

**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE**

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA

MODELLO DI UNA BASE STATION TRASMITTENTE
CON METASUPERFICIE DI OCCULTAMENTO
SELETTIVA IN POTENZA

Relatore:

Prof. Stefano Tomasin

Laureando:

Giacomo Calabria

Correlatore:

**Dott.ssa Anna Valeria
Guglielmi**

ANNO ACCADEMICO: 2022/2023
Data di laurea: 25 settembre 2023

*Ai miei Amici, che mi sopportano e supportano.
A mio Fratello, per avermi accompagnato nelle
scelte della mia vita universitaria.
Ai miei Genitori, che da sempre credono in me.*

Indice

Acronimi	vii
Introduzione	1
1 L'ambiente radio	3
1.1 Canali Wireless	3
1.1.1 Canale radio	3
1.1.2 Fading nei canali radio	4
1.2 Sistemi multi antenna	6
1.2.1 Canale SIMO	8
1.2.2 Canale MISO	11
1.2.3 Canale MIMO	13
1.3 Sistemi Multi-User MIMO	16
1.3.1 Descrizione della rete	16
1.3.2 Vettore di trasmissione - vettore <i>beamformer</i>	17
2 Modello	19
2.1 Superfici intelligenti	19
2.1.1 Scenario tipo di una rete	20
2.1.2 Modello ai segnali della metasuperficie in trasmissione	21
2.2 Base station	24
2.2.1 Modello geometrico della Base Station	25
2.2.2 Modello ai segnali della metasuperficie	26
2.2.3 Normalizzazione dell'energia del canale	29
2.2.4 Calcolo dell'energia ricevuta	29
3 Simulazione del modello	33
3.1 Pattern di radiazione	33
3.1.1 Pattern in funzione della costellazione	37
3.1.2 Pattern al variare del numero di antenne in TX	38
3.1.3 Pattern al variare dell'angolo di beamformer	40

3.1.4	Pattern al variare del numero di lati della Bs	43
3.2	Funzione di transizione	46
3.2.1	Analisi delle FDT nelle direzioni non principali	46
3.3	Ambiente MATLAB®	48
4	Conclusioni	51
	Bibliografia	53

Acronimi

- AIP** Antenna Input Power. 21, 23, 24, 29–31
- AWGN** Additive White Gaussian Noise. 4, 9, 11
- Bs** Base Station. ix, 1, 2, 6, 7, 16–18, 20, 21, 24–27, 29, 34, 35, 38, 40, 43–46, 48, 49, 51
- FDT** Funzione di Transizione. 46, 47
- LoS** Line of Sight. 5, 16, 19
- MIMO** Multiple Input Multiple Output. 7, 8, 13–16, 19, 24, 27–31
- MISO** Multiple Input Single Output. 8, 11–13, 16, 34
- QAM** Quadrature Amplitude Modulation. 37, 38
- SIMO** Single Input Multiple Output. 7–10, 16
- SISO** Single Input Single Output. 7
- SNR** Signal-to-Noise Ratio. 7
- TSP** Total Scattered Power. 21
- Ue** User Equipment. 7, 16, 17, 20, 21, 51
- ULA** Uniform Linear Array. 8, 11, 13, 17, 25, 27

Sommario

In questa tesi, è condotto uno studio sul comportamento e sull'utilità delle metasuperfici di occultamento selettive in potenza, superfici bidimensionali in grado di selezionare i segnali radio in base alla loro potenza. Dopo una discussione introduttiva sul contesto delle comunicazioni MU-MIMO, si sviluppano due modelli per valutare il comportamento di una Base Station avvolta con una metasuperficie specifica. I due scenari considerati sono quello istantaneo e quello medio; in quest'ultimo è analizzato l'effetto medio della trasmissione dei segnali sulla metasuperficie utilizzando la matrice di correlazione. Infine, si verificano i modelli proposti attraverso una simulazione di pattern di radiazione della Base Station, al fine di valutare, in diverse configurazioni, l'utilità delle metasuperfici.

Abstract

In this dissertation, a study is conducted on the behaviour and utility of power-selective cloaking metasurfaces, two-dimensional surfaces capable of selecting radio signals based on their power. After an introductory discussion in the context of MU-MIMO communications, two models were developed to evaluate the behaviour of a Base Station wrapped with a specific metasurface. The two considered scenarios are the instantaneous and the average scenario; in the latter, the average effect of the signal transmission on the metasurface is analyzed using the correlation matrix. Finally, the proposed models are verified through a simulation of the Base Station radiation patterns in order to evaluate, in different configurations, the usefulness of the metasurfaces.

Introduzione

Le moderne tecnologie di comunicazione wireless sono sempre più orientate verso l'obiettivo di fornire velocità elevate, bassa latenza e affidabilità, garantendo una comunicazione di alta qualità ed efficiente. Questa evoluzione delle reti di comunicazione ha spinto la ricerca verso soluzioni innovative volte a ottimizzare la trasmissione dei segnali radio, con una particolare attenzione alla maggiore direttività e a una migliore gestione delle inevitabili interferenze, presenti in qualsiasi scenario. Sta emergendo un interesse crescente verso l'utilizzo di superfici intelligenti, note come metasuperfici, che sono superfici bidimensionali che hanno caratteristiche e proprietà particolari non presenti in materiali reperibili in natura.

In questa tesi, concentreremo lo studio sulla categoria delle *metasuperfici di occultamento selettive in potenza*, che sono in grado di selezionare i segnali radio in base alla loro potenza. Il nostro obiettivo è quello di studiare il comportamento e l'utilità di queste metasuperfici nell'ambito delle moderne reti di comunicazioni wireless.

Abbiamo creato uno scenario di comunicazione MU-MIMO (Multi-User Multiple-Input Multiple-Output) in cui le Base Station sono avvolte con una metasuperficie specifica. Abbiamo sviluppato due modelli distinti per valutare il comportamento di queste Base Station "intelligenti". I due modelli corrispondono a due casi considerati: quello istantaneo e quello medio. Nel primo la metasuperficie reagisce in maniera istantanea alla potenza trasmessa, nel secondo caso si analizza l'effetto medio della trasmissione dei segnali sulla metasuperficie utilizzando la matrice di correlazione.

Attraverso una serie di simulazioni di pattern di radiazione della Base Station, abbiamo analizzato dettagliatamente l'effetto delle metasuperfici sulla direttività delle antenne e sulla gestione dei lobi laterali, esplorando scenari in cui variano la potenza di trasmissione, l'angolo del beamformer e il numero di lati della metasuperficie che avvolge la Base Station. Questa analisi ci ha permesso di valutare in modo accurato l'efficacia delle metasuperfici nel migliorare la direttività dei segnali e nel ridurre le interferenze.

Nel Capitolo 1, forniremo una contestualizzazione dell'ambiente radio in cui si colloca il nostro studio, gettando le basi teoriche necessarie per l'analisi successiva, introducendo quindi le relazioni matematiche fondamentali per comprendere i sistemi multi antenna.

Nel Capitolo 2, descriveremo dettagliatamente la geometria della Base Station, per poi concentrarci sulla derivazione di un modello di canale adatto per l'implementazione delle metasuperfici, che rispecchia le caratteristiche essenziali delle metasuperfici. Successivamente, illustreremo i due modelli ricavati dalla metasuperficie di occultamento in relazione ai segnali incidenti. Nel corso di questo capitolo, attingeremo alle conclusioni presentate in uno studio precedente [1].

Nel Capitolo 3, descriveremo l'implementazione pratica dei modelli precedentemente delineati. Abbiamo adottato l'ambiente MATLAB [®] per ricostruire il modello di canale associato alla metasuperficie e per generare i pattern di radiazione della Base Station. Attraverso una simulazione di questi pattern, saremo in grado di esplorare una gamma diversificata di configurazioni della metasuperficie. In tal modo, potremo approfondire la nostra comprensione dell'influenza di queste strutture sulla direttività del segnale e sulle prestazioni generali del sistema.

Nel Capitolo 4, trarremo alcune conclusioni, mettendo in luce i punti di forza e le possibili limitazioni dei nostri modelli e delle nostre analisi. Infine, indicheremo possibili direzioni future di ricerca, sottolineando le potenziali applicazioni delle metasuperfici e le sfide aperte che meritano ulteriori investigazioni.

1

L'ambiente radio

1.1 CANALI WIRELESS

Le prestazioni di un canale di comunicazione wireless dipendono principalmente dall'ambiente in cui opera il canale. Infatti, a differenza dei canali cablati, i canali wireless sono più dinamici e imprevedibili, il che rende difficile un'analisi accurata dei sistemi di comunicazione wireless.

Dopo aver introdotto le principali caratteristiche dei canali radio, analizzeremo il fenomeno più diffuso nei canali wireless: il **fading** su larga scala e su piccola scala.

1.1.1 CANALE RADIO

Nelle comunicazioni wireless, il termine *radio* viene usato per indicare la trasmissione mediante un segnale elettromagnetico che si propaga nello spazio libero dal trasmettitore al ricevitore. Le onde elettromagnetiche si propagano liberamente nello spazio, in tutte le direzioni, alla velocità della luce c . Tuttavia, il meccanismo di propagazione delle onde radio nello spazio è influenzato da tre fenomeni fisici principali [2]:

Riflessione In generale quando un'onda elettromagnetica colpisce una superficie essa viene parzialmente riflessa e parzialmente trasmessa. Questo fenomeno si verifica con la superficie terrestre, gli edifici, i muri e altri ostacoli grandi che l'onda può incontrare lungo il percorso di propagazione.

Diffrazione Si verifica quando il percorso tra trasmettitore e ricevitore è ostruito da superfici con forti irregolarità o ostacoli che possono deviare l'onda intorno all'ostacolo stesso. Questo fenomeno consente alle onde di superare ostacoli anche senza una diretta linea di vista tra trasmettitore e ricevitore.

Dispersione Si verifica quando il mezzo attraverso il quale si propaga l'onda è costituito da oggetti o particelle (eg. particelle nell'aria) le cui dimensioni sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda del segnale. Questi oggetti o particelle presenti nell'ambiente possono causare deviazioni del segnale.

Le frequenze utilizzate nella trasmissione radio spaziano abitualmente in un range da kHz fino a centinaia di GHz, corrispondenti a lunghezze d'onda radio che vanno da centinaia di metri fino a pochi millimetri. La scelta di una determinata lunghezza d'onda influenza la manifestazione di determinati fenomeni lungo il canale: si ha una riflessione e diffrazione quando l'ostacolo è grande (edifici, terreno) mentre la dispersione quando l'ostacolo è molto più piccolo, inoltre tale scelta influenzerà fattori come il dimensionamento delle antenne.

La comprensione di questi fenomeni fisici è fondamentale per la progettazione e l'ottimizzazione dei sistemi di comunicazione wireless. Consente di valutare l'impatto dell'ambiente circostante sulle prestazioni del canale e di adottare strategie per mitigare questi effetti.

1.1.2 FADING NEI CANALI RADIO

Una caratteristica unica dei canali wireless è il fenomeno chiamato *fading*, ovvero la variazione dell'ampiezza di un segnale nel tempo e frequenza. Esso è un fattore di degradazione del segnale che, al contrario del più comune rumore di tipo Additive White Gaussian Noise (AWGN), lavora come un segnale di disturbo di tipo non additivo.

Questo fenomeno è causato dalla propagazione in più percorsi, detta anche *multi-path fading*, o anche dalla presenza di ostacoli che influenzano la propagazione di un onda radio. Può essere ampiamente classificato in due diversi tipi: fading su larga scala e fading su piccola scala.

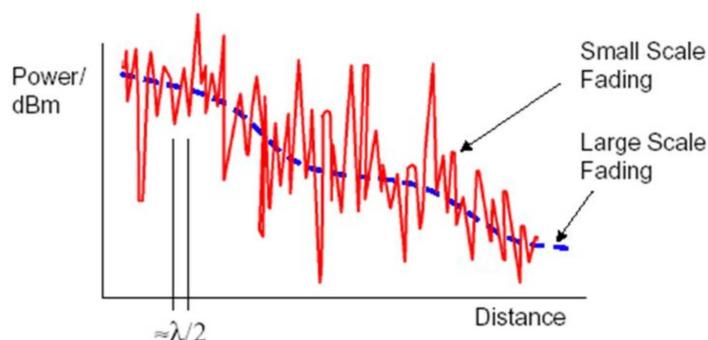


Figura 1.1: Fading su larga scala vs fading su piccola scala. Immagine presa da [2]

FADING SU LARGA SCALA

Il fading su larga scala si verifica quando la distanza tra trasmettitore e ricevente è molto maggiore dell'ordine delle dimensioni dell'antenna trasmettitore. È causato principalmente dalla dispersione del segnale dovuta alla distanza dalla sorgente.

Per predire la potenza del segnale ricevuto in condizioni ideali di linea d'aria - Line of Sight (LoS) dove non vi sono ostacoli tra il trasmettitore e il ricevitore, viene utilizzato il modello di propagazione nello spazio libero. Considerando antenne isotropiche ideali, con guadagno unitario $G = 1$ e sistemi hardware ideali, la potenza ricevuta ad una certa distanza d , indicata come $P_r(d)$, data una certa potenza trasmessa P_t è espressa dall'equazione di Friis [3]:

$$P_r(d) = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1.1)$$

dove λ rappresenta la lunghezza d'onda del segnale radio. Notiamo quindi dalla (1.1) che la potenza ricevuta si attenua esponenzialmente con la distanza d . Tuttavia, in condizioni reali, l'operatività non è ideale e altri fattori influenzano ulteriormente la potenza del segnale ricevuto. Ad esempio, la presenza di ostacoli in LoS, come edifici, alberi o il terreno stesso, possono causare attenuazioni e riflessioni che modificano la potenza del segnale ricevuto. Inoltre, effetti atmosferici come l'assorbimento e la diffusione possono contribuire all'attenuazione del segnale.

Il fading su larga scala può influenzare significativamente la qualità del segnale e la copertura del sistema di comunicazione wireless. Pertanto, è importante considerare e mitigare gli effetti del fading su larga scala durante la progettazione e l'implementazione dei sistemi di comunicazione, adottando strategie come l'uso di antenne direzionali e l'ottimizzazione della disposizione delle antenne.

FADING SU PICCOLA SCALA

Il fading su piccola scala è causato dalla sovrapposizione di più segnali che arrivano al ricevitore con fasi diverse, provocando interferenza costruttiva e distruttiva che si traducono in rapide variazioni dell'intensità del segnale. Questo fenomeno è causato dagli effetti di più percorsi del segnale, noto anche come *multipath*. Quando i segnali sono in fase, si verifica un'interferenza costruttiva, mentre quando sono in fasi diverse o opposte si verifica un'interferenza distruttiva [2].

Ecco che quindi il fading su piccola scala è attribuito alla propagazione su più percorsi, in cui i segnali si riflettono, si diffondono e si rifrangono nell'ambiente circostante. Questi fenomeni introducono una variazione spazio-temporale dell'intensità del segnale ricevuto. Gli effetti del fading su piccola scala possono essere di breve durata, nell'ordine dei microsecondi, e possono verificarsi anche a frequenze molto elevate. Oltre alla propagazione su multi-percorso, ci sono altri fattori che possono influenzare il fading sul canale wireless, come il movimento relativo tra trasmettitore e ricevitore. Ad esempio, nel caso di un sistema mobile, le variazioni di posizione e orientamento del dispositivo possono provocare cambiamenti nel canale di propagazione, portando a effetti di fading. Tuttavia, se consideriamo antenne fisse, come nel caso di una Base Station, il problema del fading dovuto ai movimenti relativi non si pone.

Il fading su piccola scala può avere un impatto significativo sulle prestazioni di un sistema di comunicazione, causando perdita di segnale, degradazione della qualità del segnale e aumento degli errori di trasmissione. Pertanto, le tecniche di mitigazione del fading, come l'uso di sistemi multi-antenna, sono fondamentali per migliorare l'affidabilità e le prestazioni dei sistemi di comunicazione wireless.

1.2 SISTEMI MULTI ANTENNA

La capacità di un canale con sistema multi antenna, composto da N_T antenne trasmettenti e N_R antenne riceventi, può essere incrementata di un certo fattore rispetto ad un sistema con una singola antenna, senza aumentare la potenza di trasmissione o aumentare la larghezza di banda. Le tecniche di trasmissione ad antenna multipla possono essere classificate in due categorie: tecniche di diversità spaziale e tecniche di multiplexing spaziale. La tecnica di diversità spaziale consiste nel ricevere gli stessi segnali su più antenne e trasmetterli da più antenne, migliorando così la affidabilità della trasmissione. Nelle tecniche di multiplexing spaziale, invece, i flussi di dati multipli e indipendenti vengono trasmessi simultaneamente dalle antenne di trasmissione multiple, ottenendo così una maggiore

velocità di trasmissione. Quando sono usate tecniche di multiplexing spaziale, la massima velocità di trasmissione ottenibile può essere pari alla capacità del canale Multiple Input Multiple Output (MIMO).

I sistemi multi-antenna, composti da più antenne al trasmettitore e/o al ricevitore, sono utilizzati con diverse tecniche, tra cui:

Beamforming: i sistemi multi-antenna sono capaci di direzionare i lobi dell'antenna, sfruttando quindi le interferenze costruttive per migliorare il rapporto segnale rumore - Signal-to-Noise Ratio (SNR) e ridurre il ritardo del canale.

Spatial Diversity: i sistemi multi-antenna riescono a contrastare i fenomeni di fading e rumore sui canali radio. Inoltre, si aumenta l'affidabilità del sistema di comunicazione.

Spatial Multiplexing: la disponibilità di più antenne al trasmettitore e al ricevitore può essere vista come più canali di comunicazione sullo stesso canale radio. Ciò offre la possibilità di utilizzare una larghezza di banda più elevata senza una corrispondente riduzione energetica. Questa tecnica permette di servire più utenti contemporaneamente dalla stessa Base Station.

IL BEAMFORMING E LE SUE APPLICAZIONI

Il *beamforming* è una tecnica utilizzata per migliorare il SNR dei segnali ricevuti, eliminare sorgenti di interferenza indesiderate e focalizzare i segnali trasmessi in aree specifiche. Inoltre, è possibile utilizzare il beamforming nei canali multi-antenna come il MIMO per aumentare la capacità del flusso di dati tra una Base Station (Bs) e gli User Equipment (Ue).

Il beamforming è ampiamente utilizzato anche in altre applicazioni quali radar, sonar, imaging medico e audio. È possibile utilizzare i beamformer per focalizzare i segnali trasmessi da un array di sensori in una direzione specifica. Nel caso di segnali ricevuti in un array di sensori, i beamformer migliorano il rilevamento sommando in modo coerente i segnali tra gli elementi degli array. I beamformer convenzionali hanno pesi fissi.

TASSONOMIA DEI CANALI MULTI-ANTENNA

Possiamo quindi illustrare la tassonomia dei canali multi-antenna

- Single Input Single Output (SISO)
- Single Input Multiple Output (SIMO)

- Multiple Input Single Output (MISO)
- Multiple Input Multiple Output (MIMO)

Questi casi saranno analizzati nel caso in cui l'array antenna trasmittente e ricevente sono entrambi in linea d'aria l'uno con l'altro e senza fenomeni di scattering nel canale. Sotto queste ipotesi, forniremo un'espressione matematica per la matrice di canale, assumendo che tale matrice sia costituita da guadagni Gaussiani complessi indipendenti identicamente distribuiti.

Le formulazioni dei canali multi-antenna che tratteremo qui di seguito sono prese da [4]. Indicheremo con λ la lunghezza d'onda del segnale.

1.2.1 CANALE SIMO

In un canale Single Input Multiple Output (SIMO) abbiamo in trasmissione un'unica antenna e in ricezione un array lineare uniforme - Uniform Linear Array (ULA) con N_R antenne con passo Δ_R . Indichiamo con d_i la distanza tra l'antenna trasmittente e la i -esima antenna ricevente, come vediamo in Figura 1.2.

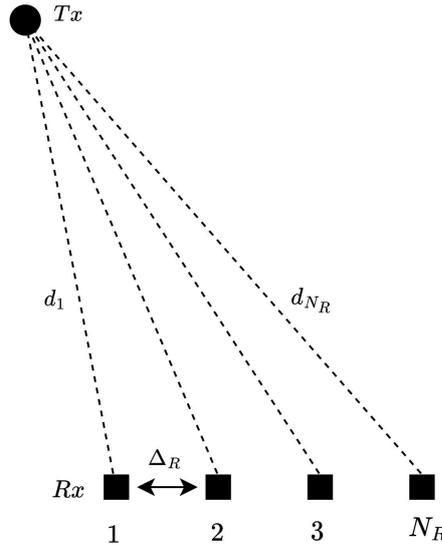


Figura 1.2: Modello canale SIMO a piccola distanza

Descriviamo la matrice di questo canale $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ iterando le distanze su ogni coppia di antenne. Quindi l'elemento i -esimo di questa matrice è del tipo:

$$g_i = \frac{\lambda}{4\pi d_i} e^{-j2\pi \frac{d_i}{\lambda}} \quad (1.2)$$

Da cui possiamo scrivere la matrice di canale completa.

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_1 \\ \dots \\ g_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{4\pi d_1} e^{-j2\pi \frac{d_1}{\lambda}} \\ \dots \\ \frac{\lambda}{4\pi d_{N_R}} e^{-j2\pi \frac{d_{N_R}}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Tale matrice ci permette di descrivere il canale SIMO in una notazione più compatta dove indicando il simbolo in ingresso con $x \in \mathbb{C}$ e il vettore in uscita $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ otteniamo

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}x + \mathbf{w} \quad (1.4)$$

sempre considerando l'aggiunta di un rumore gaussiano AWGN $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$. Possiamo rappresentare il canale SIMO anche con il diagramma a blocchi in Figura 1.3.

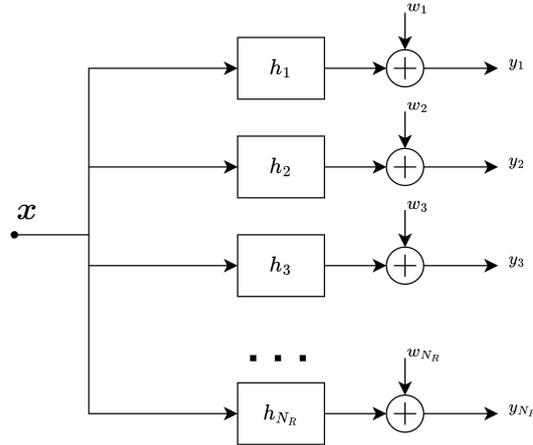


Figura 1.3: Diagramma a blocchi del canale SIMO

CANALE SIMO A GRANDE DISTANZA

Poniamoci ora nel caso in cui $d_i \gg \Delta_R$. Infatti a distanza sufficientemente elevata l'onda, partita dall' antenna trasmittente con la sua forma sferica originale assume forma planare, per tanto l'angolo di incidenza è uniforme per ogni antenna ricevente, scrivendo infatti con $\theta_i \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ l'angolo tra la trasmittente e la normale al piano dell' antenna ricevente, utilizziamo φ per indicare l'angolo di arrivo, tale che $\theta_i \equiv \varphi, \forall i$. Questa approssimazione ci permette di descrivere più facilmente il canale.

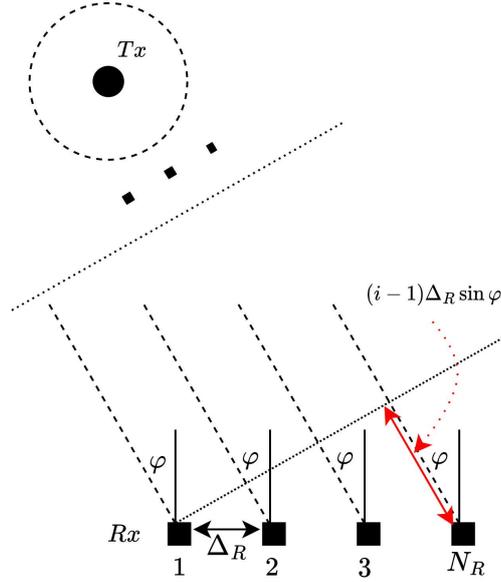


Figura 1.4: Modello di canale SIMO idealizzato a grande distanza

Preso la prima antenna [1] della schiera ricevente come riferimento, possiamo scrivere la differenza di cammino che l'onda deve fare per raggiungere la i -esima antenna, indichiamo questa differenza con δ_i il cui valore è

$$\delta_i = (i - 1)\Delta_R \sin \varphi \quad (1.5)$$

Visto che siamo ad una distanza sufficientemente elevata dalla sorgente, sotto le stesse ipotesi di approssimazione, possiamo raccogliere il fattore di dispersione del segnale (*large scale fading*) dovuto alla distanza percorsa:

$$\frac{\lambda}{4\pi d_1} = \dots = \frac{\lambda}{4\pi d_{N_R}} \implies \sqrt{\alpha} = \frac{\lambda}{4\pi d} \quad (1.6)$$

Indichiamo il generico elemento g'_i con

$$g'_i = e^{-j2\pi \frac{d+\delta_i}{\lambda}} \quad (1.7)$$

Per tanto otteniamo la seguente matrice di canale $\mathbf{g}' \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$

$$\mathbf{g}' = \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} g'_1 \\ \dots \\ g'_{N_R} \end{bmatrix} = \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda}} \\ e^{-j2\pi \frac{d+\delta_2}{\lambda}} \\ \dots \\ e^{-j2\pi \frac{d+\delta_{N_R}}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

1.2.2 CANALE MISO

In un canale Multiple Input Single Output (MISO) abbiamo in trasmissione un ULA con N_T antenne con passo Δ_T , e un'unica antenna ricevente.

Indichiamo con d_i la distanza tra la i -esima antenna trasmittente e l'antenna ricevente e con $\theta_i \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ l'angolo tra la normale al piano dell'antenna trasmittente e la ricevente, come vediamo in Figura 1.5.

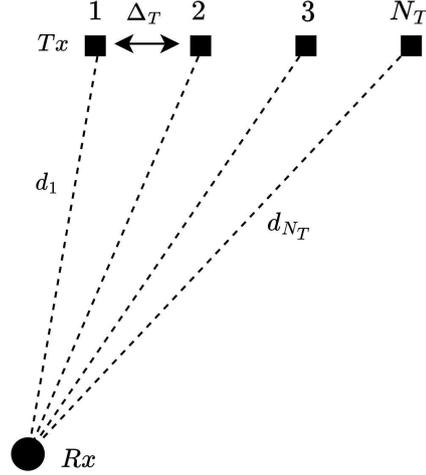


Figura 1.5: Modello di canale MISO a piccola distanza

Vogliamo descrivere la matrice di questo canale $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$. L'elemento i -esimo di questa matrice è del tipo:

$$h_i = \frac{\lambda}{4\pi d_i} e^{-j2\pi \frac{d_i}{\lambda}} \quad (1.9)$$

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale. Da cui ricaviamo la matrice di canale completa

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ \dots \\ h_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{4\pi d_1} e^{-j2\pi \frac{d_1}{\lambda}} \\ \dots \\ \frac{\lambda}{4\pi d_{N_T}} e^{-j2\pi \frac{d_{N_T}}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Tale matrice ci permette di descrivere il canale MISO con il vettore in ingresso $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ e il simbolo in uscita $y \in \mathbb{C}$, sempre considerando l'aggiunta di un rumore gaussiano AWGN $w \in \mathbb{C}$. Indicando con $\mathbf{h}^{\mathbb{H}}$ la matrice Hermitiana di \mathbf{h} possiamo quindi scrivere

$$y = \mathbf{h}^{\mathbb{H}} \mathbf{x} + w \quad (1.11)$$

Possiamo rappresentare il canale MISO anche con il diagramma a blocchi in Figura 1.6.

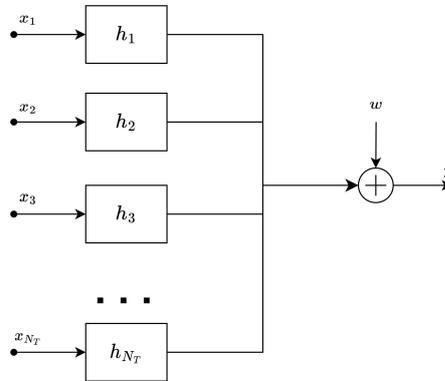


Figura 1.6: Diagramma a blocchi del canale MISO

CANALE MISO A GRANDE DISTANZA

Poniamoci ora nel caso in cui $d_i \gg \Delta_T$. Infatti a distanza sufficientemente elevata le direzioni di partenza sono parallele e quindi l'angolo di partenza è uniforme per ogni antenna trasmittitrice $\theta_i = \varphi, \forall i$. Questa approssimazione ci permette di descrivere più facilmente il canale MISO

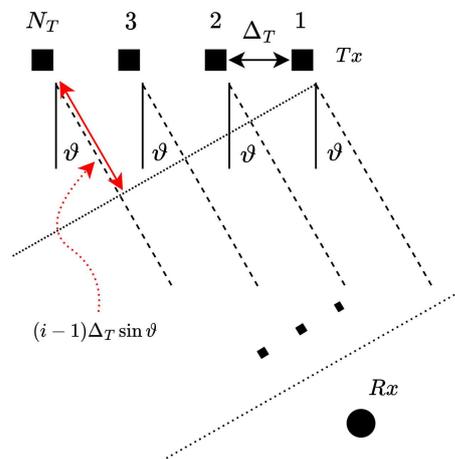


Figura 1.7: Modello di canale MISO idealizzato a grande distanza

Preso l'antenna trasmittitrice più vicina come riferimento, possiamo scrivere la differenza di cammino che l'onda deve percorrere rispetto alla i -esima antenna,

indichiamo questa differenza con δ_i il cui valore è

$$\delta_i = (i - 1)\Delta_T \sin \varphi \quad (1.12)$$

Visto che siamo ad una distanza sufficientemente elevata dalla sorgente, sotto le stesse ipotesi di approssimazione, possiamo raccogliere il fattore di dispersione del segnale dovuto alla distanza percorsa:

$$\frac{\lambda}{4\pi d_1} = \dots = \frac{\lambda}{4\pi d_{N_T}} \implies \sqrt{\alpha} = \frac{\lambda}{4\pi d} \quad (1.13)$$

Indichiamo il generico elemento h'_i con

$$h'_i = e^{-j2\pi \frac{d+\delta_i}{\lambda}} \quad (1.14)$$

Pertanto otteniamo la seguente matrice di canale $\mathbf{h}' \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$

$$\mathbf{h}' = \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} h'_1 \\ \dots \\ h'_{N_T} \end{bmatrix} = \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda}} \\ e^{-j2\pi \frac{d+\delta_2}{\lambda}} \\ \dots \\ e^{-j2\pi \frac{d+\delta_{N_T}}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

1.2.3 CANALE MIMO

Analizzati il canale SIMO e MISO, possiamo ora descrivere il comportamento di un canale MIMO dove abbiamo in trasmissione un ULA con N_T antenne con passo Δ_T e in ricezione un ULA con N_R antenne, con passo Δ_R . Indichiamo con $d_{m,k}$ la distanza tra la m -esima antenna trasmittitore e l' k -esima antenna ricevente, come vediamo in Figura 1.8.

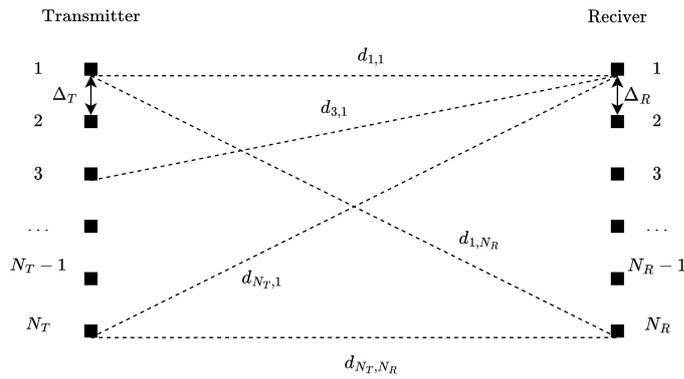


Figura 1.8: Modello canale MIMO a piccola distanza

Descriviamo la matrice di questo canale $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ iterando le distanze su ogni coppia di antenne. Quindi l'elemento m, k -esimo di questa matrice è del tipo:

$$H_{m,k} = \frac{\lambda}{4\pi d_{m,k}} e^{-j2\pi \frac{d_{m,k}}{\lambda}} \quad (1.16)$$

Da cui possiamo scrivere la matrice di canale completa.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{4\pi d_{1,1}} e^{-j2\pi \frac{d_{1,1}}{\lambda}} & \dots & \frac{\lambda}{4\pi d_{1,N_R}} e^{-j2\pi \frac{d_{1,N_R}}{\lambda}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\lambda}{4\pi d_{N_T,1}} e^{-j2\pi \frac{d_{N_T,1}}{\lambda}} & \dots & \frac{\lambda}{4\pi d_{N_T,N_R}} e^{-j2\pi \frac{d_{N_T,N_R}}{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Tale matrice ci permette di descrivere il canale MIMO con il vettore in ingresso $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ e il vettore in uscita $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$, sempre considerando l'aggiunta di un rumore gaussiano $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1.18)$$

Possiamo rappresentare il canale MIMO anche con il diagramma a blocchi in Figura 1.9.

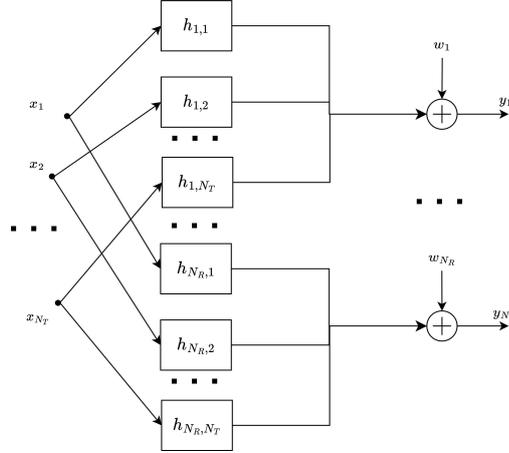


Figura 1.9: Diagramma a blocchi del canale MIMO

CANALE MIMO A GRANDE DISTANZA

Poniamoci ora nel caso in cui $d_{m,k} \gg \Delta$. Infatti a distanza sufficientemente elevata possiamo considerare le linee di trasmissione parallele e quindi gli angoli di partenza e arrivo uniformi per ogni antenna in trasmissione/ricezione. Questa approssimazione ci permette di descrivere più facilmente il canale MIMO

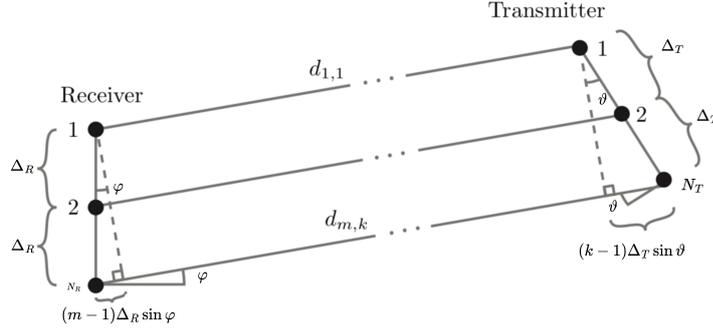


Figura 1.10: Modello di trasmissione MIMO ideale

Presa la distanza $d_{1,1}$ come riferimento, possiamo scrivere la differenza di cammino che l'onda deve fare rispetto alla antenna di riferimento, in trasmissione e in ricezione, indichiamo questa differenza con δ_{Tm}, δ_{Rk} il cui valore è

$$\delta_{Tm} = (m - 1)\Delta_T \sin \varphi \quad \delta_{Rk} = (k - 1)\Delta_R \sin \vartheta \quad (1.19)$$

Visto che siamo ad una distanza sufficientemente elevata dalla sorgente, possiamo inoltre raccogliere a fattor comune il guadagno di canale. Indichiamo il generico elemento $h_{m,k}$ con

$$h_{m,k} = e^{-j2\pi \frac{\delta_{Tm} + \delta_{Rk}}{\lambda}} \quad (1.20)$$

Per tanto otteniamo la seguente matrice di canale $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N_T} \\ \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R,1} & \dots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\alpha} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi \frac{\delta_{T1} + \delta_{R2}}{\lambda}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{\delta_{T1} + \delta_{RN_R}}{\lambda}} \\ e^{-j2\pi \frac{\delta_{T2} + \delta_{R1}}{\lambda}} & e^{-j2\pi \frac{\delta_{T2} + \delta_{R2}}{\lambda}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{\delta_{T2} + \delta_{RN_R}}{\lambda}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-j2\pi \frac{\delta_{TN_T} + \delta_{R1}}{\lambda}} & e^{-j2\pi \frac{\delta_{TN_T} + \delta_{R2}}{\lambda}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{\delta_{TN_T} + \delta_{RN_R}}{\lambda}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.21)$$

1.3 SISTEMI MULTI-USER MIMO

Nei sistemi di comunicazione MIMO per utente singolo, si possono raggiungere elevate velocità di trasmissione dati punto-punto grazie all'utilizzo del multiplexing spaziale, mentre i flussi di informazioni ridondanti vengono inviati in parallelo su più percorsi per fornire un guadagno di diversità spaziale. Tuttavia, nei moderni sistemi di comunicazione, è necessario gestire più utenti che condividono lo stesso canale wireless. La Figura 1.11 mostra un tipico sistema di comunicazione multi-utente, in cui una singola Bs serve diverse stazioni utenti. La Bs oltre a garantire la trasmissione di più flussi di dati alle stazioni utenti serve anche a selezionare quale utente servire con un opportuno stream in un dato momento. In questo contesto, le diverse antenne della Bs consentono di trasmettere più flussi di dati per servire più stazioni utenti. Ogni utente decodifica il flusso dati appropriato, stabilendo una comunicazione di tipo "uno a molti".

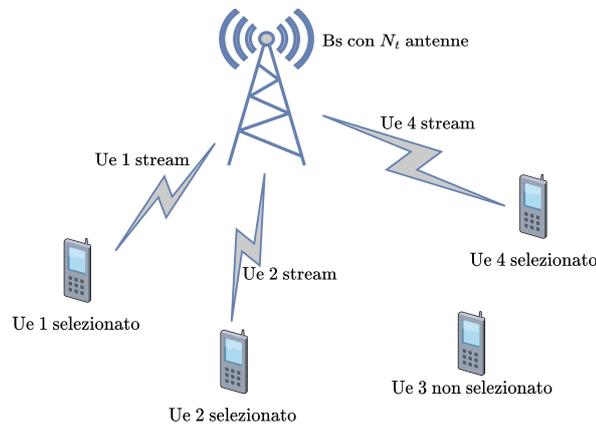


Figura 1.11: Sistema di comunicazione multi-utente MIMO: $N_{U_e} = 4$

1.3.1 DESCRIZIONE DELLA RETE

Nel sistema Multi-User MIMO che andiamo a descrivere ora, ciascuna U_e può ricevere segnali da ognuna delle Bs o da un opportuno riflettore. Volendo scrivere il vettore ricezione per la specifica U_e , indichiamo con:

- $\mathbf{h}_{n,m}^{\text{H}}$ la matrice del canale MISO tra la n -esima Bs e l' m -esimo riflettore.
- $\mathbf{g}_{m,\ell}$ la matrice del canale SIMO tra l' m -esimo riflettore e la ℓ -esima U_e .
- $\mathbf{H}_{n,\ell}$ la matrice del canale MIMO LoS tra la n -esima Bs e la ℓ -esima U_e .

- il numero totale di Bs è N_{Bs} , il numero totale di Ue è N_{Ue} e il numero di riflettori è M .

Abbiamo che

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_1 &= \sum_{n=1}^{N_{Bs}} \mathbf{H}_{n,1} \mathbf{x}_n + \sum_{n=1}^{N_{Bs}} \sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{m,1} \mathbf{h}_{n,m}^H \mathbf{x}_n + \mathbf{w}_1 \\
 &\dots \\
 \mathbf{y}_{N_{Ue}} &= \sum_{n=1}^{N_{Bs}} \mathbf{H}_{n,N_{Ue}} \mathbf{x}_n + \sum_{n=1}^{N_{Bs}} \sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{m,N_{Ue}} \mathbf{h}_{n,m}^H \mathbf{x}_n + \mathbf{w}_{N_{Ue}}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

1.3.2 VETTORE DI TRASMISSIONE - VETTORE *beamformer*

Con \mathbf{x}_n si indica il vettore del segnale trasmesso dalla n -esima Bs. Si vuole ora fornire una formulazione per tale vettore

$$\mathbf{x}_n = \sum_{\ell=1}^{N_{Ue}} a_{\ell} \cdot \mathbf{b}_{\ell,n} \tag{1.23}$$

dove con $\mathbf{b}_{\ell,n}$ indichiamo il vettore *beamformer* della trasmissione e con a_{ℓ} il simbolo trasmesso.

FORMULAZIONE BEAMFORMER

Indicando con N_t il numero di antenne dell'ULA con passo Δ_t , diamo una formulazione al vettore beamformer \mathbf{b} con angolo di direzione principale α :

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin \alpha}{\lambda}} \\ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin \alpha}{\lambda} \cdot 2} \\ \dots \\ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin \alpha}{\lambda} (N_T - 1)} \end{bmatrix} \tag{1.24}$$

dove l'elemento i -esimo è definito come:

$$b_i = e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin \alpha}{\lambda} (i-1)} \tag{1.25}$$

Si ricorda che con λ si indica la lunghezza d'onda del segnale.

ENERGIA TRASMESSA

Uno dei parametri di particolare interesse riguardo al vettore di trasmissione è la sua energia. In molte applicazioni, la massima energia totale trasmessa è un parametro fissato dalla legislazione locale e, pertanto, deve essere preso in considerazione all'interno del nostro modello. L'energia trasmessa da una singola Bs è espressa come

$$E_x = |\mathbf{x}|^2 = \sum_n |x[n]|^2 \quad (1.26)$$

dove \mathbf{x} rappresenta il vettore di trasmissione.



Modello

2.1 SUPERFICI INTELLIGENTI

Come abbiamo visto, gli ambienti in cui le comunicazioni wireless operano sono soggetti a fenomeni come diffrazione, dispersione e fading, che influenzano negativamente le prestazioni, l'efficienza e la robustezza dei sistemi di comunicazione rispetto ad uno scenario ideale in LoS. La forte domanda di connettività che affrontiamo oggi, insieme alle sfide di capacità, superano le soluzioni basate sulle tecnologie dei sistemi MIMO, poiché le risorse computazionali e i tempi di calcolo non sono sostenibili. In questo scenario, le *metasuperfici* svolgono un ruolo significativo nei futuri sistemi di comunicazione.

Una *metasuperficie* è composta da un array planare di elementi spazati con una distanza inferiore alla lunghezza d'onda, le cui proprietà elettromagnetiche possono essere controllate localmente per adattare il campo riflesso/trasmesso complessivo [5].

Le metasuperfici di occultamento sono un tipo di superfici intelligenti utilizzate per ricoprire un "obiettivo" in modo da renderlo invisibile a un'onda elettromagnetica incidente su di esso [6]. Sono composte da molte celle unitarie, ognuna delle quali è formata da bande metalliche collegate a un substrato dielettrico tramite diodi. La peculiarità di questo tipo di metasuperficie è la capacità di bloccare o consentire il passaggio del segnale incidente in base all'intensità del segnale stesso.

2.1.1 SCENARIO TIPO DI UNA RETE

Lo scenario considerato comprende delle Bs che funzionano esclusivamente come trasmettitori verso gli Ue e sono esternamente rivestite da una particolare struttura di metasuperficie. Ogni Bs, grazie al suo beamformer, è in grado di direzionare il segnale in una direzione principale, che copre con un'intensità maggiore rispetto alle altre direzioni in cui il segnale è debole. I segnali più deboli vengono bloccati dall'effetto della metasuperficie poiché la loro potenza è inferiore alla soglia di potenza minima progettata per la metasuperficie. Come mostrato in Figura 2.1.

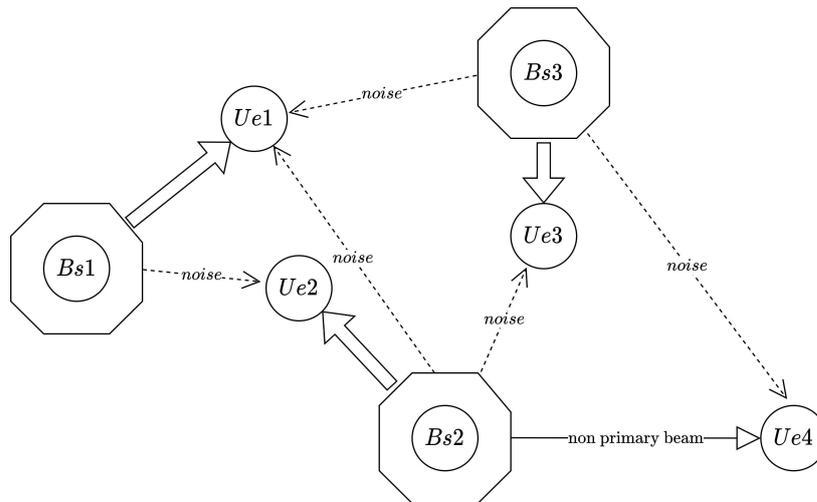


Figura 2.1: Esempio di rete con 3 Bs e 4 Ue

Vediamo nello schema in Figura 2.1 che le due Bs sono rivestite da una struttura ottagonale di lastre di metasuperfici. La Bs 1, grazie al suo beamformer e alla metasuperficie, è in grado di direzionare il segnale con una determinata potenza verso il ricevitore 1. Al contrario, i segnali che si propagano dalla Bs 1 in direzioni diverse da quella del beamformer presentano una bassa potenza e vengono quindi attenuati dall'effetto della metasuperficie. Tale configurazione, dunque, permette una certa flessibilità nella progettazione, poiché non è strettamente necessario progettare la trasmissione di altre antenne interferenti in una direzione specifica rispetto ad un'altra.

Riprendiamo lo scenario multi-utente introdotto nella sottosezione 2.1.1, in cui la rete è composta da un insieme di stazioni fisse trasmettenti, le Bs e da molteplici Ue da servire. All'interno dello scenario di trasmissione, introduciamo degli elementi riflettori il cui scopo è quello di ri-orientare il segnale incidente in una direzione specifica. Un esempio di questa configurazione di rete è mostrato in Figura 2.2.

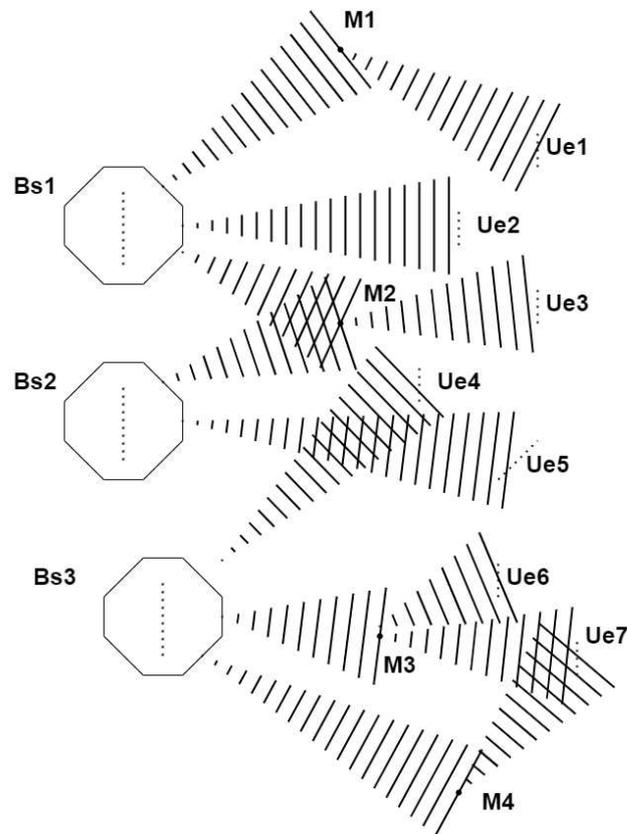


Figura 2.2: Rete wireless con 3 Bs, 7 Ue e 4 riflettori

2.1.2 MODELLO AI SEGNALI DELLA METASUPERFICIE IN TRASMISSIONE

La potenza in uscita da una Bs è ciò di cui abbiamo bisogno per costruire il diagramma di radiazione e determinare se, in una data direzione, vi è un'intensità di segnale sufficiente per garantire una comunicazione affidabile. Riprendiamo ora parte dell'analisi del Modello ai Segnali proposto al [1].

Alla base del funzionamento di una metasuperficie vi è il comportamento non lineare di un diodo, che fa sì che la potenza in uscita dipenda dalla potenza in ingresso. Questo comportamento non lineare ingresso-uscita delle potenze è illustrato nella Figura 2.3, a una frequenza fissa di $f_0 = 3\text{GHz}$. Sull'asse delle ordinate, Total Scattered Power (TSP), è rappresentata la potenza radiata in uscita dal sistema in risposta a una determinata potenza in ingresso, mentre sull'asse delle ascisse, Antenna Input Power (AIP) è indicata la potenza fornita in ingresso alla metasuperficie.

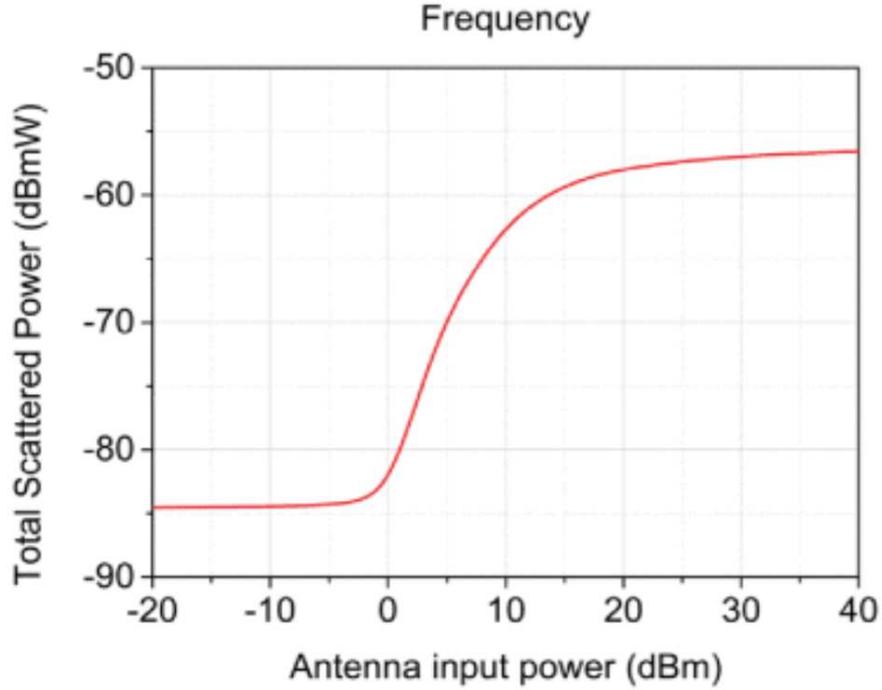


Figura 2.3: Grafico preso da [7] che lega la potenza in ingresso con quella in uscita di un' antenna trasmittente rivestita con una metasuperficie

Dal grafico è possibile distinguere tre zone:

- zona di polarizzazione inversa, dove il diodo non è in conduzione (-85 dBmW, diodo OFF).
- zona di transizione intermedia.
- zona di polarizzazione diretta (-57 dBmW, diodo ON).

Tra il primo e l'ultimo scenario vi è un dislivello di circa 35 dB.

Possiamo descrivere la curva di $TSP(x)$, $x := AIP$ dipendente, come una funzione razionale del tipo:

$$TSP(x) = \begin{cases} -85 \text{ dB} & x < -10 \text{ dBm} \\ \text{TransientFunction}(x) & -10 \text{ dBm} \leq x \leq 30 \text{ dBm} \\ -57 \text{ dB} & x > 30 \text{ dBm} \end{cases} \quad (2.1)$$

Riportiamo quindi il modello ai segnali della metasuperficie presa in esame. Il comportamento della metasuperficie è quello di un sistema che, applicando una

funzione di trasferimento al segnale trasmesso, fa uscire un segnale con una attenuazione. Nell'intorno di $f_0 = 3$ GHz abbiamo delle attenuazioni di 75 dB e 19 dB rispettivamente negli scenari *LP* e *HP* in cui la metasuperficie è spenta o accesa. Volendo dare un'espressione simile a (2.1) possiamo scrivere.

$$TSP(x) = \begin{cases} -75 \text{ dB} & x < -10 \text{ dBm} \\ \text{TransientFunction}(x) & -10 \text{ dBm} \leq x \leq 30 \text{ dBm} \\ -19 \text{ dB} & x > 30 \text{ dBm} \end{cases} \quad (2.2)$$

dove la variabile x è l'*AIP* e $\text{TransientFunction}(x)$ è una funzione razionale, i cui valori coprono l'intervallo di transizione. Aspettandoci quindi un tipo di curva simile a quella descritta nel modello del [7] abbiamo rinvenuto due soglie, superate le quali il segnale incidente sulla metasuperficie viene attenuato di una costante.

Al fine di facilitare l'analisi e la modellazione della metasuperficie si è semplificato il modello ai segnali di (2.2) in un modello che presenta una sola soglia di attivazione, di cui si è data la formulazione

$$TSP(x) = \begin{cases} -75 \text{ dB} & x < 20 \text{ dBm} \\ -19 \text{ dB} & x > 20 \text{ dBm} \end{cases} \quad (2.3)$$

Il comportamento ingresso-uscita delle potenze è rappresentato dalla Figura 2.4

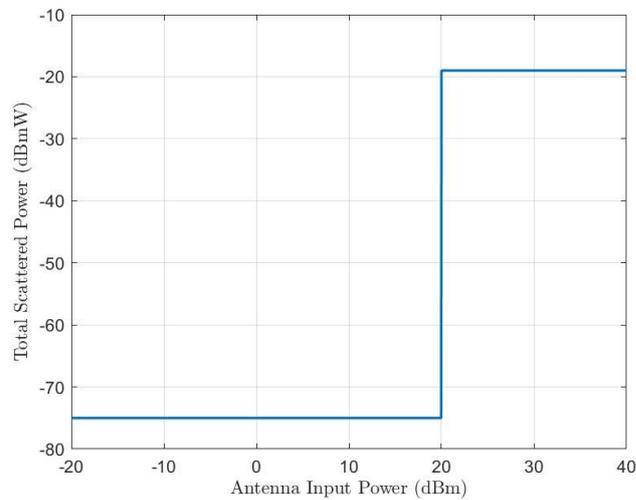


Figura 2.4: Grafico che lega la potenza in ingresso con quella in uscita di un'antenna trasmittente rivestita con una metasuperficie il cui comportamento è dato da (2.3)

ATTIVAZIONE DELLA METASUPERFICIE

Per il calcolo dell'AIP, possiamo considerare due casi: il primo riguarda una metasuperficie che è in grado di reagire istantaneamente alla potenza trasmessa, mentre nel secondo caso si tratta di una metasuperficie più lenta, che richiede un certo tempo per adattare la sua soglia di attivazione.

- Nel primo caso consideriamo l'energia ricevuta dall'antenna per ogni simbolo trasmesso. Questo approccio tiene conto dell'energia istantanea del segnale trasmesso.
- Nel secondo caso invece, è necessario considerare l'energia media ricevuta dalla metasuperficie in un periodo di tempo. In questo caso, la matrice di correlazione del segnale trasmesso gioca un ruolo importante nel determinare l'energia media in quanto tiene conto dell'energia media della segnalazione.

Nella sottosezione 2.2.4 tratteremo in dettaglio i metodi specifici per il calcolo dell'energia di attivazione della metasuperficie, sia nel caso istantaneo che nel caso con matrice di correlazione.

Da notare che la metasuperficie non amplifica il segnale lungo la direzione principale, ma riduce significativamente il segnale lungo le direzioni non principali. Questa caratteristica è particolarmente vantaggiosa in scenari in cui è necessario ridurre l'interferenza proveniente da direzioni indesiderate, concentrandosi invece sulla direzione principale di trasmissione per massimizzare l'efficienza e la qualità del segnale.

2.2 BASE STATION

Base Station (Bs) è un termine comunemente utilizzato nelle telecomunicazioni per indicare un punto di comunicazione principale per uno o più dispositivi mobili wireless. È un ricetrasmittitore fisso in grado di inviare e ricevere segnali wireless tramite le sue antenne (solitamente multiple).

Nel sistema Multi-User MIMO considerato, la Bs è una stazione fissa che rappresenta il punto da cui i segnali di comunicazione partono per raggiungere uno o più dispositivi utenti wireless. La Bs funge quindi da punto di connessione centrale per la comunicazione di un dispositivo wireless.

Studieremo un modello bidimensionale in trasmissione della Bs, dove l'antenna trasmittente è coperta esternamente da una specifica metasuperficie di occultamento.

2.2.1 MODELLO GEOMETRICO DELLA BASE STATION

Descriviamo ora la geometria delle Bs. Nel centro vi è l'antenna trasmittente. Si è scelto di utilizzare come modello di antenna trasmittente un ULA, composto da N_t antenne distanziate con un passo Δ_t .

La metasuperficie che copre completamente l'ULA è stata modellata come un poligono regolare con N_l lati di lunghezza L . Assumiamo che il centro dell'ULA coincida con il centro del poligono e che l'ULA sia parallelo ad un asse del poligono, e quindi parallelo ad almeno uno dei suoi lati. La Figura 2.5 fornisce una semplice rappresentazione bidimensionale del modello geometrico della Bs a forma di ottagono.

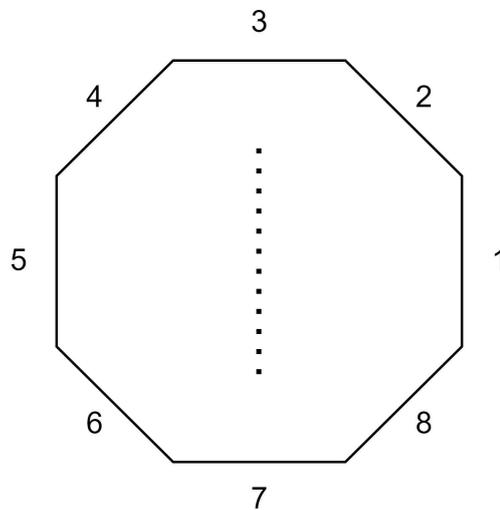


Figura 2.5: Schema geometrico di una Bs a 8 lati

Etichettiamo i lati del poligono con un numero $\{1, \dots, N_l\}$ dove il lato 1 è quello alla destra dell'ULA.

Ora riportiamo alcune relazioni geometriche sui poligoni regolari che saranno utili in seguito. Per un poligono regolare con N_l lati di lunghezza L , l'apotema è il raggio della circonferenza inscritta dentro il poligono, e può essere calcolato come:

$$A = L \frac{1}{2 \tan(\pi/N_l)} \quad (2.4)$$

Quindi, l'antenna posta al centro del poligono può avere una lunghezza massima pari a due volte l'apotema.

L'inclinazione di ciascun lato di un poligono regolare è indipendente dalle dimensioni dello stesso. Per un poligono regolare avente N_l lati, l'inclinazione del lato i -esimo è data da:

$$\vartheta_i = \frac{2\pi}{N_l}(i-1) \quad (2.5)$$

Nel caso di un ottagono regolare, possiamo riassumere gli angoli di inclinazione di ciascun lato in un array:

$$\vartheta = \left[0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{3}{4}\pi, \pi, \frac{5}{4}\pi, \frac{3}{2}\pi, \frac{7}{4}\pi \right]$$

Infine, possiamo ottenere in modo semplice le distanze orizzontali e verticali tra il centro del poligono (e quindi il centro dell'antenna) e il centro di ciascun lato del poligono. Indicando con $d_{x,i}$ la distanza orizzontale e con $d_{y,i}$ la distanza verticale del lato i -esimo, otteniamo

$$d_{x,i} = A \cos \vartheta_i. \quad d_{y,i} = A \sin \vartheta_i \quad (2.6)$$

Nel caso dell'ottagono regolare rappresentato nella Figura 2.5, le distanze possono essere riassunte in due array:

$$d_x = \left[A, A\frac{\sqrt{2}}{2}, 0, -A\frac{\sqrt{2}}{2}, -A, -A\frac{\sqrt{2}}{2}, 0, A\frac{\sqrt{2}}{2} \right]$$

$$d_y = \left[0, A\frac{\sqrt{2}}{2}, A, A\frac{\sqrt{2}}{2}, 0, -A\frac{\sqrt{2}}{2}, -A, -A\frac{\sqrt{2}}{2} \right]$$

Queste relazioni geometriche ci permettono di descrivere in modo preciso la disposizione delle antenne e delle distanze relative all'interno della base station. Saranno utili per il calcolo delle distanze tra le antenne in fase di trasmissione e ricezione.

2.2.2 MODELLO AI SEGNALI DELLA METASUPERFICIE

Per descrivere il comportamento della metasuperficie della Bs, faremo riferimento al Modello ai Segnali descritto nella sottosezione 2.1.2, che evidenzia il comportamento non lineare della metasuperficie di occultamento in funzione della potenza ricevuta. Ogni lato del poligono di metasuperficie funziona in modo tale che se l'energia alla soglia supera un determinato valore, il segnale attraversa la superficie; altrimenti, la metasuperficie attenua notevolmente il segnale, impedendone ulteriori propagazioni. Pertanto, forniremo un modello specifico per determinare l'energia incidente sulla metasuperficie.

Per determinare se un lato della metasuperficie è attivato o meno, è necessario calcolare l'energia incidente su di esso. A tal scopo, consideriamo ogni lato della metasuperficie come un'antenna in ricezione, assumendo una configurazione di tipo array lineare uniforme - ULA con una specifica particolare: il passo tra le antenne dell'ULA è $\lambda/2$, dove λ rappresenta la lunghezza d'onda del segnale. Inoltre, è importante sottolineare che le antenne sono disposte in modo tale che non ci siano moduli di metasuperficie alle due estremità del lato del poligono.

Modelliamo quindi un canale MIMO multi-antenna tra l'antenna posta al centro della Bs e ciascun lato della metasuperficie. E' importante notare che, dato il dimensionamento tipico di una Bs, la distanza tra l'antenna e i lati della metasuperficie non è molto maggiore della lunghezza d'onda del segnale. Di conseguenza, non possiamo utilizzare il modello di canale MIMO a lunga distanza descritto in (1.20). Invece, useremo il modello a piccola distanza, che tiene conto degli effetti di prossimità tra l'antenna e i lati della metasuperficie.

Inoltre nel modello ai segnali è stato evidenziato che la componente del segnale perpendicolare alla superficie è quella responsabile dell'attivazione della metasuperficie stessa. Pertanto, è necessario modificare la matrice del canale \mathbf{H} e creare una matrice dedicata al questo tipo di canale. Possiamo formulare la matrice di questo canale descrivendo l'elemento ij -esimo della matrice \mathbf{H} che sarà del tipo:

$$h_{i,j} = \cos \phi_{i,j} \frac{\lambda}{4\pi d_{i,j}} e^{-j2\pi \frac{d_{i,j}}{\lambda}} \quad (2.7)$$

dove con $d_{i,j}$ indichiamo la distanza tra l'antenna i -esima in trasmissione e il metaelemento j -esimo del lato, mentre $\phi_{i,j}$ rappresenta l'angolo di arrivo rispetto alla normale del lato. Questa formulazione tiene conto dell'effetto dell'angolo di incidenza sulla metasuperficie.

CALCOLO DELLA DISTANZA ij -ESIMA

Determiniamo ora la distanza $d_{i,j}$, necessaria al canale MIMO della metasuperficie, tra ogni coppia di antenne in trasmissione e ricezione (metaelemento). Nella Figura 2.6 è rappresentato il modello di un sistema MIMO a distanza ravvicinata con una metasuperficie in ricezione.

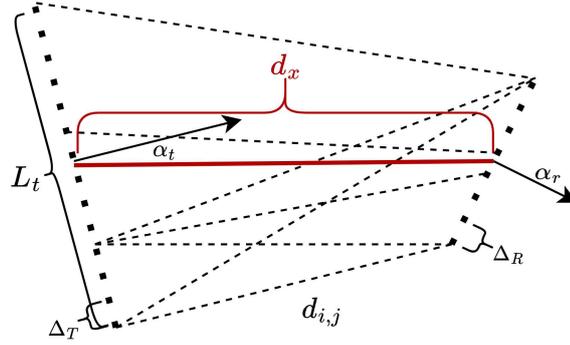


Figura 2.6: Modello MIMO a distanza ravvicinata con metasuperficie in ricezione

Per calcolare la distanza d_{ij} tra ogni coppia di antenne in trasmissione e ricezione è necessario conoscere la distanza orizzontale e verticale tra i centri delle due antenne (rappresentata dal segmento evidenziato in rosso in Figura 2.6), rispettivamente d_x e d_y , e gli angoli di inclinazione delle antenne, rispettivamente α_t e α_r . Utilizzando tali informazioni e indicando con Δ_T, Δ_R il passo delle antenne in trasmissione e ricezione, rispettivamente è possibile ricavare le distanze d_{ij} mediante il calcolo di una distanza euclidea:

$$d_{ij} = \sqrt{\Lambda_x^2 + \Lambda_y^2} \quad \text{dove:}$$

$$\begin{aligned} \Lambda_x &= d_x + \left(\frac{\Delta_R}{2} - \frac{L}{2} + (i-1)\Delta_R \right) \sin \alpha_r + \left(\frac{L_t}{2} - (j-1)\Delta_T \right) \sin \alpha_t \\ \Lambda_y &= d_y - \left(\frac{\Delta_R}{2} - \frac{L}{2} + (i-1)\Delta_R \right) \cos \alpha_r - \left(\frac{L_t}{2} + (j-1)\Delta_T \right) \cos \alpha_t \end{aligned} \quad (2.8)$$

dove con L indichiamo la lunghezza del lato della metasuperficie e con L_t la lunghezza totale dell'antenna trasmittente.

Successivamente, possiamo calcolare l'angolo ϕ :

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\Lambda_y}{\Lambda_x} - \tan^{-1} \frac{d_y}{d_x} \quad (2.9)$$

2.2.3 NORMALIZZAZIONE DELL'ENERGIA DEL CANALE

Il modello della Bs che considereremo è bidimensionale, quindi è necessario normalizzare l'energia ricevuta in modo che i risultati del modello bidimensionale siano coerenti con il modello tridimensionale di propagazione, descritto nel Capitolo 1. A tal fine, applichiamo la normalizzazione dell'energia a una singola antenna trasmittente, in modo tale che l'energia trasmessa sia uguale all'energia ricevuta considerando il contributo unico dell'antenna. Indichiamo con \mathbf{H}_l la matrice del canale MIMO riferita al lato l -esimo, quindi con $h_{m,t,l}$ indico il canale tra la t -esima antenna trasmittente e l' m -esimo metaelemento dell' l -esimo lato della Bs.

Otteniamo quindi una nuova matrice \mathbf{H}'_l normalizzata come segue:

$$\forall t \in [1, N_t] \quad h'_{m,t,l} = \frac{h_{m,t,l}}{\sqrt{\beta_t}} \quad \text{dove} \quad \beta_t = \sum_l \sum_m |h_{m,t,l}|^2 \quad (2.10)$$

Questa normalizzazione assicura che l'energia ricevuta sia uguale all'energia trasmessa all'intera metasuperficie, considerando una singola antenna dell'array di trasmissione.

2.2.4 CALCOLO DELL'ENERGIA RICEVUTA

Procediamo ora al calcolo dell'AIP, ovvero l'energia totale che impatta sulla metasuperficie. Come detto nella sottosezione 2.1.2, l'attivazione della metasuperficie può avvenire in due modalità, andando quindi a guardare:

- L'energia istantanea durante la trasmissione: in questo caso, consideriamo l'energia che arriva alla metasuperficie per ogni simbolo trasmesso. Questo valore rappresenta l'energia istantanea che colpisce la metasuperficie durante la comunicazione.
- L'energia media della trasmissione: in questa modalità, prendiamo in considerazione l'energia media che la metasuperficie riceve nel corso della trasmissione. È necessario considerare la matrice di correlazione del segnale trasmesso per ottenere un valore rappresentativo dell'energia media.

Esaminate entrambe queste modalità, comprenderemo meglio il suo comportamento durante la comunicazione e saremo in grado di scegliere la migliore modalità in base alla tipologia della trasmissione.

ATTIVAZIONE AD ENERGIA ISTANTANEA

Il modo più semplice per modellare la metasuperficie è quello in cui essa reagisce in maniera istantanea alla potenza trasmessa, quindi per calcolare la AIP utilizzeremo l'energia che riceve l'antenna per ogni simbolo trasmesso.

Indichiamo con \mathbf{y}_l il vettore che rappresenta il segnale ricevuto dal lato l -esimo della metasuperficie. Per calcolare l'energia impattante, calcoliamo semplicemente il modulo quadro del vettore:

$$\text{AIP} = |\mathbf{y}_l|^2 = \sum_i^{N_R} |y_{i,l}|^2 \quad (2.11)$$

Per ottenere il vettore \mathbf{y}_l a partire dal simbolo trasmesso, utilizziamo il canale MIMO normalizzato \mathbf{H}'_l dato dalla (2.10) creato per la metasuperficie. Se \mathbf{x} rappresenta il vettore trasmesso, allora abbiamo che:

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{H}'_l \mathbf{x} \quad (2.12)$$

Quindi, l'energia impattante sulla metasuperficie può essere calcolata come il modulo quadro del prodotto tra il vettore $\mathbf{H}'_l \mathbf{x}$:

$$\text{AIP} = |\mathbf{y}_l|^2 = |\mathbf{H}'_l \mathbf{x}|^2 \quad (2.13)$$

Calcolando l'energia impattante sulla metasuperficie in questa modalità, possiamo valutare l'effetto immediato della potenza trasmessa sulla sua attivazione.

ATTIVAZIONE AD ENERGIA MEDIA DELLA TRASMISSIONE

Procediamo ora con l'analisi dell'attivazione della metasuperficie basata sull'energia media della trasmissione. In questa modalità, la metasuperficie si apre o si chiude in base alla potenza media trasmessa all'interno di un intervallo. Per realizzare questo, facciamo uso della *matrice di correlazione*.

La matrice di correlazione di un vettore di trasmissione \mathbf{x} , dato il suo vettore beamformer \mathbf{b} descritto dalla (1.24) e il simbolo a , può essere espressa come [2]:

$$\mathbf{R}_x = E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = E_a(\mathbf{a}\mathbf{b} \cdot a^*\mathbf{b}^H) = \mathbf{b}\mathbf{b}^H E_a(aa^*) \quad (2.14)$$

dove il termine $E_a(aa^*)$ rappresenta l'energia media della segnalazione, che possiamo scrivere come $E_a(aa^*) := E_s$. Pertanto, abbiamo:

$$\mathbf{R}_x = E_s \mathbf{b}\mathbf{b}^H \quad (2.15)$$

Dato un canale MIMO \mathbf{H} e la matrice di correlazione di trasmissione \mathbf{R}_x , possiamo calcolare la matrice di correlazione di ricezione \mathbf{R}_y come segue [2]:

$$\mathbf{R}_y = \frac{1}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H = \frac{E_s}{N_T} \mathbf{H}(\mathbf{b}\mathbf{b}^H)\mathbf{H}^H \quad (2.16)$$

Per calcolare l'AIP a partire dalla matrice di correlazione di ricezione, sommiamo i moduli degli elementi sulla diagonale principale:

$$\text{AIP} = \sum_i^{N_R} |\mathbf{R}_{y_{i,i}}| = \sum_i^{N_R} |\text{diag}(\mathbf{R}_y)| \quad (2.17)$$

Questo ci fornisce una misura dell'energia media impattante sulla metasuperficie, consentendoci di valutare l'effetto complessivo della potenza trasmessa.

3

Simulazione del modello

3.1 PATTERN DI RADIAZIONE

Nel contesto delle comunicazioni wireless, i *pattern di radiazione* o diagrammi di radiazione sono rappresentazioni grafiche della direzionalità e la distribuzione della densità di potenza della radiazione emessa da un'antenna in funzione dell'angolo di osservazione. Il diagramma di radiazione fornisce importanti informazioni riguardo alla larghezza del fascio irradiato, alla presenza di lobi laterali o secondari e alla direttività dell'antenna, che è la direzione in cui viene raggiunta la massima radiazione, nota come **lobo principale**.

Questi aspetti sono fondamentali per valutare le prestazioni di un'antenna e possono influenzare significativamente la qualità delle comunicazioni wireless. La presenza di lobi laterali o secondari può limitare la qualità dell'antenna in diverse situazioni. Ad esempio, l'irradiazione di energia in direzioni non desiderate può causare interferenza su altri sistemi di comunicazione nelle vicinanze, compromettendo la loro efficienza o la qualità del segnale ricevuto. Inoltre, la presenza di lobi laterali può comportare una perdita di direttività in sistemi in cui è necessario massimizzare la potenza del segnale utile trasmesso o ricevuto in una certa direzione, limitando quindi la copertura o la capacità di comunicazione del sistema.

In Figura 3.1 è rappresentato un diagramma di radiazione a due dimensioni. In rosso è rappresentato il lobo principale (*main lobe*), in blu l'opposto (*back lobe*) mentre in grigio i lobi laterali (*side lobe*).

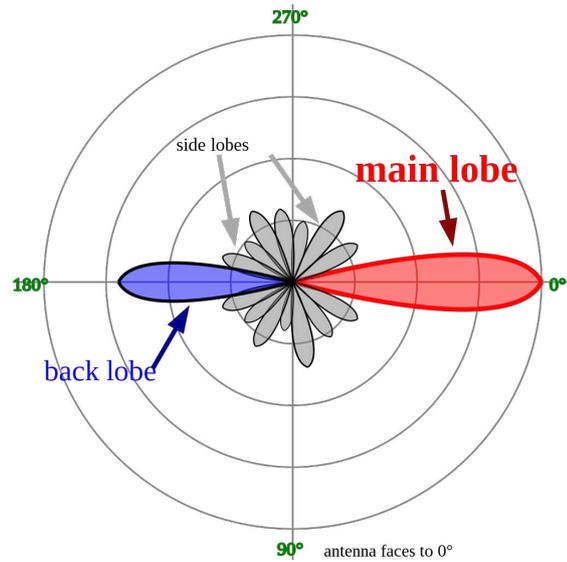


Figura 3.1: Diagramma di radiazione di un'antenna a bipolo

La **larghezza del fascio irradiato** è la larghezza angolare del diagramma di radiazione dell'antenna considerata fra punti in cui l'intensità è metà del valore massimo; essa si misura in gradi. Altre larghezze utilizzate sono: la larghezza a -10 dB e la larghezza a -20 dB, che rappresentano le larghezze angolari fra i punti in cui la potenza è $\frac{1}{10}$ e $\frac{1}{100}$ del valore massimo rispettivamente.

In generale, il diagramma di radiazione di un'antenna si ottiene misurando la potenza emessa ad una certa distanza per tutta una serie di punti equidistanti dall'antenna stessa.

Per costruire il diagramma di radiazione immaginiamo di avere un'antenna ricevente che ruota intorno ad una circonferenza centrata con la Bs di raggio molto maggiore della dimensione della Bs, modelliamo quindi un canale di tipo MISO tra la Bs e l'antenna ricevente, calcolando poi l'energia ricevuta in ogni punto della circonferenza, variando la posizione di un opportuno step.

In Figura 3.2 è visualizzato il modo virtuale con cui viene ricavato il pattern di radiazione.

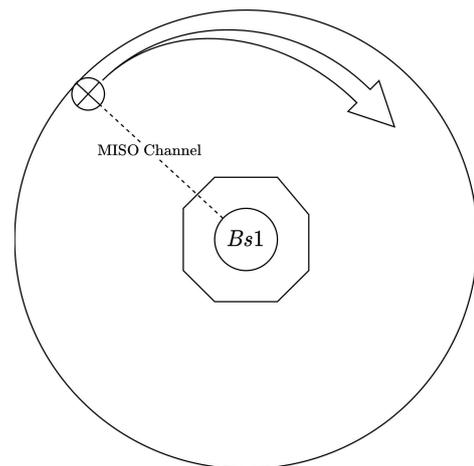


Figura 3.2: Canale MISO pattern

L'utilizzo di una metasuperficie che riesce a modificarsi dinamicamente in funzione del livello di potenza impattante è utile in un sistema di comunicazione multi-antenna poiché offre una certa flessibilità nella progettazione dei sistemi. Infatti in condizioni in cui il beamformer non è particolarmente stretto, viene in aiuto la metasuperficie che selezionando opportuni lati da attivare funge da taglio ai lobi dei beamformer, andando quindi a diminuire la larghezza del fascio irradiato.

Dalla letteratura sulle metasuperfici, abbiamo appreso che queste **non amplificano il segnale** lungo la direzione principale. Infatti, anche quando la metasuperficie è aperta, essa attenua il segnale di -19 dB. Tuttavia, riesce a ridurre significativamente il segnale lungo le direzioni non principali, dove l'intensità del segnale non è sufficiente per attivare completamente la metasuperficie. Possiamo quindi analizzare i diagrammi di radiazione che otterremo con l'obiettivo di massimizzare la direttività del beamformer senza dover modificare parametri come il numero di antenne in trasmissione.

Utilizzando il modello di Bs proposto nella sezione 2.2 abbiamo simulato alcuni diagrammi di radiazione, che andremo ora ad esporre. Fissiamo per tutte le simulazioni la frequenza del segnale a $f_0 = 2.4$ GHz, frequenza comunemente utilizzata nell'ambito delle comunicazioni wireless (eg. Wi-Fi IEEE 802.11).

Iniziamo utilizzando una Bs con $N_l = 16$ lati, così da avere un angolo di visione piccolo per ciascun lato. L'angolo del beamformer è inizialmente posto a $\alpha = 0$.

Mostriamo in Figura 3.4 il diagramma di radiazione di una Bs con metasuperficie. Vengono riportati nella Figura 3.4 più diagrammi di radiazione in cui viene fatta variare l'energia di trasmissione. Possiamo confrontare il diagramma della Figura 3.4 con quello del beamformer originale in Figura 3.3, il quale è generato utilizzando solamente 2 antenne in trasmissione in modo da avere un beamformer in origine piuttosto ampio.

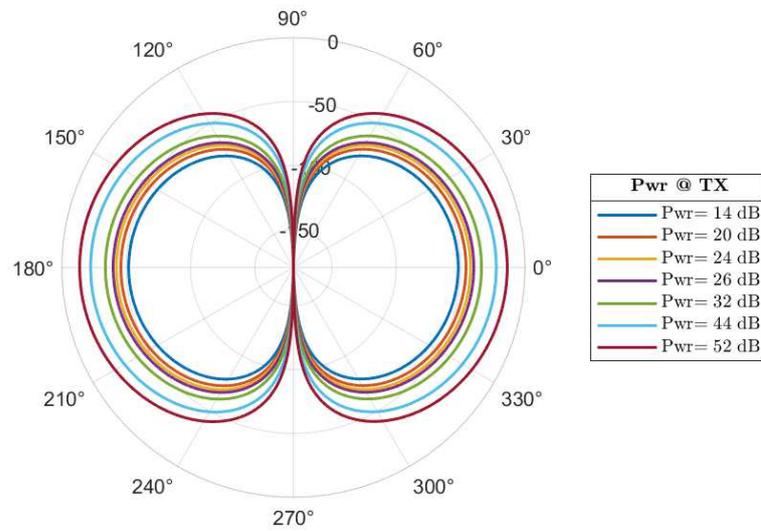


Figura 3.3: Pattern di radiazione del beamformer a diversi livelli energetici di trasmissione senza metasuperficie

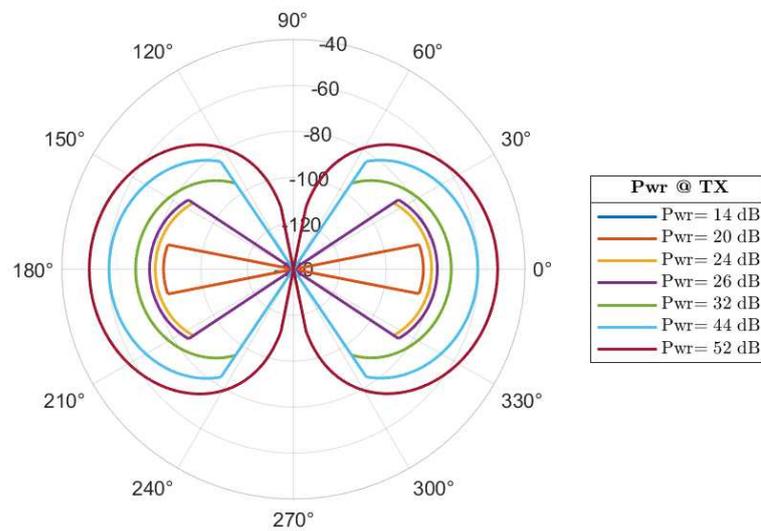


Figura 3.4: Pattern di radiazione a diversi livelli energetici di trasmissione con metasuperficie

Possiamo notare dalla Figura 3.4 che all'aumentare dell'energia trasmessa, più facce della metasuperficie si attivano, consentendo al segnale di passare la metasuperficie. In particolare notiamo che alla potenza trasmessa di 20 dB il beamformer originale in Figura 3.3 ha una larghezza del fascio irradiato di circa 60° , mentre con la metasuperficie l'angolo del fascio viene ristretto all'angolo di una faccia, quindi in questo caso 22.5° . La metasuperficie riesce a restringere i lobi del beamformer senza che si vada a modificare il numero di antenne in trasmissione.

3.1.1 PATTERN IN FUNZIONE DELLA COSTELLAZIONE

Abbiamo descritto nel Capitolo 2 due modalità con cui la metasuperficie può lavorare. Queste si differenziano nel modo in cui considerano l'energia trasmessa: una si basa sull'energia istantanea, mentre l'altra considera l'energia media della trasmissione. Sebbene concettualmente diverse, queste modalità producono risultati simili quando si prende in considerazione un singolo istante.

Quando utilizziamo una metasuperficie ad attivazione istantanea, il grafico risultante non fornisce informazioni sullo stato della metasuperficie per i simboli trasmessi in precedenza. Questo è dovuto al fatto che si considera un istante specifico, e impostando gli stessi valori di energia o potenza per entrambi i grafici, ovvero quello della correlazione e quello della potenza istantanea, otteniamo lo stesso pattern di radiazione. Per comprendere meglio l'effetto della metasuperficie utilizziamo una modulazione Quadrature Amplitude Modulation (QAM).

Immaginando di usare una 16-QAM con una certa energia media E_s . Dalla costellazione possiamo distinguere tre tipi di punti in base alla loro energia, come mostrato in Figura 3.5:

- $E_1 = \frac{1}{5}E_s$ i punti più interni
- $E_2 = E_s$
- $E_3 = \frac{9}{5}E_s$ i punti più esterni

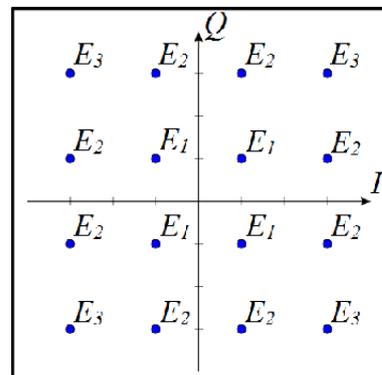


Figura 3.5: Costellazione 16-QAM

In base all'energia del simbolo trasmesso la metasuperficie si modificherà per ogni simbolo trasmesso e cambieranno gli stati di apertura o chiusura dei suoi lati, comportando una variazione nel diagramma di radiazione. Nella Figura 3.6, riportiamo un esempio di come i diagrammi di radiazione possono variare a seconda del

punto della costellazione trasmesso: E_1, E_2, E_3 . A sinistra, abbiamo il diagramma di radiazione corrispondente all'energia E_1 , mentre a destra, il diagramma di radiazione corrisponde all'energia E_3 .

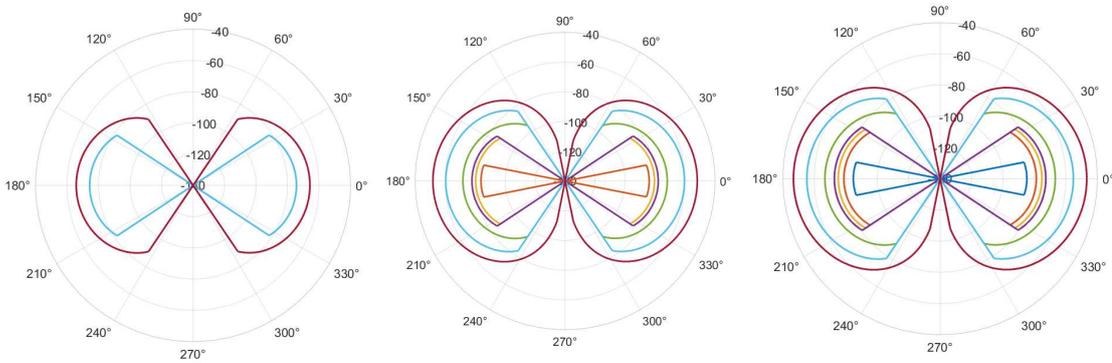


Figura 3.6: Pattern di radiazione dei simboli E_1, E_2, E_3 della 16-QAM. La legenda delle energie in trasmissione è la stesse della Figura 3.4

E' importante notare che l'utilizzo della metasuperficie ad attivazione istantanea può risultare svantaggioso nel contesto delle comunicazioni, poiché potrebbe comportare la rimozione dei simboli con meno energia dalla comunicazione, il che comporterebbe una perdita del segnale trasmesso.

D'altra parte, utilizzando la metasuperficie a matrice di correlazione, considerando un intervallo temporale ragionevole, si ottiene un diagramma di radiazione che rappresentato dall'energia media del segnale trasmesso, simile a quello della Figura 3.4. Questo approccio consente una migliore comunicazione, in quanto non si eliminano arbitrariamente simboli con energia più bassa.

3.1.2 PATTERN AL VARIARE DEL NUMERO DI ANTENNE IN TX

L'aumento del numero di antenne in trasmissione in un sistema multi-antenna comporta una modifica della forma del beamformer, che si traduce nella comparsa di lobi laterali nel diagramma di radiazione. Vogliamo ora confrontare il pattern di radiazione della Bs con quello del beamformer originale, senza l'effetto della metasuperficie, al variare del numero di antenne in trasmissione. Questa analisi ci consentirà di valutare l'impatto del numero di antenne sulla forma e sulla direttività del fascio irradiato e di come la metasuperficie va a concentrare o modellare in modo diverso il beamformer originale.

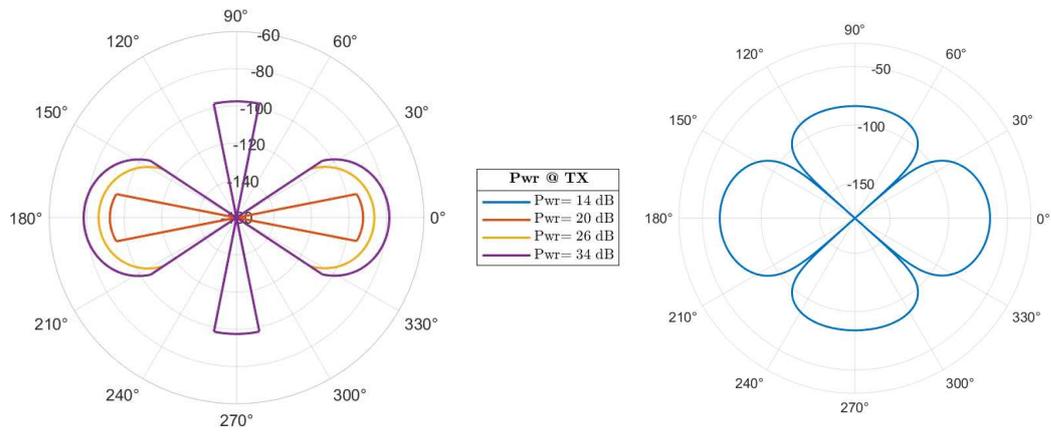


Figura 3.7: Pattern di radiazione con 3 antenne. A dx il beamformer originale

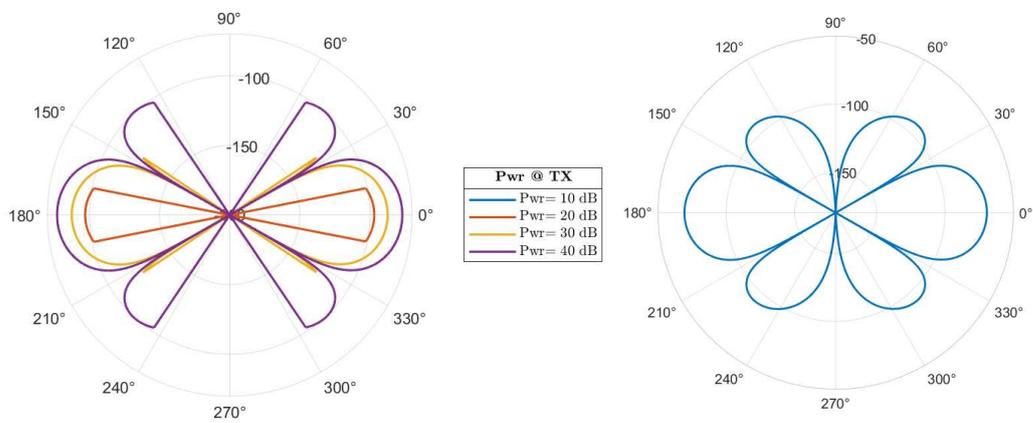


Figura 3.8: Pattern di radiazione con 4 antenne. A dx il beamformer originale

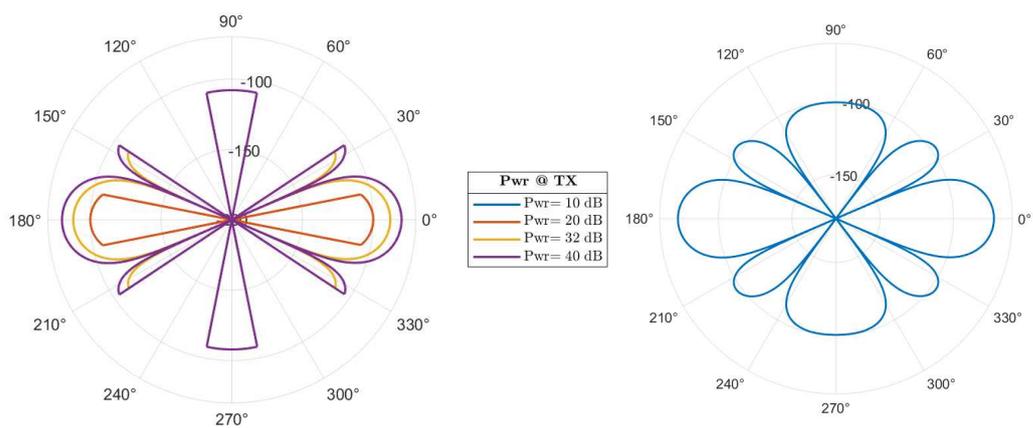


Figura 3.9: Pattern di radiazione con 5 antenne. A dx il beamformer originale

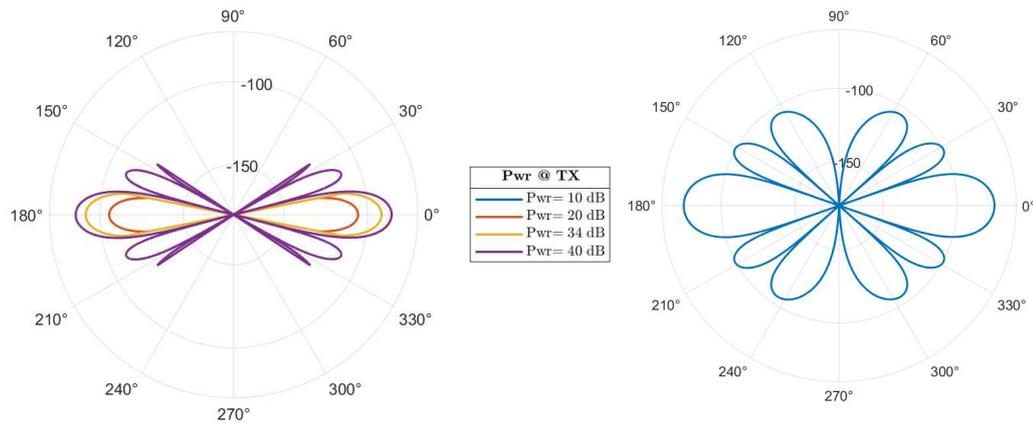


Figura 3.10: Pattern di radiazione con 6 antenne. A dx il beamformer originale

L'effetto dei lobi laterali nel beamformer si riflette sul comportamento della metasuperficie, poiché ci sono più direzioni in cui l'energia può attivare la metasuperficie. È interessante notare che in molti casi la metasuperficie tende a tagliare i lobi laterali quando non sono allineati con una faccia della Bs. Questo significa che la metasuperficie svolge efficacemente il suo ruolo di ridurre l'energia nelle direzioni non principali.

Inoltre, osserviamo che i lobi laterali hanno un'energia inferiore e i relativi lati vengono attivati solo quando la potenza in trasmissione aumenta considerevolmente. Altrimenti, vengono sempre tagliati come desiderato. Questo evidenzia il controllo dinamico della metasuperficie, che si adatta alle variazioni nella potenza del segnale per modulare il suo comportamento di attenuazione nelle direzioni non principali, attenuando quindi l'interferenza con altri sistemi.

3.1.3 PATTERN AL VARIARE DELL'ANGOLO DI BEAMFORMER

Una delle funzioni fondamentali del beamformer è la capacità di regolare l'angolo della direzione principale del fascio irradiato. Prevediamo che modificando l'angolo del beamformer, alcuni lobi, compreso quello principale, potrebbero non allinearsi più con le facce della Bs, rischiando quindi di essere tagliati dalla metasuperficie. Questo fenomeno potrebbe comportare un'alterazione della forma del diagramma di radiazione. Pertanto, è importante prestare attenzione all'interazione tra l'angolo del beamformer e la configurazione della Bs al fine di garantire che la direttività del segnale non venga negativamente influenzata dal taglio dei lobi.

Fino ad ora, abbiamo mostrato i pattern di radiazione in cui il beamformer (1.24) era configurato con un angolo $\alpha = 0$. Per esplorare le variazioni del diagramma di

radiazione al variare dell'angolo del beamformer, presenteremo una serie di pattern in cui teniamo un **numero fisso** di antenne **in trasmissione** a $N_t = 5$ e facciamo **variare l'angolo del beamformer** nel range da 5° a 45° . Variando la direzione del lobo principale, valuteremo come si modifica il diagramma di radiazione, concentrandoci su come i lobi laterali potrebbero essere influenzati dal taglio della metasuperficie.

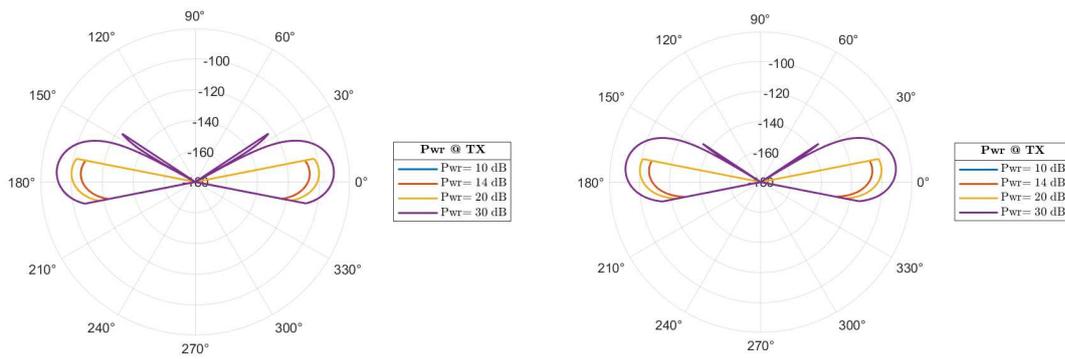


Figura 3.11: Pattern di radiazione con angolo di beamformer $\alpha = 5, 7$

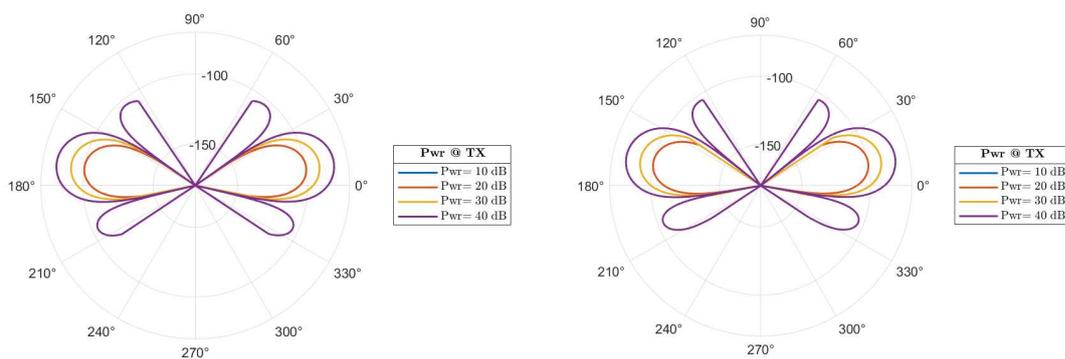


Figura 3.12: Pattern di radiazione con angolo di beamformer $\alpha = 10, 13$

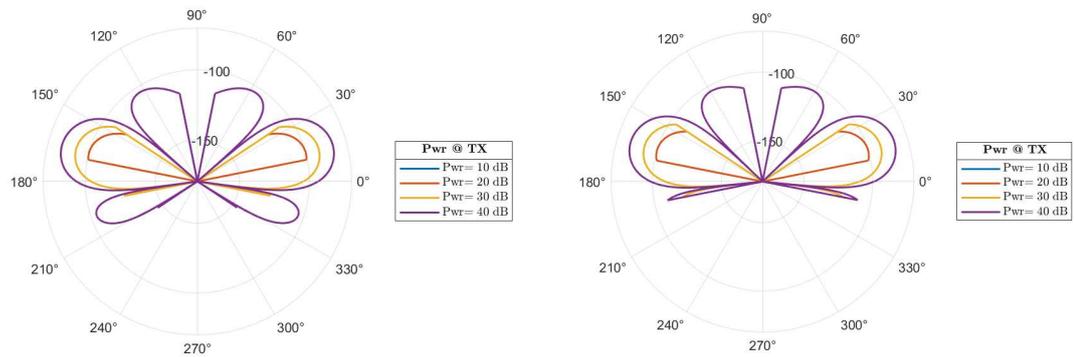


Figura 3.13: Pattern di radiazione con angolo di beamformer $\alpha = 15, 17$

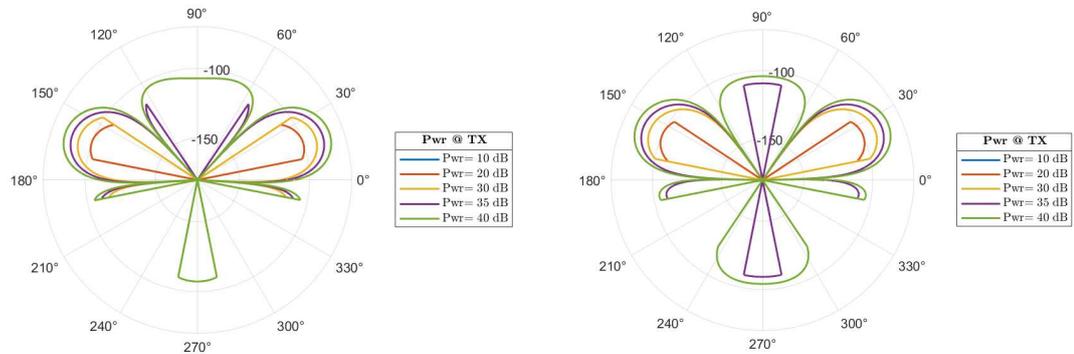


Figura 3.14: Pattern di radiazione con angolo di beamformer $\alpha = 20, 25$

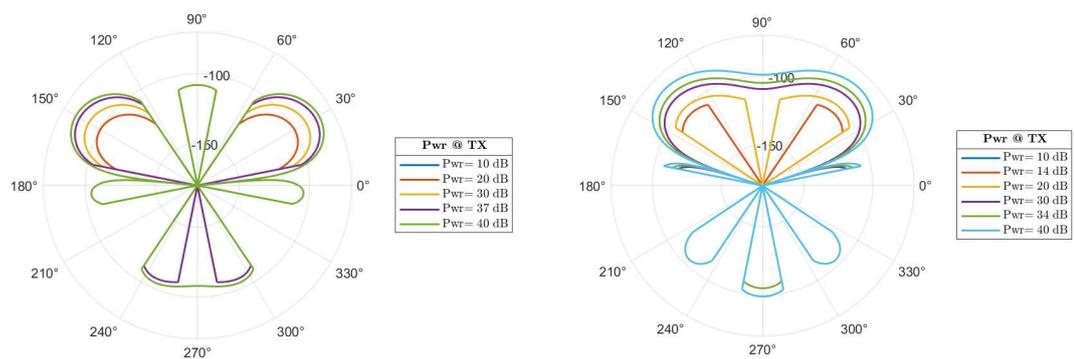


Figura 3.15: Pattern di radiazione con angolo di beamformer $\alpha = 30, 45$

Osserviamo che nei casi in cui la direzione del beamformer principale è allineata con un lato della Bs, si ottiene che il lobo principale non viene tagliato lateralmente dalla metasuperficie. Questo è evidente nel pattern di radiazione mostrato nella Figura 3.12. In questi casi, la metasuperficie funziona efficacemente nel mantenere intatta la direzione principale del fascio irradiato.

D'altra parte, ci sono situazioni in cui il lobo principale viene tagliato dalla metasuperficie, come evidenziato nella Figura 3.11 e Figura 3.14. Tuttavia, è importante notare che nonostante il taglio dei lobi laterali, la direzione principale rimane garantita e non viene mai interrotta dalla metasuperficie. Questo è un risultato positivo poiché la direzione principale del fascio è cruciale per il corretto funzionamento del sistema di comunicazione.

In generale, nelle situazioni in cui solo poche facce della metasuperficie sono attivate a causa di potenze di trasmissione più basse, osserviamo solo il lobo della direzione principale nel diagramma di radiazione.

In conclusione, la metasuperficie si dimostra efficace nel tagliare i lobi laterali del beamformer anche in altre direzioni principali e nel mantenere la direzione principale del fascio irradiato. Potremmo quindi identificare da questi pattern le configurazioni ottimali dell'angolo del beamformer che massimizzano la direttività complessiva del segnale nella direzione desiderata, evitando allo stesso tempo il taglio del lobo principale.

3.1.4 PATTERN AL VARIARE DEL NUMERO DI LATI DELLA BS

Un aspetto importante da considerare nella progettazione della Bs è il numero di lati che la compongono. In generale, con un numero ridotto di lati, l'angolo tra ciascun lato sarà maggiore, mentre con un numero elevato di lati è possibile avere un angolo più piccolo, consentendo un'azione più precisa della metasuperficie nel taglio dei lobi laterali.

Aumentando il numero di lati, la dimensione complessiva della base station aumenta, per motivi geometrici. Ci aspettiamo che con un numero limitato di lati 8/10, l'effetto della metasuperficie potrebbe non essere molto evidente. Ciò è dovuto all'angolo maggiore tra i lati, che può comportare una minore precisione nel taglio dei lobi laterali. In queste situazioni, la metasuperficie potrebbe non essere in grado di fornire un taglio efficace e il diagramma di radiazione potrebbe apparire simile a quello ottenuto senza la sua presenza.

D'altra parte, con un numero elevato di lati l'angolo più piccolo tra i lati permette

una maggiore precisione nel taglio dei lobi laterali, consentendo alla metasuperficie di svolgere il suo ruolo in modo più ottimale. In queste situazioni, osserveremo una riduzione dei lobi laterali e una maggiore direttività del fascio irradiato.

Mostriamo ora una serie di pattern di radiazione ottenuti facendo variare il numero di lati della Bs. Selezioneremo alcuni angoli del beamformer di particolare rilievo per evidenziare l'effetto dell'aumento del numero di lati sulla forma del diagramma di radiazione. Attraverso questa analisi, potremo apprezzare come l'aumento del numero di lati influisca sulla precisione del taglio dei lobi laterali, migliorando la direttività complessiva del fascio irradiato.

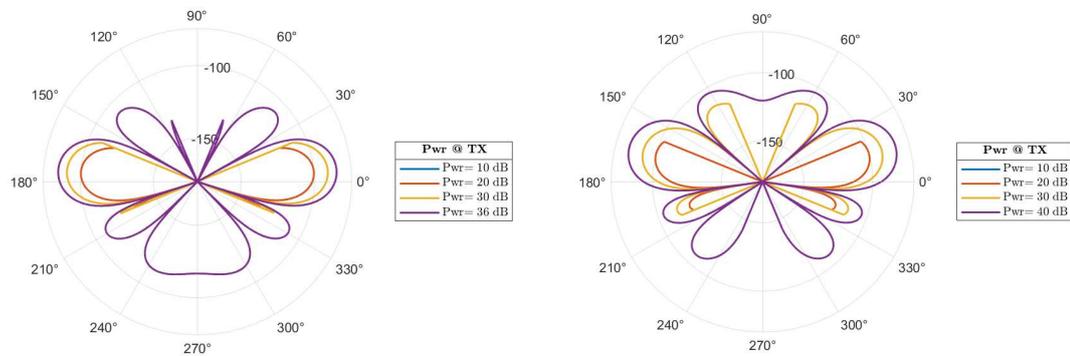


Figura 3.16: Pattern di radiazione $N_l = 8$ $\alpha = 5, 15$

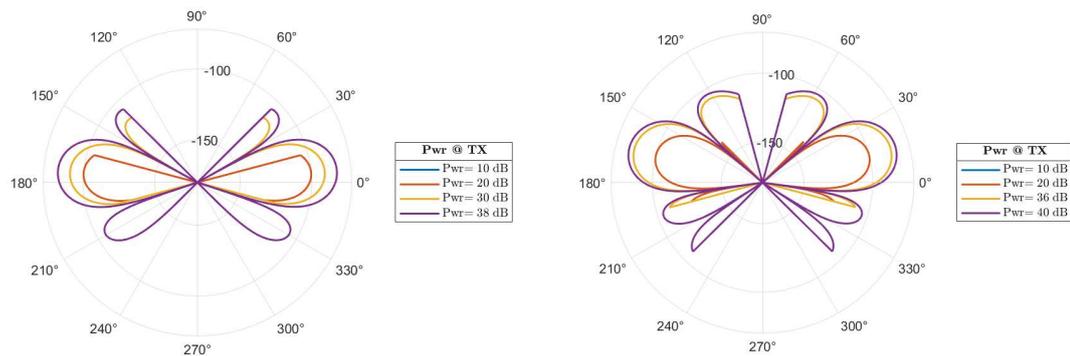
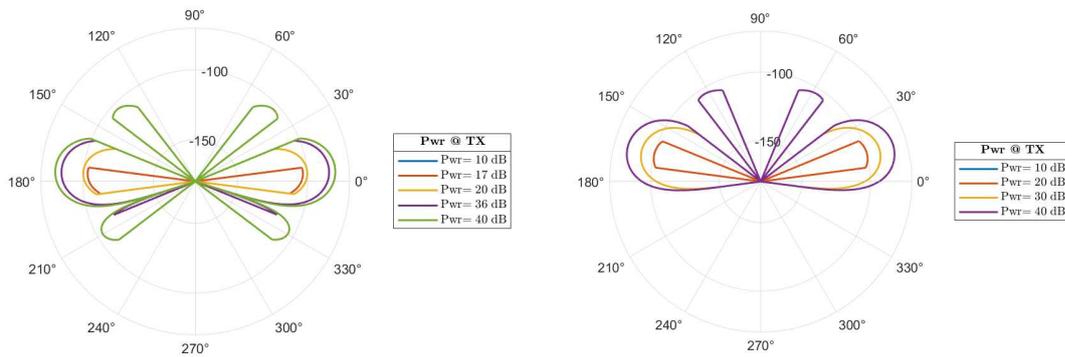
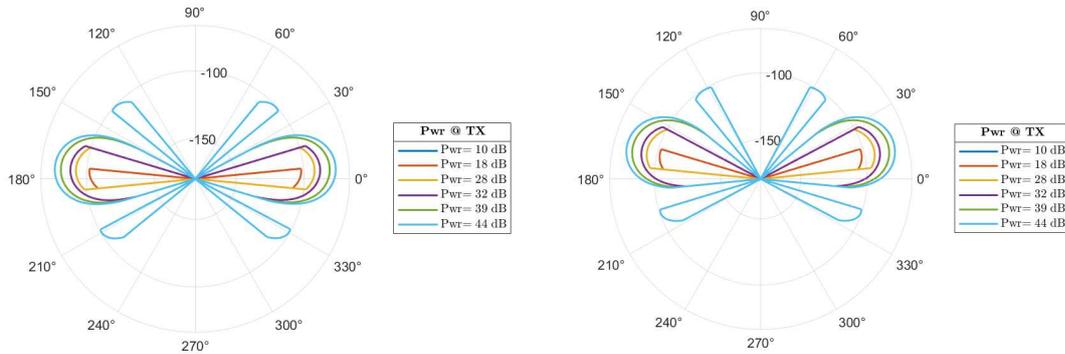


Figura 3.17: Pattern di radiazione $N_l = 12$ $\alpha = 5, 15$

Figura 3.18: Pattern di radiazione $N_l = 24$ $\alpha = 5, 15$ Figura 3.19: Pattern di radiazione $N_l = 32$ $\alpha = 5, 15$

L'analisi dei pattern di radiazione al variare del numero di lati della Bs conferma le nostre aspettative. Aumentando il numero di lati, osserviamo un miglioramento nella precisione del taglio dei lobi laterali e una maggiore capacità di mascherare l'effetto di tali lobi nel diagramma di radiazione. Con un numero limitato di lati, la mascheratura di alcune zone del diagramma di radiazione potrebbe risultare più grossolana, permettendo l'emergere di lobi laterali non desiderati.

Aumentando il numero di lati, la base station diventa in grado di affinare la mascheratura, garantendo un'azione più efficace nel ridurre l'influenza dei lobi laterali sul diagramma di radiazione. In generale, possiamo concludere che un maggior numero di lati nella base station migliora la precisione del beamforming e la capacità di fornire un diagramma di radiazione desiderato.

3.2 FUNZIONE DI TRANSIZIONE

Il comportamento della metasuperficie al variare della potenza ricevuta è caratterizzato dalla **Funzione di Transizione (FDT)**. Per comprendere meglio le motivazioni che hanno portato alla formulazione di un modello semplificato rispetto all'originale, dobbiamo considerare le caratteristiche di questa funzione e le conseguenze delle scelte fatte.

Nell'analisi del Modello ai Segnali proposto in [1], è emerso che la FDT può essere semplificata, passando dalla formulazione originale (2.2) alla formulazione (2.3). Questa scelta è stata guidata dal fatto che, all'interno del contesto di progettazione di una Bs, l'intervallo tra le soglie di potenza *HIGH power* e *LOW power* è relativamente ridotto. Di conseguenza, durante le simulazioni, è stato osservato che nella quasi totalità dei casi la metasuperficie assume o una configurazione completamente aperta o completamente chiusa.

Nel tentativo di preservare l'andamento della funzione razionale in formulazione originale (2.2) si è considerato l'utilizzo di una FDT di tipo lineare a tratti. Questa scelta è stata motivata ulteriormente dal fatto che il salto maggiore tra le configurazioni "HIGH" e "LOW" avviene principalmente nella zona compresa tra 0 dBm e 10 dBm di potenza ricevuta. Tuttavia, questo comporta un'ulteriore restringimento dell'intervallo tra le soglie di potenza in ingresso. In altre parole, il range in cui la metasuperficie può operare in uno stato intermedio di apertura risulta molto stretto, e questo rende meno probabile che un valore esatto della potenza vada ad attivare parzialmente la faccia della metasuperficie.

In definitiva, considerando la limitata ampiezza dell'intervallo tra le soglie di potenza e la bassa probabilità di incorrere in un punto di transizione intermedio, si è scelto di adottare la formulazione semplificata (2.3). Questa formulazione utilizza una FDT basata su un semplice gradino con una singola soglia di attivazione. Tale scelta si è dimostrata idonea a rappresentare in un modo più pratico e diretto il comportamento della metasuperficie.

3.2.1 ANALISI DELLE FDT NELLE DIREZIONI NON PRINCIPALI

Le FDT offrono un'ulteriore prospettiva sul comportamento della metasuperficie in direzioni diverse rispetto alla direzione principale del beamformer. Esaminiamo tre direzioni specifiche: la direzione principale del beamformer e due direzioni laterali. Per ciascuna direzione fissata, misuriamo la potenza ricevuta al variare della potenza in trasmissione. Le direzioni laterali selezionate sono quelle in cui la

potenza ricevuta è pari a metà della potenza ricevuta nella direzione principale, e quelle in cui la potenza ricevuta è attenuata di -10 dB rispetto alla potenza ricevuta nella direzione principale. L'obiettivo è quello di ricreare diagrammi simili a quelli presentati nel Capitolo 2 analizzando punti che non appartengono alla direzione principale.

Nella simulazione che presentiamo in Figura 3.20 abbiamo impostato l'antenna in trasmissione con $N_t = 2$ antenne, l'angolo del beamformer a 0 gradi e la metasuperficie ha $N_l = 16$ lati. Le direzioni esaminate corrispondono a 0° , 22° e 35° .

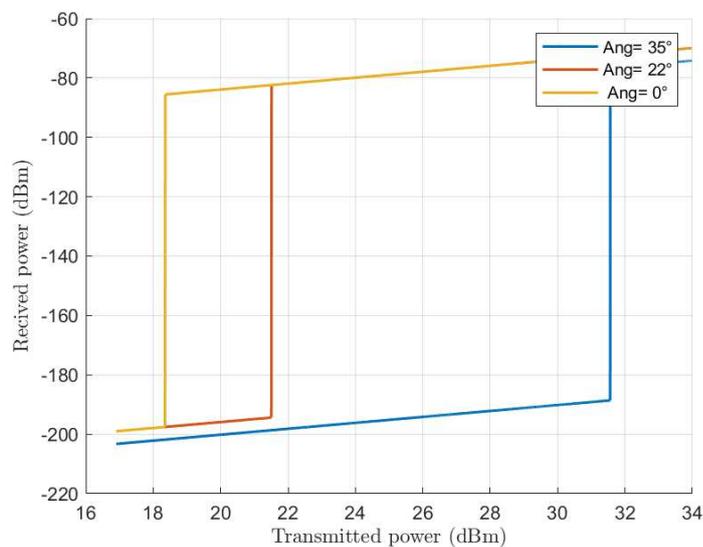


Figura 3.20: FDT in tre direzioni rispetto alla principale

Dalla Figura 3.20 possiamo subito osservare un andamento. La direzione principale del beamformer è la prima che effettua il salto, di conseguenza, il relativo lato della metasuperficie è il primo a passare alla configurazione *HIGH power*, consentendo il passaggio del segnale. Successivamente, con l'aumentare della potenza in trasmissione, anche la faccia che copre la direzione di 22° si attiva, ampliando il campo di direzioni in cui la metasuperficie opera in configurazione *HIGH*. Infine, con un ulteriore salto nella potenza in trasmissione, anche la direzione di 35° attiva il lato della metasuperficie in configurazione *HIGH*. Questi risultati evidenziano che la metasuperficie a basse potenze limita la propagazione in direzioni non desiderate.

3.3 AMBIENTE MATLAB®

Per la simulazione e la verifica del modello descritto è stato utilizzato l'ambiente MATLAB®. Tale scelta si è rivelata ottimale per i nostri scopi grazie alla sua facilità di lavorare con matrici e agli strumenti e toolbox disponibili, come ad esempio il *Communication System Toolbox*.

DIMENSIONAMENTO DELLA BS

Per effettuare il dimensionamento delle Bs all'interno di MATLAB® abbiamo scelto su quali variabili agire per regolare la Bs. Partiamo dal calcolo del dimensionamento della base station - Bs. I parametri dell'antenna trasmittente sono:

- Lunghezza d'onda del segnale: λ_m
- Rapporto tra passo delle antenne e lunghezza d'onda del segnale: k da cui consegue il passo delle antenne in trasmissione: $D_t = \lambda_m * k$
- Numero di antenne in trasmissione: N_t

Mentre le caratteristiche della metasuperficie sono:

- Numero di lati: N_l
- Numero di elementi in ricezione per lato: N_m
- Rapporto tra passo degli elementi e lunghezza d'onda del segnale: k (uguale alla trasmittente) da cui consegue il passo delle antenne in trasmissione: $D_m = \lambda_m * k$

Abbiamo quindi lasciato vincolata la lunghezza dell'antenna trasmittente $L_t = (N_t - 1) * D_t$ e del lato della metasuperficie $L_m = N_m * D_m$

MODELLO DELLA METASUPERFICIE IN MATLAB®

Nel processo di modellazione della metasuperficie in MATLAB®, ci siamo basati sul modello della metasuperficie descritto al Capitolo 2 per definire la soglia di attivazione della metasuperficie e le attenuazioni che essa impone quando è accesa e spenta. Questi parametri vengono definiti all'interno dell'ambiente mediante le seguenti variabili:

```
MsEdge = db2mag(0.02); % Soglia metasuperficie
AmpLow = -75; % Metasuperficie spenta
AmpHigh = -19; % Metasuperficie accesa
```

Sono state sviluppate due funzioni, denominate `SmartAntenna` e `SmartAntennaCorr`, le quali, a partire dai parametri della trasmissione e dai determinati parametri fisici specifici della Bs, generano un vettore che rappresenta lo stato di attivazione delle facce della metasuperficie. Le funzioni sono state modellate in base al funzionamento interno della metasuperficie e possono essere richiamate nel seguente modo:

```
StateMs=SmartAntennaCorr(Rbb,Tot,lam,Dt,Nl,Nm,Dm,MsEdge)
StateMs=SmartAntenna(X,lam,Dt,Nl,Nm,Dm,MsEdge)
```

I parametri da passare alle funzioni sono i seguenti:

```
lam % Lunghezza d'onda del segnale
Dt % Passo tra le antenne in trasmissione
Nl % Numero di lati della metasuperficie
Nm % Numero di metaelementi per lato
Dm % Distanza tra i metaelementi
MsEdge % Soglia di attivazione della metasuperficie

Rbb % Matrice di correlazione del beamformer
Tot % Energia media della trasmissione
X % Segnale trasmesso
```

Inoltre, è stata sviluppata una funzione ausiliaria chiamata `Meta_Gain`, che, dato in ingresso il vettore che rappresenta lo stato di attivazione delle facce della metasuperficie, seleziona il corretto guadagno della metasuperficie per quel particolare lato. La funzione viene richiamata nel seguente modo:

```
GainMs = Meta_Gain(A,StatoMs,Amplow,Amphigh)
```

Queste funzioni ci consentono di calcolare lo stato di attivazione delle facce della metasuperficie e di determinare il guadagno corretto per ogni lato, a seconda dello stato di attivazione. Permettendo infine di disegnare i pattern di radiazione visti precedentemente.

4

Conclusioni

Nel corso di questa tesi, abbiamo esaminato il comportamento e l'utilità delle metasuperfici di occultamento selettive in potenza, quali soluzioni, nell'ambito delle comunicazioni wireless, alla richiesta di ottimizzazione della trasmissione dei segnali, ponendo l'attenzione sulla direttività e sulla mitigazione delle interferenze. In questa luce, le metasuperfici di occultamento si presentano come un interessante strumento di progettazione per risolvere tali problemi.

Attraverso una serie di simulazioni e le relative analisi, abbiamo potuto apprezzare come queste superfici possano influenzare significativamente i pattern di radiazione delle antenne in una Base Station, dimostrando come l'attivazione dinamica dei lati della metasuperficie in base alla potenza dei segnali possa contribuire a tagliare i lobi laterali.

Tuttavia, i nostri modelli e le analisi presentano alcune limitazioni. In primo luogo, le simulazioni sono state eseguite in un contesto ideale e statico, senza considerare possibili rumori e interferenze reali, che potrebbero far emergere ulteriori sfide e complessità.

Le direzioni future di ricerca possono includere l'estensione dei modelli per considerare scenari in cui vi sono più Bs e Ue che comunicano tra di loro, dove si analizzano più dettagliatamente le interferenze tra le varie Bs, oltre a casi più realistici. L'applicazione di algoritmi di intelligenza artificiale potrebbe contribuire a ottimizzare dinamicamente la configurazione dei lati attivati in base alle condizioni ambientali e ai requisiti di trasmissione. Le metasuperfici potrebbero trovare impiego in una vasta gamma di applicazioni, come reti 5G e 6G, reti veicolari e

comunicazioni spaziali.

In conclusione, questa tesi ha fornito un'analisi sul ruolo e l'efficacia delle metasuperfici di occultamento selettive in potenza nelle comunicazioni wireless. Nonostante alcune limitazioni, le metasuperfici rappresentano un'interessante opportunità per migliorare la direttività dei segnali e ridurre le interferenze, aprendo la strada a ulteriori sviluppi e applicazioni nell'evoluzione delle reti di comunicazione.

Bibliografia

- [1] G. Carmine, *Modello ai segnali di metasuperfici di occultamento*. Università degli Studi di Padova, Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione, 2022.
- [2] Y. Cho, J. Kim, W. Yang, and C. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. IEEE Press, Wiley, 2010.
- [3] H. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, 1946.
- [4] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [5] M. Barbuto, Z. Hamzavi-Zarghani, M. Longhi, A. Monti, D. Ramaccia, S. Vellucci, A. Toscano, and F. Bilotti, "Metasurfaces 3.0: A new paradigm for enabling smart electromagnetic environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 10, pp. 8883–8897, 2022.
- [6] A. Monti, M. Barbuto, A. Toscano, and F. Bilotti, "Nonlinear mantle cloaking devices for power-dependent antenna arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1727–1730, 2017.
- [7] S. Vellucci, A. Monti, M. Barbuto, G. Oliveri, M. Salucci, A. Toscano, and F. Bilotti, "On the use of nonlinear metasurfaces for circumventing fundamental limits of mantle cloaking for antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 5048–5053, 2021.