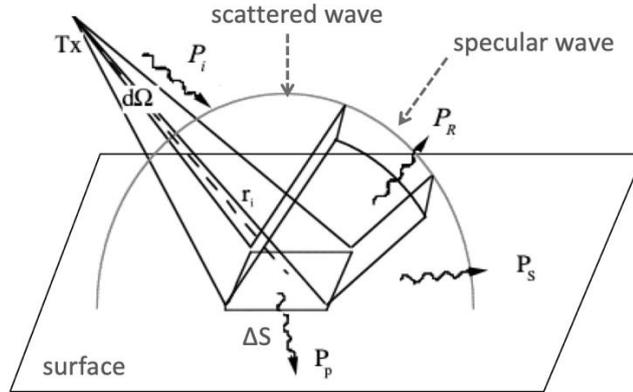


Figura 19: Modello di partenza considerato

Il modello di Rugosità Efficace (ER) [16], si basa su un budget di flusso di potenza all'elemento di superficie generico ΔS : come si evince dalla figura soprastante, si presume che l'onda incidente generi sia un'onda riflessa speculare che un'onda sparsa, mentre una frazione della sua potenza penetra nel materiale. Pertanto, il seguente budget energetico vale per una superficie passiva:

$$P_i = P_r + P_s + P_p \quad (1)$$

Dove i simboli stanno ad indicare rispettivamente la potenza incidente, riflessa, sparsa e rimanente che penetra nell'elemento di superficie.

Considerando una superficie generica (ad esempio la parete di un edificio) si presume che le deviazioni di superficie o volume da uno strato piatto uniforme, diano origine allo scattering, deviando una frazione della potenza solo dalla riflessione speculare, cioè P_p è indipendente da tali deviazioni. Pertanto, se definiamo un parametro di dispersione S come rapporto tra l'ampiezza del campo locale scatterato e l'ampiezza del campo locale riflesso, il fattore di riduzione R , anche chiamato fattore di Rayleigh, dall'espressione (1) otteniamo:

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

3.2.2 Power-Budget per un singolo meta-atomo passivo

In seguito, il modello ER è stato ottimizzato per modellare lo scattering di ritorno dalle superfici RIS, con ΔS che assume il ruolo di elemento di meta-superficie RIS o "meta-atomo". Le RIS sono concepite per ridurre al minimo la potenza riflessa e dispersa, e usare la maggior parte della P_p per riemettere una nuova onda con caratteristiche desiderate. Assumendo ogni meta-atomo indipendente da tutti gli altri (RIS localmente passivo), possiamo riscrivere l'equazione del bilancio energetico (1) per il singolo meta-atomo come:

$$P_i = P_r + P_s + P_m + P_d \quad (3)$$

Dove P_m è la potenza reirradiata dal meta-atomo, P_d è la potenza dissipata e $P_m + P_d = P_p$. Si presume che ΔS sia sorgente secondaria di un'onda sferica riemessa, determinata da un

coefficiente di intensità m e un dato modello di re-irradiazione. La sovrapposizione di tutte le onde generate dagli atomi del RIS, genera l'intera onda re-irradiata, in accordo con il principio di Huygens. Il coefficiente m definisce la frazione della potenza ricevuta dall'antenna di meta-atomo che viene re-irradiata. Possiamo quindi riscrivere l'equazione del bilancio energetico (3) come:

$$P_i = R^2 \rho P_i + S^2 \rho P_i + m P_i + \tau P_i \quad (4)$$

Dove ρ è la riflettività del meta-atomo e τ è il fattore di dissipazione. Quindi, dall'equazione (2) e (4) per un meta-atomo passivo abbiamo:

$$m = 1 - \rho - \tau \quad (5)$$

Si noti che tutti i termini tra (3) - (5) possono dipendere dall'angolo di incidenza. Si assume che ΔS agisca come una fonte secondaria di Huygens che re-irradia la potenza $m P_i$ ricevuta, con una fase e una polarizzazione arbitrarie come definito nella sezione successiva.

Deve essere chiaro che il campo calcolato con il presente modello sarà preciso solo nel campo lontano di ciascun elemento di superficie ΔS , cioè quando la distanza r dalla meta-superficie soddisfa la condizione di distanza di Fraunhofer:

$$r = \frac{2\Delta S}{\lambda}$$

3.2.3 Espressione del Campo Elettrico

Al fine di esprimere il campo re-irradiato dalla RIS, possiamo avvalerci del principio di Huygens che cita: ogni punto su un fronte d'onda è esso stesso sorgente di onde sferiche che interferiscono tra loro e la somma delle onde sferiche emanata consente di formare un nuovo fronte d'onda. Ragion per cui è possibile sostituire ciascun ΔS con un elemento di Huygens radiante equivalente rappresentato nella figura seguente, preservando il bilancio di potenza precedentemente definito.

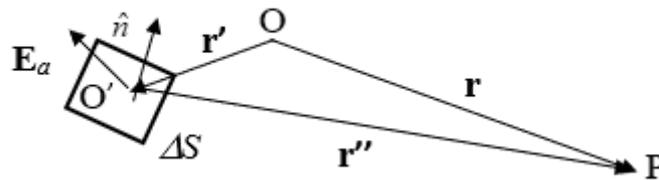


Figura 20: Elemento di Huygens e il punto di ricezione P

Supponendo che il campo incidente sull'elemento di superficie ΔS possa essere espresso come un'onda sferica a campo lontano irradiata da un'antenna Tx, abbiamo:

$$\vec{E}_i = \sqrt{\frac{60P_t G_t}{r_i^2}} e^{j\chi_0} e^{-j\beta r_i} \hat{P}_i \quad (6)$$

dove P_t e G_t sono rispettivamente la potenza e il guadagno dell'antenna Tx e \hat{P}_i è il vettore unitario di polarizzazione che incarna lo stato di polarizzazione del campo. Secondo il principio di Huygens applicato a un corpo di Conduttore Elettrico Perfetto (PEC), per calcolare il back-scattering dal corpo (derivato dal Teorema di induzione [17]) la sorgente

secondaria sulla superficie è definita dalla componente tangenziale del campo incidente (6), come spiegato nell'appendice. Nel caso PEC le sorgenti secondarie re-irradieranno tutta la potenza incidente P_i poiché la riflettanza di una PEC è uguale a 1.

Nel presente modello, modifichiamo il principio di Huygens attenuando il campo della sorgente secondaria di un fattore \sqrt{m} per soddisfare il bilancio di potenza (5), cioè affinché la potenza re-irradiata sia mP_i . Inoltre, la fase del campo viene cambiata per simulare l'azione del RIS, che cambia la fase del campo in ciascuna ΔS al fine di modellare l'onda generale re-irradiata. Pertanto, ipotizzando invariata la polarizzazione dell'onda incidente, tale campo è:

$$\vec{E}_a = (\vec{E}_i)^\tau \sqrt{m(x,y)} \cdot e^{j\chi_m(x,y)} = (\hat{n} \times \vec{E}_i \times \hat{n}) \sqrt{m(x,y)} \cdot e^{j\chi_m(x,y)} \quad (7)$$

dove (x, y) sono le coordinate dell'elemento di superficie considerato, assumendo un sistema di riferimento con l'asse z normale alla superficie.

I due parametri $\sqrt{m(x,y)}$ e $\chi_m(x,y)$ possono essere chiamati profili di ampiezza e fase forzati dal RIS.

Se assumiamo che il meta-atomo in (x, y) sia in grado di cambiare anche la polarizzazione del campo, allora il campo riradiato dal meta-atomo può essere espresso da:

$$\begin{aligned} \vec{E}_a &= |\hat{n} \times \vec{E}_i \times \hat{n}| \cdot \{m_x \hat{x} + m_y \hat{y}\} \cdot e^{j\chi_m(x,y)} \\ &= \sqrt{\frac{60P_t G_t}{r_i^2}} |\hat{n} \times \hat{P}_i \times \hat{n}| \cdot \{m_x \hat{x} + m_y \hat{y}\} e^{-j\beta r_i} e^{j[\chi_m(x,y) + \chi_0]} \end{aligned} \quad (8)$$

Con $|m_x|^2 + |m_y|^2 = m$, dove il modulo $|\hat{n} \times \hat{P}_i \times \hat{n}|$ annulla lo stato di polarizzazione originale mantenendo il fattore di obliquità. Il nuovo stato di polarizzazione è ora espresso attraverso il termine vettoriale accanto ad esso. I coefficienti complessi m_x e m_y devono essere scelti correttamente per impostare lo stato di polarizzazione desiderato.

Infine, secondo la formulazione del principio di Huygens, il campo $\Delta \vec{E}_m$ re-irradiato nel punto di ricezione P dalla fonte secondaria ΔS può essere calcolato dal campo (7) o (8) come (vedi Appendice e [18]):

$$\Delta \vec{E}_m(P) = j \frac{2\pi e^{-j\beta r''}}{\lambda^2 \beta r''} \hat{u}_r \times (\vec{E}_a \times \hat{n}) \Delta S = \frac{j e^{-j\beta r''}}{\lambda r''} \hat{u}_r \times (\vec{E}_a \times \hat{n}) \Delta S \quad (9)$$

Dove \hat{n} è il vettore unitario normale alla superficie in ΔS , e:

$$r'' = P - O' = (P - O) + (O - O') = \bar{r} - \bar{r}'$$

$$\hat{u}_r = \frac{P - O'}{|P - O'|}$$

Il campo totale coerente in P può quindi essere calcolato attraverso l'integrazione sull'intera metasuperficie:

$$\vec{E}_m(P) = -\frac{j}{\lambda} \int (\vec{E}_a(x,y) \times \hat{n}(x,y)) \times \hat{u}_r(x,y,P) \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r''(x,y,P)}}{r''(x,y,P)} dx dy \quad (10)$$

Considerando tuttavia che il RIS è discreto, l'integrale (10) si riduce a fini pratici a una sommatoria:

$$\vec{E}_m(P) = \sum_i \sum_j \Delta \vec{E}_m(i\Delta l_x j\Delta l_y) \quad (11)$$

Dove $(x, y) \equiv (i\Delta l_x j\Delta l_y)$ $i = 1, 2, \dots, N_x$ $j = 1, 2, \dots, N_y$ $\Delta l_x j\Delta l_y$ sono le distanze x e y inter-atomo (periodiche) del RIS, con $\Delta l_x j\Delta l_y = \Delta S$.

3.3. Esempi applicativi

Sono state in seguito effettuate alcune prove di natura pratica, mediante l'utilizzo di un simulatore. Esso prevedeva un Sistema di trasmissione realistico, con una sorgente che emettesse un segnale a 3GHz verso una piastrina PEC, ossia senza scattering, riflessione speculare e dissipazione, larga 7m, situata in xz come illustrato. L'elemento è stato concepito per catturare tutta la potenza incidente sulla sua superficie.

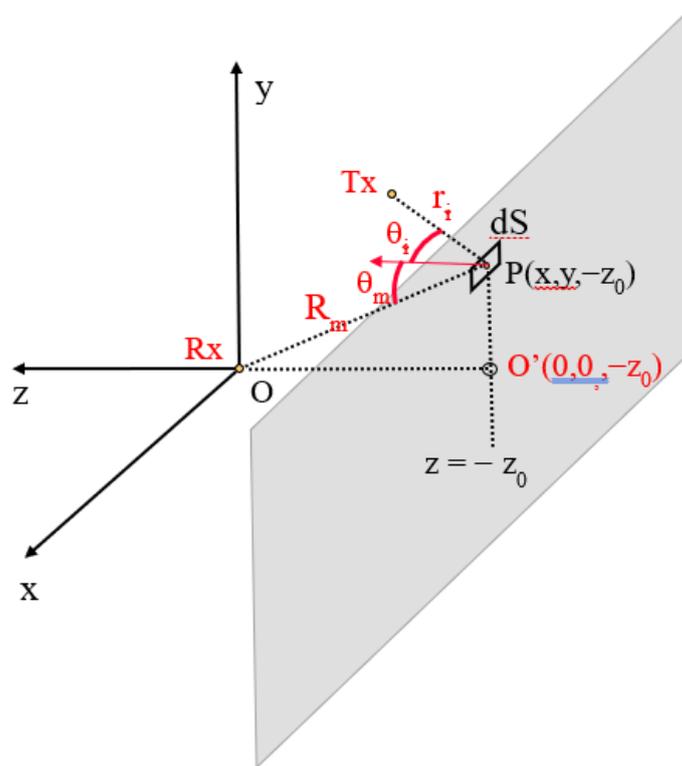


Figura 21: Sistema di riferimento centrato su Rx

3.3.1 Profilo di fase per Riflettore Anomalo

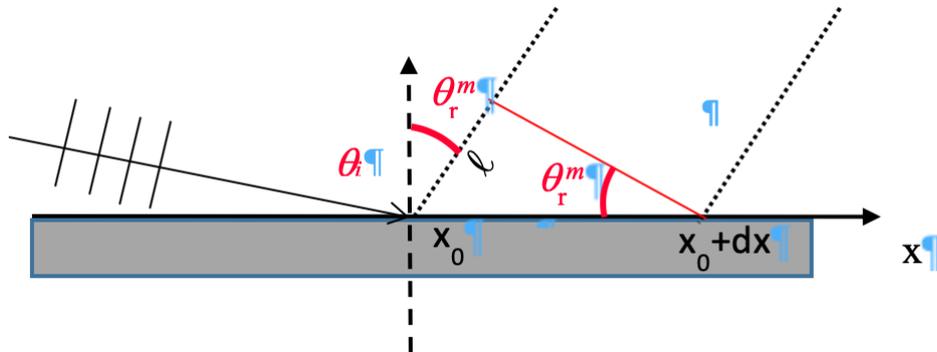


Figura 22: Sistema di riferimento per riflessione anomala

Per ipotesi si presuppone un'onda incidente piana con piano di incidenza xz .
Lo shift di fase desiderato per la direzione di riflessione θ_r^m :

$$d\chi = \beta l = -\beta dx \sin \theta_r^m$$

Lo shift di fase generato dall'onda incidente:

$$d\chi_i = \beta l' = -\beta dx \sin \theta_i$$

Quindi lo shift di fase che il RIS deve imporre è:

$$d\chi_m = d\chi - d\chi_i = \beta dx (\sin \theta_i - \sin \theta_r^m)$$

Quindi, il profilo di fase del RIS deve essere (funzione della sola x):

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

Dove χ_{m0} è una fase iniziale arbitraria.

3.3.2 Profilo di fase per Riflettore Focalizzante

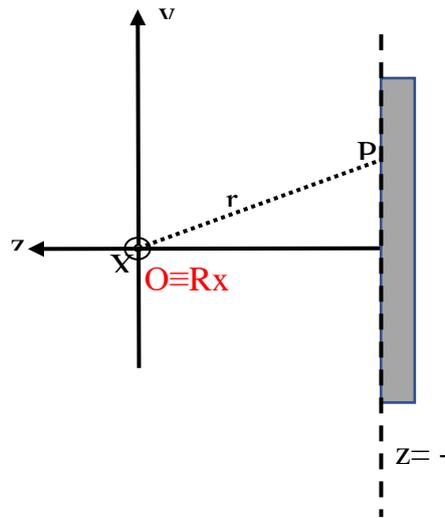


Figura 23: Sistema di riferimento per riflessione focalizzante

Per ipotesi si assume un'onda piana incidente con il piano di incidenza xz

In questo caso la fase desiderata dal generico punto P del RIS deve essere proporzionale alla distanza da Rx , con numero d'onda β come costante di proporzionalità, per esempio $\chi = \beta r$, affinché il Rx sia al centro dell'onda back-scatterata. Dal momento che:

$$x^2 + y^2 + z_0^2 = r^2$$

allora deve essere:

$$\chi = \beta \sqrt{x^2 + y^2 + z_0^2}$$

Supponendo che un'onda piana incidente con piano di incidenza xz (z è sempre normale alla superficie del RIS) senza perdita di generalità, la rotazione di fase generata dall'onda piana è:

$$\chi_i = \chi_0 + \beta r_i = \chi_0 + \beta x \sin \theta_i$$

Dove l'angolo di incidenza θ_i sul piano xz "visto dal basso", cioè da y negativo a y positivo e una fase iniziale χ_0 . Pertanto, lo shift di fase di compensazione che il RIS deve imporre è:

$$\chi_m = \chi - \chi_i = \beta \sqrt{x^2 + y^2 + z_0^2} - \beta x \sin \theta_i - \chi_0$$

3.3.3 Appendice: introduzione al principio generalizzato di Huygens

Il campo elettrico irradiato da una sorgente distribuita, rappresentato dalle correnti elettriche e magnetiche equivalenti alla superficie J_i e M_i è dato dalla seguente espressione, valida nella regione di campo lontano [17]:

$$\bar{E}(P) = \bar{E}(r, \theta, \varphi) = -j \frac{e^{-j\beta r}}{2\lambda r} \{ \eta \hat{u}_r \times \bar{L}(\theta, \varphi) \times \hat{u}_r + \bar{N}(\theta, \varphi) \times \hat{u}_r \} \quad (A1)$$

Dove i vettori di radiazioni \bar{L} , \bar{N} possono essere espressi come:

$$\begin{cases} \bar{L}(\theta, \varphi) = \int \bar{J}_i(P_s) \cdot e^{-j\beta r' \hat{u}_r} dS \\ \bar{N}(\theta, \varphi) = \int \bar{M}_i(P_s) \cdot e^{-j\beta r' \hat{u}_r} dS \end{cases}$$

Con $r' = P_s - O$ e $\hat{u}_r = \frac{P-O}{|P-O|}$

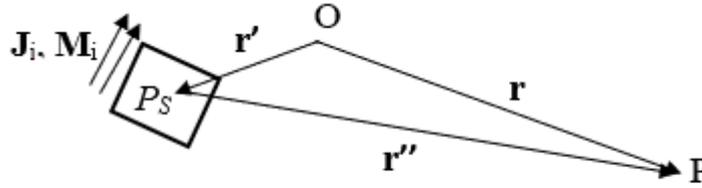


Figura A1: Elemento di superficie di una sorgente

L'equazione (A1) può essere utilizzata per calcolare il campo E^S scatterato da una superficie illuminata da un campo incidente E_i . Secondo il Teorema di Induzione [17], possiamo risolvere un problema equivalente in cui il campo incidente e le sue sorgenti, sono sostituiti da sorgenti equivalenti J_i e M_i sulla superficie, espresse da:

$$\bar{J}_i = \bar{H}_i \times \hat{n} \quad \bar{M}_i = \hat{n} \times \bar{E}_i \quad (A2)$$

Come si può notare dalla figura A2-(b), nel caso di una superficie PEC, il problema equivalente è ancora più semplice perché abbiamo solo la corrente magnetica equivalente \bar{M}_i (\bar{J}_i è cortocircuitato dal conduttore e non si irradia).

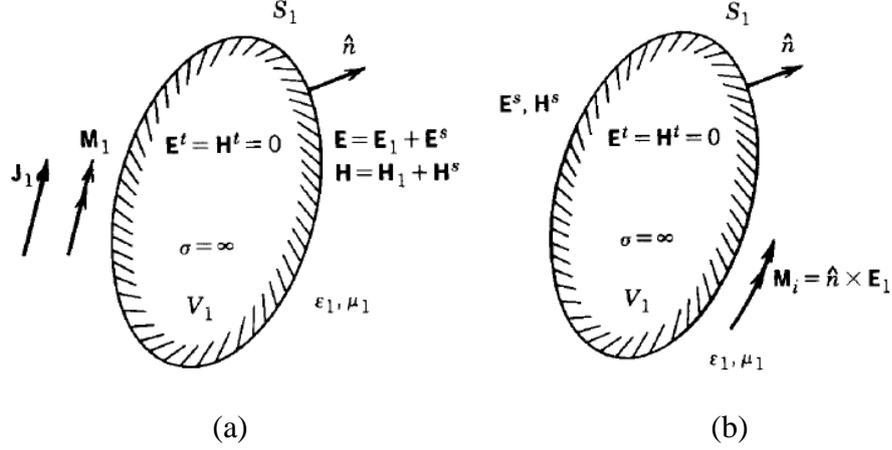


Figura A2: Problema di Scattering (a) e problema equivalente in accordo all'introduzione del Teorema (b)

Inoltre, se S è una superficie piana, possiamo sfruttare il Principio dell'Immagine (Figura A3), rimuovendo la superficie e portando il problema di scattering originale a un problema di radiazione in un mezzo omogeneo, dove la sorgente di radiazione è data da:

$$\bar{M}_i = 2\hat{n} \times \bar{E}_i \quad (A3)$$

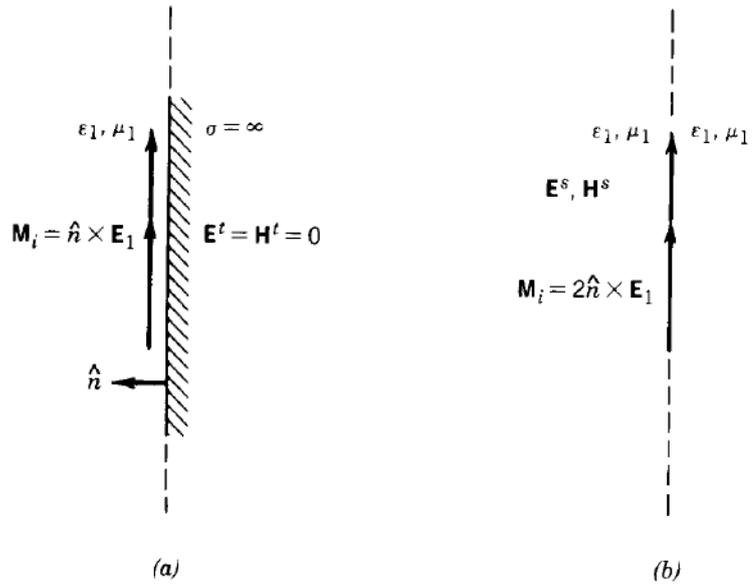


Figura A3: Applicazione del Principio dell'Immagine

Sostituendo (A3) in (A1), dove è stato assunto anche $\bar{J}_i = 0$ (superficie PEC), otteniamo quindi la seguente espressione per il campo irradiato:

$$\begin{aligned} E^S(P) &= \int -j \frac{e^{-j\beta r}}{2\lambda r} \{ [2\hat{n} \times \bar{E}_1(P_S) e^{-j\beta r' \hat{u}_r}] \times \hat{u}_r \} dS \\ &= \int j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} e^{j\beta r' \hat{u}_r} \hat{u}_r \times (\hat{n} \times \bar{E}_1) dS \quad (A4) \end{aligned}$$

L'espressione (A4) può essere vista come una sommatoria infinita di contributi elementari $d\bar{E}$ dati da:

$$d\bar{E}(P) = j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} e^{j\beta r' \hat{u}_r \hat{u}_r} \times (\bar{E}_a \times \hat{n}) dS \quad (A5)$$

Si noti che nell'equazione (A4) solo le componenti tangenziali del campo incidente contano. In (A5), abbiamo introdotto la componente tangenziale del campo re-irradiato sulla superficie, \bar{E}_a , data da:

$$\bar{E}_a = \bar{E}_z^S = \hat{n} \times \bar{E}^S \times \hat{n} = -\hat{n} \times \bar{E}_i \times \hat{n}$$

L'ultimo segno uguale è dovuto al fatto che i campi tangenziali scatterati e incidenti hanno segni opposti, poiché il campo tangenziale totale su una superficie PEC deve essere uguale a zero:

$$\bar{E}_\tau^{tot} = \hat{n} \times (\bar{E}_i + \bar{E}^S) \times \hat{n} = 0$$

L'equazione (A5) è, in pratica, una forma generalizzata del principio di Huygens [18], poiché esprime il contributo di un elemento di superficie del campo irradiato totale in un dato punto P . Essa è valida solo nella regione del campo lontano. In effetti, in base a ipotesi di campo lontano, valgono le seguenti relazioni (vedi Figura A1):

$$r'' \approx r$$

$$e^{-j\beta r'} \approx e^{-j\beta r} \cdot e^{j\beta r' \hat{u}_r}$$

Per avere una forma più generale, dobbiamo considerare $r'' = P - P_S$ invece di $r = P - O$. Una forma più generale, valida anche nella regione del campo vicino, è quindi data da [18]:

$$d\bar{E}(P) = j \frac{e^{-j\beta r'}}{\lambda r''} \hat{u}_r \times (\bar{E}_a \times \hat{n}) dS \quad (A6)$$

dove $\hat{u}_{r''} = \frac{P - P_S}{|P - P_S|}$

3.4. Risultati: “Sanity Check”

Poiché il nostro modello deve essere in grado di prevedere il giusto comportamento come riflettore speculare, anomalo e focalizzante in base al corretto profilo di fase imposto nonché, il giusto Spreading Factor dell’onda re-irradiata dalla meta-superficie in campo lontano, sono state effettuate alcune verifiche a proposito delle ipotesi assunte nei paragrafi precedenti.

La prima immagine mostra come, impostando un profilo di fase costante $\chi_m = \pi$, a fronte di un segnale incidente con $\theta_i = \pi/6$ la riflessione ottenuta è di tipo speculare $\theta_r^m = \pi/6$, in accordo con le assunzioni fatte nel paragrafo precedente:

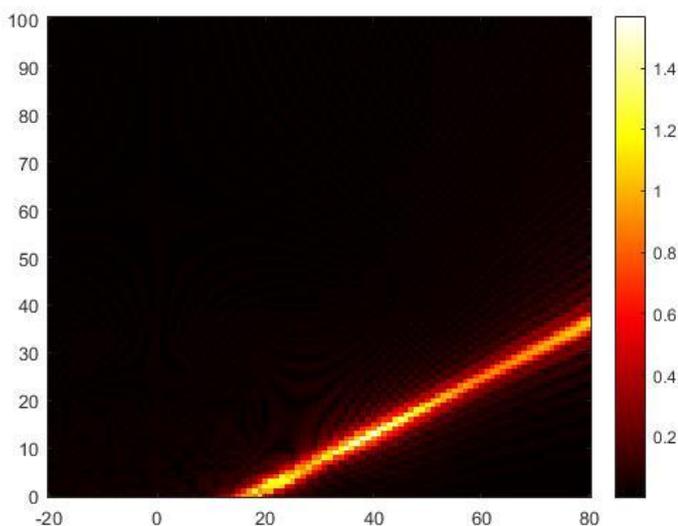


Figura 24: Rappresentazione di una riflessione speculare.

L’immagine seguente mostra come sia stata testata l’efficacia del campo elettrico riflesso dalla superficie metallica descritto dal modello di Huygens, mantenendo fisso l’angolo di incidenza a un valore di $\theta_i = \pi/6$ e settando correttamente il profilo di fase, il sistema rispondesse a una riflessione anomala di $\theta_r^m = \pi/3$.

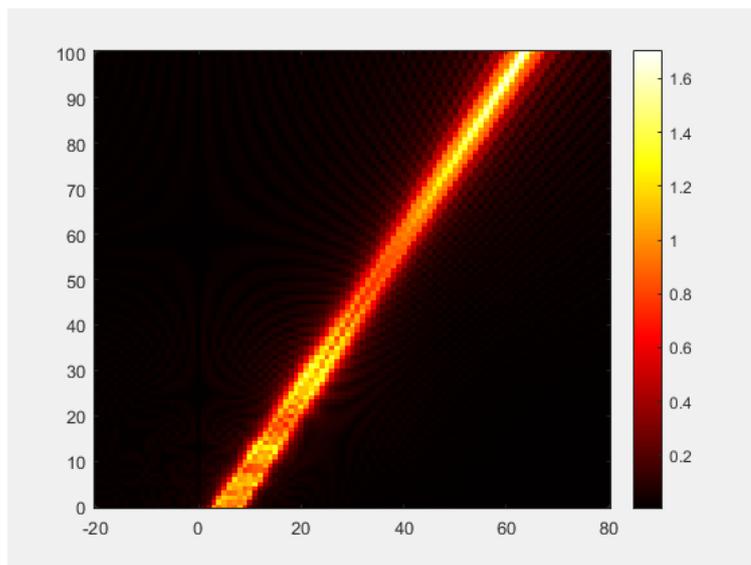


Figura 25: Rappresentazione di una riflessione anomala.

Come si nota, è stata eseguita una rappresentazione in una finestra di dimensioni 100m x 100m in una qualità di immagine da 10Kpixel.

Infine, impostando il profilo di fase opportunamente descritto nella sezione precedente è stato possibile testare con efficacia il comportamento della RIS anche come riflettore focalizzante.

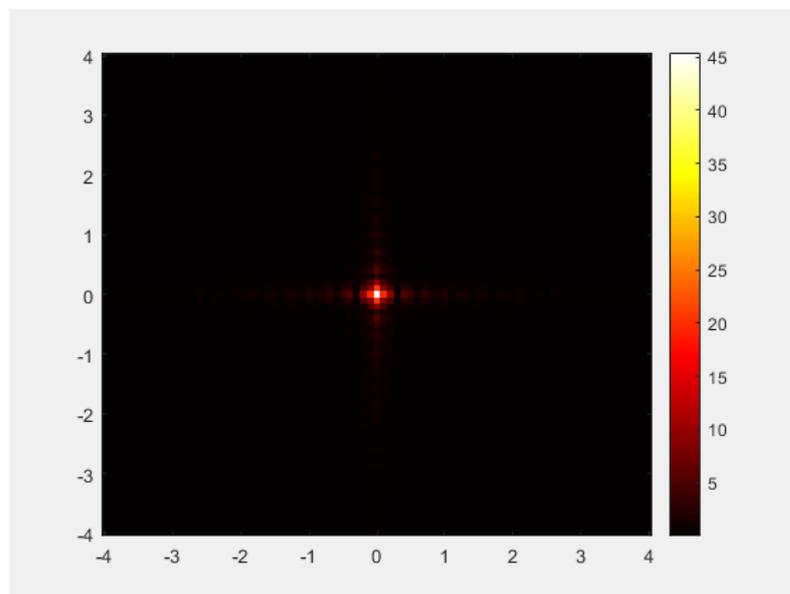


Figura 26: Rappresentazione di una riflessione focalizzante.

Nell'immagine che segue, si vuole mostrare anche la simulazione eseguita in campo vicino del campo elettrico in prossimità del fuoco del riflettore focalizzante:

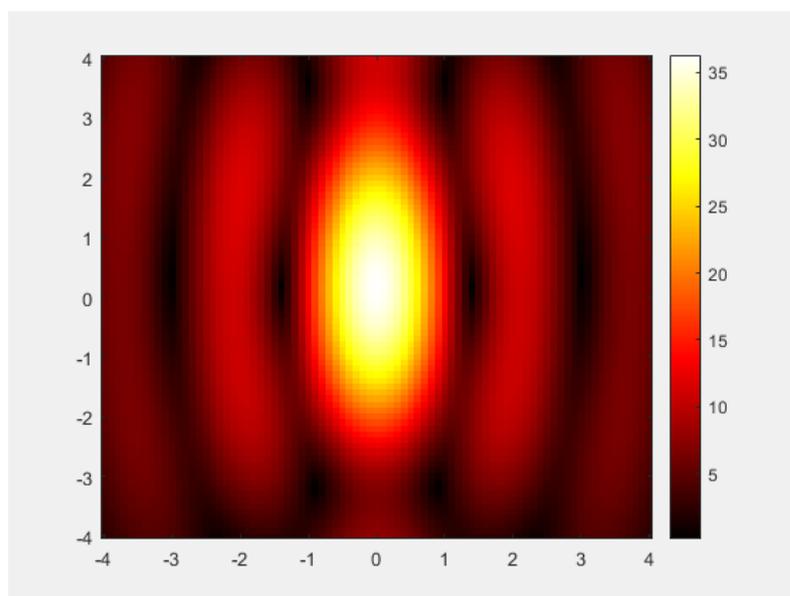


Figura 27: Rappresentazione di una riflessione focalizzante.

A questo punto è stata eseguita una prima serie di finestrate avente dimensioni 50.0m x 86.6m (più piccola della precedente) per valutare qualitativamente l'andamento dell'intensità del campo elettrico all'aumentare della distanza di osservazione lungo il fascio di riflessione.

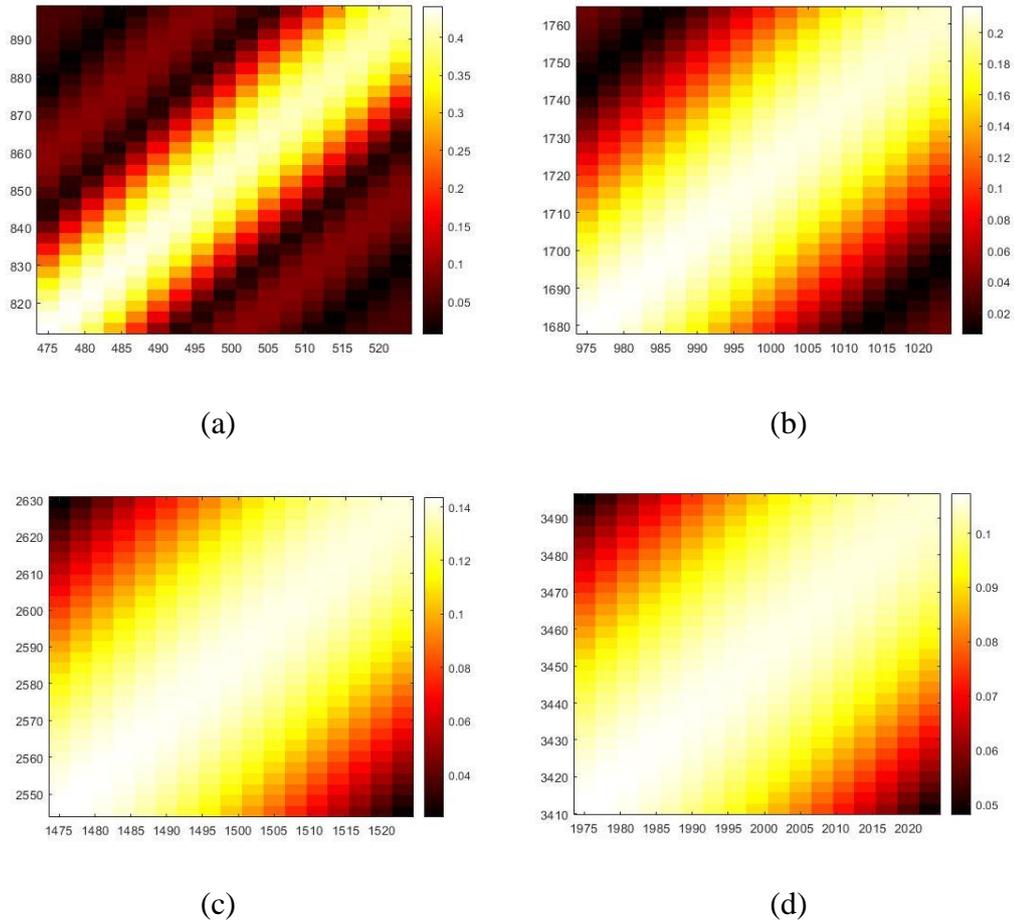


Figura 28: rappresentazione del raggio riflesso osservato dalla distanza di Fraunhofer (a), osservato a distanza $2 \times$ Fraunhofer (b), osservato a distanza $3 \times$ Fraunhofer (c), osservato a distanza $4 \times$ Fraunhofer (d)

Come si può notare, seppur in ogni rappresentazione il campo ha un'intensità maggiore lungo la radiale, esso non è uguale su tutta la finestra per ogni osservazione effettuata, bensì al crescere della distanza si osserva come la funzione perda la sua direttività.

Come ultima prova, effettuando una finestrazione centrata lungo la radiale del raggio riflesso, avente dimensioni di 3 lunghezze d'onda, partendo dalla distanza di Fraunhofer (stimata in 1000m) è stata mediata l'intensità del campo elettrico. Il valore calcolato è stato riportato in un grafico in funzione di 10 distanze multiple della precedente per valutare se l'andamento fosse conforme con lo Spreading Factor di un'onda sferica in campo lontano e di 3 distanze antecedenti quella di Fraunhofer (200m, 600m, 800m) per valutare lo stesso in campo vicino.

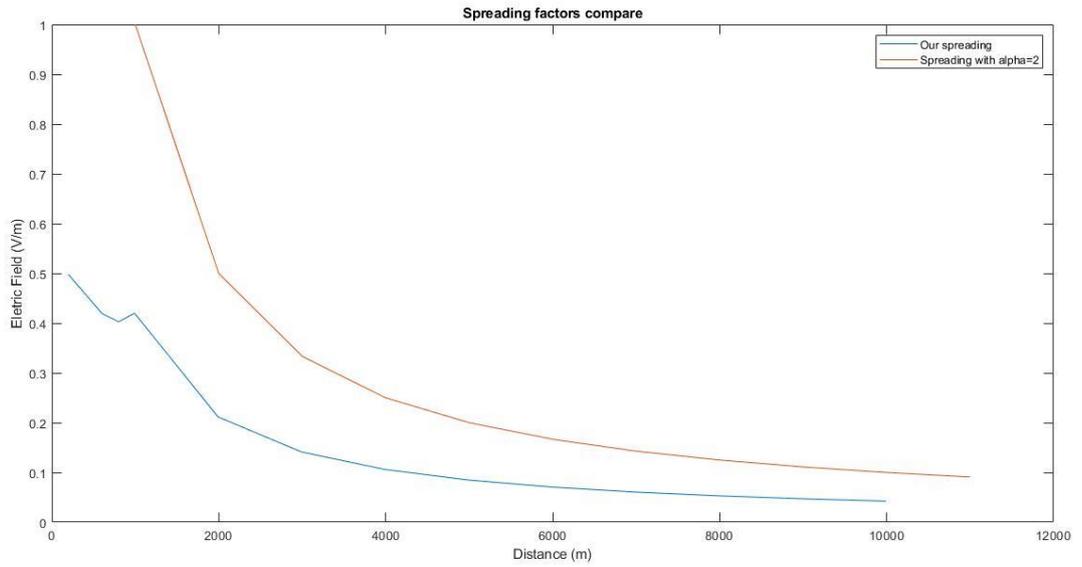


Figura 29: Rappresentazione del campo elettrico in funzione della distanza confrontato con lo Spreading Factor di un'onda sferica in campo vicino e lontano

Lo stesso andamento è stato valutato in forma logaritmica:

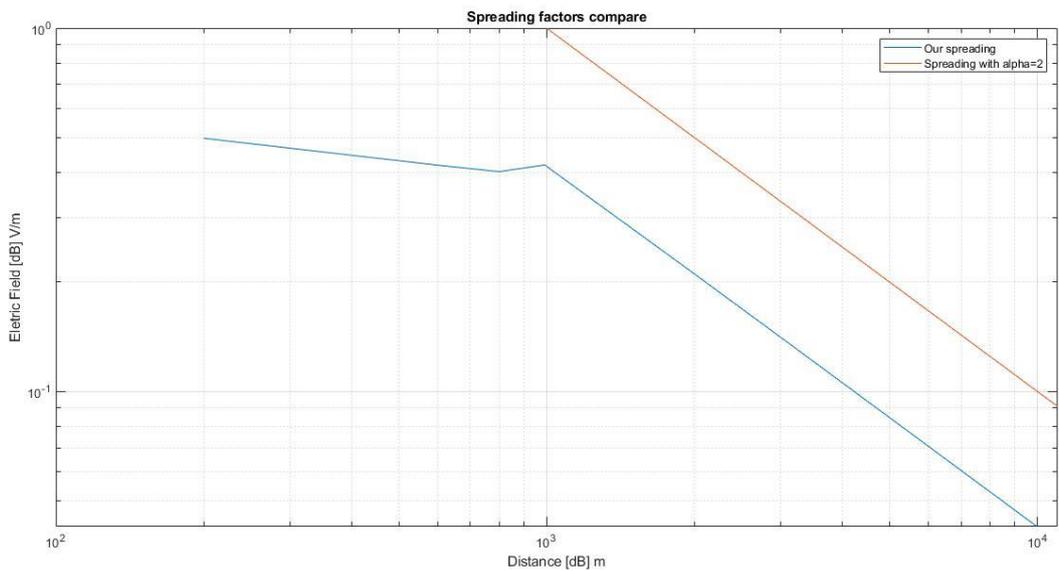


Figura 30: Rappresentazione logaritmica del campo elettrico in funzione della distanza confrontato con lo spreading factor di un'onda sferica in campo vicino e lontano

Come si può notare, la risposta della RIS in campo vicino ha un andamento discostante mentre man a mano che aumenta la distanza di osservazione si può notare come l'andamento ha un trend corrispondente a quello di un'onda sferica in campo lontano.

Conclusioni

In questo documento è stato studiato come, un modello basato sulla rugosità efficace possa essere applicato nel caso specifico di una meta-superficie. Sono state discusse per via analitica le scelte adottate in termini di power-budget per poter ricavare una semplice ma efficace formula di campo elettrico. Inoltre, è stato visto come sia possibile passare da una rappresentazione di superficie riflettente speculare, anomala e focalizzante modificando il profilo di fase della RIS.

Mediante simulazioni è stata controllata l'effettiva realizzazione del sistema basato sulla riflessione anomala di un'onda incidente su una lastra PEC. È stato anche valutato come il campo elettrico abbia un'attenuazione in campo lontano corrispondente allo spreading factor di un'onda sferica e di come questa tendenza si discosti in condizioni di campo vicino.

Studi futuri potrebbero approfondire il presente lavoro effettuando le stesse simulazioni per una meta-superficie non più ideale, senza perdere energia per lo scattering parassitario e integrando anche gli aspetti riguardo le altre modalità di riflessione studiate in letteratura. Inoltre, poiché la realizzazione di queste lastre metalliche è diventata sempre più semplice si potrebbe pensare di realizzare una topologia fisica del modello studiato, simulandolo in un ambiente urbano.

Bibliografia

- [1] Christos Liaskos, Shuai Nie, Ageliki Tsioliariidou, Andreas Pitsillides, Sotiris Ioannidis, Ian Akyildiz “Realizing “Wireless Communication through Software-defined HyperSurface Environments”, arXiv:1805.06677v1, May 2018.
- [2] Marco Di Renzo, Alessio Zappone, Merouane Debbah, Mohamed-Slim Alouini, Chau Yuen, Julien de Rosny, Sergei Tretyakov ”Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable Intelligent Surfaces: How it Works, State of Research, and Road Ahead”, arXiv:2004.09352v1, April 2020.
- [3] Linglong Dai, Bichai Wang, Min Wang, Xue Yang, Jingbo Tan, Shuangkaisheng Bi, Shenheng Xu, Fan Yang, Zhi Chen, Marco Di Renzo, Chan-Byoung Chae, Lajos Hanzo “Reconfigurable Intelligent Surface-Based Wireless Communications: Antenna Design, Prototyping, and Experimental Results”, arXiv:1912.03620v1, December 2019.
- [4] Hongliang Zhang, Boya Di, Lingyang Song, Zhu Han, “Reconfigurable Intelligent Surfaces assisted Communications with Limited Phase Shifts: How Many Phase Shifts Are Enough?” arXiv:1912.01477v1 December 2019.
- [5] Samith Abeywickrama, Rui Zhang, Chau Yuen “Intelligent Reflecting Surface: Practical Phase Shift Model and Beamforming Optimization”, arXiv:1907.06002v4, February 2020.
- [6] Minchae Jung, Walid Saad, Mrouane Debbah, Choong Seon Hong, “On the Optimality of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RISs): Passive Beamforming, Modulation, and Resource Allocation”, arXiv:1910.00968v1, October 2019.
- [7] Viktor S. Asadchy, Andreas Wickberg, Ana Díaz-Rubio, Martin Wegener “Eliminating Scattering Loss in Anomalously Reflecting Optical Metasurfaces” *ACS Photonics*, volume 4, issue 5, pages 1264–1270, May 2017.
- [8] Manideep Dunna, Chi Zhang, Daniel Sievenpiper, Dinesh Bharadia “ScatterMIMO: Enabling Virtual MIMO with Smart Surfaces” *MobiCom: 26th annual international conference on mobile computing and networking*, Pages 1-14, April 2020.
- [9] Shun Sun, Theodore S. Rappaport, Robert W. Heath, Andrew Nix, Sundeep Rangan “Mimo for millimeter-wave wireless communication: beamforming, spatial multiplexing, or both?” *IEEE Communications Magazine*, volume 52, issue 12, pages 110 – 121, December 2014.
- [10] Wankai Tang, Jun Yan Dai, Ming Zheng Chen, Kai-Kit Wong, Xiao Li, Xinsheng Zhao, Shin Jin, Qiang Cheng, Tie Jun Cui “MIMO transmission through Reconfigurable Intelligent Surfaces System Design, Analysis and Implementation”, arXiv:1912.09955v1, December 2019
- [11] Shulin Sun, Qiong He, Shiyi Xiao, Qin Xu, Xin Li, Lei Zhou¹ “Gradient-index metasurfaces as a bridge linking propagating waves and surface waves”, *Letters to Nature Materials*, DOI: 10.1038/NMAT3292, April 2012.

- [12] Ana Díaz-Rubio, Viktor S. Asadchy, Amr Elsakka, Sergei A. Tretyakov “From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors”, arXiv:1609.08041, September 2016.
- [13] Vittorio Degli-Esposti, Franco Fuschini, Enrico Vitucci “A fast model for distributed scattering from buildings”, IEEE 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Isnn 2164-3342, June 2009
- [14] Vittorio Degli-Esposti, “A Diffuse Scattering Model for Urban Propagation Prediction”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volume 49, issue 7, pages 1111-1113, July 2001.
- [15] Vittorio Degli-Esposti, Henry L. Bertoni, “Evaluation of the Role of Diffuse Scattering in Urban Microcellular Propagation”, Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324), September 1999.
- [16] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. Vitucci, G. Falciasecca, "Measurement and modelling of scattering from buildings", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55 No 1, pp. 143-153, January 2007.
- [17] C. A. Balanis, “Advanced Engineering Electromagnetics”, Isbn:978-0-470-58948-9, 1040 pages, January 2012.
- [18] R.H. Clarke and J. Brown, “Diffraction Theory and Antennas”, Chichester, Sussex, England, Ellis Horwood Limited, 1980.
- [19] NTT DOCOMO, “DOCOMO conducts world’s first successful trial of transparent dynamic metasurface,” Jan. 2020.