

POLITECNICO DI MILANO

Scuola di Ingegneria Industriale e dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria delle
Telecomunicazioni



**COLLEGAMENTO PER BACKHAULING
AD ANTENNE MULTIPLE**

Relatore: Prof. Luca Reggiani

Tesi di laurea di:

Francesco Crivena Matr. 787176

Anno accademico 2015/2016

Ringraziamenti

La tesi riporta il mio nome come autore. In realtà, il raggiungimento del titolo di Laurea è merito dell'autore solo in piccola parte. Penso che citare l'autore in questo caso sia il modo più semplice per racchiudere un lungo elenco di persone che hanno contribuito alla formazione della mia persona e del mio essere. Persone preziose e sempre vicine. Per ringraziare le persone importanti non basta questa pagina, né tantomeno il nome dell'autore. Non basta nemmeno un libro. Non è mia intenzione spiegare qui il perché voglio ringraziare le persone che citerò a seguire, spero di poterle ringraziare amandole nella vita di tutti i giorni così come meritano. Tra queste persone, il primo pensiero va ai miei genitori. A seguire i miei fratelli e i parenti. Un sentito ringraziamento a tutti gli amici, alle persone che mi vogliono bene e a quelle che hanno lasciato un segno nella mia vita anche se non ho avuto il piacere di averle accanto tutti i giorni.

Da credente, ringrazio Dio.

Un ringraziamento particolare va al professor Luca Reggiani di cui ho potuto apprezzare, oltre alla nota professionalità e alta competenza, anche una grande pazienza e umanità.

Un ricordo speciale va a Fabio che per poco non ha raggiunto il traguardo della Laurea.

Sintesi

Un tema molto delicato, sensibile e discusso nei moderni sistemi cellulari, è quello del backhauling. Molti sono gli studi che negli ultimi anni si sono concentrati su questo argomento. La comunità scientifica e gli operatori hanno elaborato e proposto più di una soluzione per migliorare, rendere più conveniente il sistema di backhauling perchè nel tempo ha un ruolo sempre più critico e importante in una rete cellulare. Per alcune situazioni e per ambienti favorevoli il collegamento wireless può concorrere con le più comuni modalità di backhauling su cavo o su fibra.

Il lavoro di questa tesi viene introdotto da una panoramica sullo stato dell'arte del backhauling e poi si focalizza sui collegamenti senza fili. Al riguardo vengono studiate le prestazioni in termini di capacità di canale di sistemi che utilizzano schiere d'antenna come strumento di trasmissione e ricezione del segnale. Nel secondo capitolo è posta l'attenzione sui collegamenti tra schiere d'antenna in piena visibilità utilizzando come elementi le antenne paraboliche e patch. Il canale viene dapprima modellato geometricamente, quindi è proposto un progetto di antenne ottimale per questo collegamento. In modo da avere un riscontro numerico, diverse configurazioni di array d'antenne vengono simulati in un programma Matlab che permette un confronto tra i sistemi dal punto di vista della capacità di canale.

Nel terzo capitolo, le configurazioni proposte nella sezione precedente sono state testate su un canale di Rice, cioè su un canale in cui si fa esperienza di una componente del segnale fissa associata ad una componente variabile e casuale tipica di un ambiente con scattering. I risultati e gli aspetti

sottolineati grazie alla simulazione vengono commentati nel quarto ed ultimo capitolo.

Indice dei contenuti

COLLEGAMENTO PER BACKHAULING AD ANTENNE MULTIPLE.....	I
RINGRAZIAMENTI	I
SINTESI.....	III
INDICE DEI CONTENUTI	V
INDICE DELLE FIGURE.....	VII
INDICE DELLE TABELLE.....	X
CAPITOLO 1 IL BACKHAULING E I SISTEMI AD ANTENNE MULTIPLE.....	1
1.1 IL BACKHAULING – STATO DELL’ARTE	1
1.2 I SISTEMI MIMO	8
1.2.1 <i>La capacità di canale.....</i>	<i>9</i>
1.2.2 <i>Trasformazione di un canale MIMO in n sottocanali SISO.....</i>	<i>13</i>
1.2.3 <i>La conoscenza dello stato di canale.....</i>	<i>15</i>
1.2.4 <i>I gradi di libertà di un sistema MIMO.....</i>	<i>17</i>
1.2.5 <i>La matrice di canale di un sistema MIMO per un canale di Rice.....</i>	<i>18</i>
CAPITOLO 2 SISTEMI D’ANTENNE MULTIPLE CON CANALE LOS	21
2.1 IL CANALE LOS: MODELLO GEOMETRICO	21
2.2 PROGETTO DI UN ARRAY ULA/URA.....	28
2.3 IL MODELLO DEL SISTEMA MIMO CON CANALE LOS	32
2.3.1 <i>Antenne paraboliche.....</i>	<i>33</i>
2.3.2 <i>Antenne patch.....</i>	<i>38</i>
2.3.3 <i>Sistema ad antenne patch con ingombro di $0.5 m^2$.....</i>	<i>44</i>
CAPITOLO 3 SISTEMI D’ANTENNE MULTIPLE CON CANALE DI RICE	49
3.1 IL CANALE IN UN AMBIENTE RICCO DI OSTACOLI	49

3.2 IL MODELLO DEL SISTEMA CON CANALE DI RICE	51
3.3 I RISULTATI OTTENUTI DAI MODELLI	53
3.3.1 Antenne paraboliche.....	53
3.3.2 Antenne patch	57
CAPITOLO 4 CONCLUSIONI.....	63
4.1 IL CANALE LOS	63
4.2 IL CANALE DI RICE	68
RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI.....	70

Indice delle figure

Figura 1.1: Esempio di canale discreto con le probabilità di transizione associate	10
Figura 1.3: Geometria di un collegamento con array di antenne lineari al trasmettitore e al ricevitore	19
Figura 2.1: Esempio di un array rettangolare uniforme U_x con $U=6$ ($U_1=2$ e $U_2=3$)	23
Figura 2.2: Illustrazione geometrica della prima direzione principale dell'array rettangolare uniforme	23
Figura 2.3: Illustrazione geometrica della seconda direzione principale dell'array rettangolare uniforme	24
Figura 2.4: Sistema di trasmissione studiato	25
Figura 2.5: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne a parabola 2×2	34
Figura 2.6: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i centri delle parabole per la configurazione 2×2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m	35
Figura 2.7: Grafico delle capacità in funzione della variazione dei raggi delle parabole per la configurazione 2×2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m	35
Figura 2.8: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree degli array per la configurazione 2×2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m	37
Figura 2.11: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree fissata la distanza tra tx e rx di 400m	40
Figura 2.12: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch	41
Figura 2.13: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti fissata la distanza tra tx e rx di 400m	43
Figura 2.14: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree fissata la distanza tra tx e rx di 400m	43
Figura 2.15: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch di area 0.5mq	45

Figura 2.16: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq	46
Figura 2.17: Grafico delle capacità in funzione della variazione del numero di componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq	46
Figura 2.18: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch di area 0.5mq	47
Figura 2.19: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq	47
Figura 2.20: Grafico delle capacità in funzione della variazione del numero di componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq	48
Figura 3.1: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con le antenne formate da parabole. K=16 e K=0.5	54
Figura 3.2: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza dei centri delle parabole che compongono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. K=16 e K=0.5	54
Figura 3.3: Grafici delle capacità in funzione della variazione del raggio delle parabole che costituiscono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. K=16 e K=0.5	56
Figura 3.4: Grafici delle capacità in funzione della variazione del raggio delle parabole che costituiscono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. K=16 e K=0.5	56
Figura 3.5: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con antenne patch. K=16 e K=0.5	58
Figura 3.6: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con antenne patch. K=16 e K=0.5	58
Figura 3.7: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra gli elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati	60
Figura 3.8: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra gli elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati	60
Figura 3.9: Grafico delle capacità in funzione del numero di elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati	61
Figura 3.10: Grafico delle capacità in funzione del numero di elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati	62
Figura 1.11: Grafico delle capacità in funzione della distanza delle migliori soluzioni delle configurazioni che utilizzano le parabole	65

Figura 1.12: Grafico di una delle migliori configurazioni con ingombro 1mq . La configurazione ha parabole di raggio 35 cm e i centri delle due parabole distano 79 cm 65

Figura 1.13: Grafico delle capacità di due delle soluzioni che utilizzano parabole con un ingombro di 0.5mq 67

Indice delle tabelle

Tabella 1: Soluzioni di backhauling esistenti

6

CAPITOLO 1

IL BACKHAULING E I SISTEMI AD ANTENNE MULTIPLE

Il primo capitolo vuole essere un'introduzione all'argomento trattato, dapprima osservando lo stato dell'arte del backhauling, ambiente entro cui ci si è immaginati di lavorare e poi esaminando la tecnologia che permette il backhauling wireless. La scelta di modellare un sistema di backhauling di tipo wireless ci ha messi di fronte alla doverosa analisi di sistemi di comunicazioni senza fili e dei parametri che ne definiscono le prestazioni. Nella seconda parte del primo capitolo ci si concentra proprio su questi aspetti: le caratteristiche dei sistemi MIMO (Multiple Input Multiple Output) e le capacità di sistemi che adottano questo metodo di comunicazione.

1.1 Il backhauling – Stato dell'arte

Un aspetto di notevole rilevanza nei sistemi radio cellulari è senza ombra di dubbio quello riguardante il backhauling. Con questo termine si definiscono tutte quelle connessioni stabilite tra le stazioni radio base (BS) e i radio controllers (RC) nei sistemi cellulari tese al trasporto di dati e informazioni su qualsiasi tipo di mezzo in grado di trasportarli. Se fino a qualche anno fa la soluzione più sfruttata per effettuare il backhauling dei sistemi cellulari era l'uso del di cavo di rame, negli ultimi anni, a causa di una serie di fattori si

stanno ricercando e sperimentando soluzioni che possano rivelarsi più efficaci in termini di costo e prestazioni. Le cause principali che hanno costretto gli operatori alla ricerca di nuove soluzioni possono essere ricapitolate nelle seguenti: l'aumento del numero di utenti che tra le altre cose è continuamente in crescita, la disponibilità dei servizi dati mobili ad alta velocità che gli stessi utenti possono e vogliono sfruttare assieme all'inevitabile progresso tecnologico che ha portato le reti cellulari a passare in meno di 30 anni dai sistemi 2G di inizio anni 90 all'avvento del 5G previsto per il 2020, con il conseguente aumento di velocità e capacità richieste tanto dai dispositivi mobili quanto dai sistemi che devono aggregare e manipolare i dati. Ognuna di queste evoluzioni generato dei problemi che sono stati affrontati con l'intenzione chiara di mantenere, garantire e se possibile migliorare il servizio offerto. Una risoluzione a questi problemi ha avuto come risvolto l'aumento di stazioni radio base ed anche una diversificazione ed evoluzione del concetto di cella. Inizialmente una cella era concepita come una sola base station avente un'area di copertura tale che se l'utente era all'interno dell'area veniva servito da questa stazione radio base mentre la microcella era utilizzata in ambienti indoor per raggiungere quei siti che la stazione macro base non riusciva a servire. La microcella figurava come una cella di minori dimensioni, con una copertura minore, una capacità e una potenza trasmessa dalla stazione base della microcella di molto inferiori alla macro base station. Negli anni le microcelle si sono evolute nelle dimensioni e nelle funzionalità. In particolare nel contesto di una minor potenza trasmessa e un minor footprint delle base station, le microcelle si evolvono in picocelle, dove il raggio di copertura è ridotto del 30% e in femtocelle. Questo permette di raggiungere lo scopo per il quale vengono installate e cioè aumentare la densità delle base station in modo da migliorare l'efficienza spettrale ed energetica attraverso controlli sulla copertura e sull'interferenza, in modi più raffinati rispetto a quelli che possono garantire celle più grandi. Tutto ciò assicura una migliore prestazione e maggiore capacità per cella incrementando però il numero stesso delle celle. Le femtocelle addirittura

riducono ulteriormente la potenza trasmessa dalle base station e possono essere installate facilmente sia dagli operatori che da comuni utenti. Ciò rende l'implementazione di una femtocella molto flessibile, personalizzabile, ma con requisiti di backhauling certamente molto meno stringenti e più rilassati soprattutto per quanto concerne la qualità del servizio.

Una configurazione della cella così descritta, composta da una macro cella all'interno della quale vivono molteplici celle di minori dimensioni dà luogo ad una rete di tipo eterogeneo.

Dal punto di vista del backhauling l'aumento del numero di base station ha portato a un aumento del numero di connessioni e dunque del numero di cavi in rame utilizzati. Stesso effetto si è avuto a causa dell'evoluzione tecnologica dei collegamenti cellulari. Infatti, se per supportare il traffico dati di voce e corti messaggi di servizio di una rete 2G servivano al massimo due linee di rame, solo con l'implementazione del GPRS e dell'EDGE il numero delle linee di rame richieste è aumentato di quattro volte e si è arrivati alla necessità di utilizzare un numero di linee dalle 8 alle 16 volte superiori con l'avvento dell'HSPA e la tecnologia LTE 4G.

La continua richiesta di incremento di capacità e di prestazioni congiuntamente al fatto che il costo delle linee di rame aumenta linearmente con questi due fattori hanno indotto gli operatori a prendere in considerazione la ricerca di soluzioni alternative per la realizzazione del backhaul delle reti cellulari: considerato che questo aspetto sembra essere diventato il collo di bottiglia di tali reti. A testimonianza di questo, proprio recentemente, sono stati pubblicati articoli scientifici che definiscono i costi per il backhaul: "il riscaldamento globale delle telecomunicazioni".

Anche se attualmente la linea di rame risulta ancora di gran lunga la più usata, si sono ipotizzate e studiate possibilità prima inesplorate che riguardano sia soluzioni su cavo che wireless.

L'unica vera alternativa al rame per ciò che riguarda il backhauling via cavo è la fibra ottica. Per la verità questa soluzione è perfino migliore in termini di capacità e ritardo dal momento che nelle future reti 5G saranno trasmessi

segnali digitali radio di diversi Gigabit-per-secondo sulle C-RAN (Cellular Radio Access Network). Per scenari backhaul/fronthaul su distanze relativamente lunghe ($> 10 \text{ Km}$), vengono considerate reti di trasporto ottiche (OTN-optical transport network) con tecnica WDM (wavelength-division multiplexing, moltiplicazione a divisione di lunghezza d'onda) che adottano una topologia ad anello per garantire in modo completo protezione e operazioni, gestione e manutenzione.

Per collegamenti più brevi (minori di 10 Km), una soluzione proposta su fibra ottica è quella che prevede una rete ottica passiva (PON) point-to-multipoint (PtMP) che usa uno splitter ottico per aggregare i segnali WDM dei collegamenti backhaul/fronthaul di più celle. Viene talvolta utilizzata una soluzione complementare, la fibra point-to-point (PtP), anche se utilizza in modo ridotto le risorse della fibra e garantisce una debole protezione. Nonostante queste possibilità è doveroso notare che l'uso della connessione in fibra per le infrastrutture di backhaul è ad oggi ancora molto limitata. La maggior parte dei paesi, non sono in grado di dotarsi delle connessioni PtP, perché non hanno risorse sufficienti a coprire gli eventuali costi. Questa situazione non cambierà nel prossimo futuro a causa di molteplici limiti pratici. È dunque molto importante considerare soluzioni alternative di backhaul che risultino realizzabili ed efficienti nei diversi scenari di applicazione che si possono presentare.

Ad esempio per scenari di backhaul per piccole celle dove la richiesta di banda è bassa come potrebbe essere una femtocella indoor che serve un numero piccolo di utenti, esistono delle infrastrutture su filo chiamate digital subscriber loop (DSL) su filo di rame che possono funzionare ottimamente. Addirittura, tecnologie su filo di rame più sofisticate come G.fast che sono state sviluppate a partire da DSL, saranno capaci di fornire fino a 1 Gb/s di banda per collegamenti backhaul short-range nel prossimo futuro.

Un'altra soluzione che sta attirando sempre maggior interesse grazie alla notevole flessibilità e all'efficienza di costo che promette è il backhaul realizzato in tecnologia wireless.

Per quanto riguarda il metodo wireless è doveroso evidenziare che sono stati studiati due diversi casi: NLoS e LoS; entrambi percorribili per realizzare backhaul ma con diverse caratteristiche, modalità d'applicazione e prestazioni.

Le soluzioni wireless nel caso di non-line-of-sight (NLoS) occupano principalmente lo spettro delle frequenze inferiore a 6GHz con o senza licenza e fornisce sia connessioni PtP che PtMP. Le soluzioni NLoS. Specificatamente, per quanto riguarda la capacità del link, offrono diverse centinaia di Megabits per secondo e godono di grande flessibilità nell'installazione.

Diversamente dalle soluzioni presentate finora e diversamente dal caso LoS, in cui sono necessari banda e hardware addizionali, il segnale backhaul nelle piccole celle wireless usa la stessa frequenza di banda con cui opera il sistema cellulare.

Sebbene usato principalmente come ripetitore (relay), le soluzioni in-band backhaul wireless possono essere adottate come una base station di una piccola cella in cui, attraverso un appropriata progettazione del protocollo, si riesce ad offrire uno scenario di comunicazione altamente flessibile; praticamente una femtocella mobile.

L'equipaggiamento di una cella siffatta è integrato e il dispositivo, plug-and-play, può essere facilmente installato e mantenuto dall'utente.

Attraverso il backhaul wireless, il traffico delle piccole celle che risulta difficile da ricevere è indirizzato a un luogo di smistamento dove è disponibile il backhaul di grande capacità su cavo.

Tutt'altro discorso vale per sistemi di trasmissione in line-of-sight (LoS). Con questo tipo di soluzione vengono supportate comunicazioni di diversi Gigabits al secondo attraverso collegamenti in microonde PtP oppure in spazio libero (FSO). In quest'ultimo caso si deve tenere conto del fatto che necessitano antenne fisse, altamente direzionali e perfettamente allineate. Le ultime proposte elencate e più in generale quelle che sfruttano una trasmissione LOS possono essere usate come connessioni con alti requisiti in

Backhaul solutions		Frequency band	Link capacity	Typical link distance	
Wired solution	Fiber	OTN/WDM	1.31 μ m laser, WDM	Up to 100 Gb/s	> 10 Km
		Uni-PON	1.31 μ m laser, WDM	10 Gb/s/wavelength	< 10 Km
		PtP Fiber	1.31 μ m laser	10 Gb/s	~ 20 Km
	Copper	xDSL (ITU G.99x)	Up to 30 MHz	Up to 100 Mb/s	< 3 Km
		G.fast	Up to 212 MHz	Up to 1Gb/s DL + UL	~ 0.1 Km
	Main backhaul multiplexing		Varies	Varies	< 1 Km
Wireless solutions	LOS	FSO	1.31 μ m laser	Up to 10 Gb/s	< 5 Km
		Microwave	6-42 GHz, 60 MHz, 70/80 GHz	Up to 5 Gb/s	< 5 Km
	NLOS	PtMP	Sub 6 GHz	Up to ~ 500 Mb/s	< 1 Km
	Massive MIMO + mmWave		mmWave band	Up to 10 Gb/s	< 1 Km

Tabella 1: Soluzioni di backhauling esistenti

termini di banda nel backhaul/fronthaul (ad esempio il C-RAN fronthaul) in alternativa al backhaul /fronthaul realizzato in fibra ottica. Assegnando differenti bande e frequenze operative, il PtP a microonde può essere configurato in modo da offrire collegamenti con diverse capacità per il backhaul di piccole celle in molteplici e svariati scenari.

Ad oggi tecnologie wireless più sofisticate sono in fase di studio per fare in modo che le soluzioni di backhaul migliorino in termini di capacità e di flessibilità nell'implementazione. Una di queste tecnologie emergenti è una multi-user MIMO e si chiama massive MIMO. Attraverso l'uso di un grande numero di antenne (tipicamente più di 100) a bassa potenza (mW) al backhaul hub, la potenza irradiata è concentrata e focalizzata in terminali sempre più piccoli. Miglioramenti significativi in efficienza spettrale ed energetica sono stati realizzati con la divisione spaziale ad accesso multiplo (SDMA) e con il multiplexing a divisione spaziale (SDM). Le onde millimetriche (mmWave), cioè quelle che si trovano nella banda compresa tra

i 30 e i 300 GHz, forniscono una banda abbondante per le comunicazioni wireless se comparate con quelle più comunemente in uso attualmente che per lo più sfruttano le frequenze sotto i 3 GHz. Inoltre, le suddette onde, fino alle frequenze di 100 GHz possono essere rilasciate o riconfigurate per usi cellulari.

Sebbene i segnali radio nella banda delle onde millimetriche hanno alte perdite di propagazione penetrazione, possono essere realizzate antenne con guadagni molto alti componendole di elementi di dimensione adatta all'implementazione del massive MIMO. Combinando queste due dirompenti tecnologie nel backhaul wireless e dotando il sistema di un equipaggiamento con misure adeguate (gli array di antenne) si osserva un notevole impulso nelle prestazioni del backhaul e di conseguenza un globale miglioramento sulla prestazione dell'intero sistema cellulare.

Dal punto di vista degli operatori la scelta della migliore soluzione di backhaul in specifici scenari avviene solitamente verso il basso, scelgono cioè ciò che è disponibile e ciò che è conveniente, facendo leva sui costi e sul QoE.

In riferimento alla panoramica appena mostrata e sapendo che i sistemi MIMO (Multiple Input Multiple Output) sono sempre più utilizzati nelle telecomunicazioni e per un numero di applicazioni che abbracciano sempre maggiori campi di interesse è accattivante approfondire una possibile soluzione di backhauling attraverso un collegamento wireless e con array di antenne. Rimarchiamo infatti che possono essere sfruttate le potenzialità di questo tipo di sistemi laddove si richiedono collegamenti in tecnologia wireless più affidabili, con miglior efficienza spettrale e maggiori capacità. Troveremo nei prossimi paragrafi del capitolo uno sguardo di natura teorica abbastanza generale sui sistemi MIMO. Il capitolo non si prefigge l'obiettivo di riassumere tutto lo scibile riguardo a questo argomento, ma verranno esposti solo quei concetti che permettono la definizione e la descrizione delle caratteristiche principali dei sistemi MIMO. L'esposizione diverrà più specifica e dettagliata solo quando si affronteranno quegli aspetti ritenuti utili

al fine di una miglior comprensione di quanto si è riprodotto nel modello simulato sfruttando Matlab e che sarà presentato nei capitoli successivi.

1.2 I sistemi MIMO

Il metodo più semplice ed immediato per instaurare un collegamento senza fili tra un trasmettitore e un ricevitore è quello di dotare sia il trasmettitore che il ricevitore di un'antenna ciascuno e fare in modo che queste due comunichino. Con l'avvento dei sistemi MIMO sia il trasmettitore che il ricevitore, per comunicare, hanno la possibilità di essere dotati di molte antenne. Il termine MIMO sta proprio a riassumere questa peculiarità, la molteplicità di antenne a disposizione sia del trasmettitore che del ricevitore. Questa soluzione è in grado di migliorare in diversi aspetti le prestazioni del sistema di comunicazione. Tra gli aspetti di maggior rilevanza evidenziamo:

- l'efficienza spettrale [$bit / s \times Hz$] , che è il rapporto tra la velocità di trasmissione (espressa in termini di bit-rate) e la banda;
- l'affidabilità, espressa in termini di Bit Error Rate (BER), che è il rapporto tra i bit ricevuti correttamente e i bit totali trasmessi;
- la capacità di canale [bit / s] , definita come il limite superiore alla quantità di "informazione" che può essere trasmessa in modo affidabile per un dato livello SNR (Signal to Noise Ratio) e un tasso d'errore arbitrariamente piccolo, senza vincoli sul ritardo di trasmissione e sulla complessità delle operazioni di codifica/decodifica.

Proprio la capacità di canale sarà il parametro principale che a seguire verrà utilizzato come termine di paragone tra le diverse configurazioni dei sistemi MIMO esaminati. Alla luce di questo è bene approfondire la sua trattazione andando oltre la definizione classica che viene della teoria dell'informazione così come è stata definita da C.E.Shannon.

1.2.1 La capacità di canale

Per capire più a fondo la capacità di canale devono innanzitutto essere chiari alcuni concetti quali l'entropia e l'informazione mutua. Supponendo di avere una sorgente che emette un simbolo estraendolo da un noto alfabeto (X) di M simboli con una probabilità:

$$P\{x_i\} = p_i, \quad i = 1, \dots, M \quad (1.1)$$

il messaggio risultante risulta rappresentabile come un processo casuale stazionario.

Ad ogni simbolo dell'alfabeto è associata una grandezza chiamata informazione:

$$I\{x_i\} = \log_2 \frac{1}{p_i} \quad i = 1, \dots, M \quad (1.2)$$

Come si può notare, da questa definizione, i simboli poco probabili contengono molta informazione mentre i simboli più probabili ne contengono meno. Con queste nozioni è possibile definire l'entropia.

L'entropia di una sorgente è la misura del contenuto informativo dell'intera sorgente, intesa come l'insieme dell'alfabeto e della sua associata distribuzione di probabilità:

$$H(x) = \sum_{i=1}^M p_i I(x_i) = \sum_{i=1}^M p_i \log_2 \frac{1}{p_i} [\text{bit} / \text{simbolo}] \quad (1.3)$$

L'entropia è una media pesata dell'informazione associata ad ogni simbolo. Ipotizziamo un canale discreto, cioè un sistema avente $|X|$ ingressi e $|Y|$ uscite, caratterizzato dalle probabilità condizionali di transizione (vedi Figura 1.1).

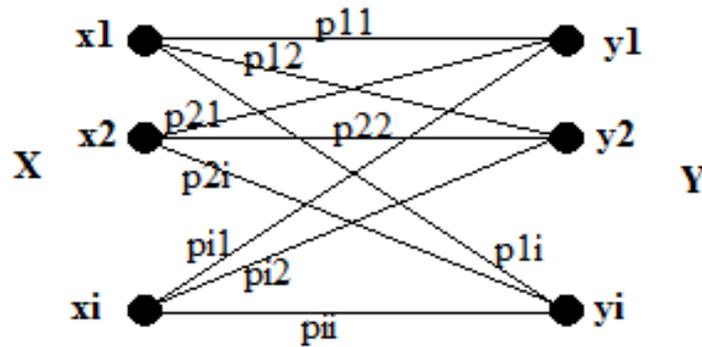


Figura 1.1: Esempio di canale discreto con le probabilità di transizione associate

L'entropia di ingresso in un canale siffatto misura l'informazione media dell'alfabeto di sorgente e risulta essere:

$$H(X) = \sum_{i=1}^{|X|} P\{x_i\} \log_2 \left(\frac{1}{P\{x_i\}} \right) [bit / simbolo] \quad (1.4)$$

mentre l'entropia d'uscita che misura l'informazione media dell'alfabeto di uscita è:

$$H(Y) = \sum_{i=1}^{|Y|} P\{y_i\} \log_2 \left(\frac{1}{P\{y_i\}} \right) [bit / simbolo] \quad (1.5)$$

Con entropia condizionale si intende invece la misura dell'informazione media per specificare un simbolo d'ingresso dato da un simbolo di uscita:

$$H(X|Y) = \sum_{i=1}^{|X|} \sum_{j=1}^{|Y|} P\{x_i, y_j\} \log_2 \left(\frac{1}{P\{x_i | y_j\}} \right) [bit / simbolo] \quad (1.6)$$

Definita l'entropia condizionale è possibile definire l'informazione mutua di due simboli, come misura della mutua dipendenza dei due simboli:

$$I(X;Y) = H(X) - H(X|Y) [bit / simbolo] \quad (1.7)$$

A questo punto la capacità di canale è definita come la massima mutua informazione:

$$C = \max_{P(x)} [I(X;Y)] = \max_{P(x)} [H(X) - H(X|Y)] \quad (1.8)$$

In cui la massimizzazione è effettuata rispetto alla distribuzione di probabilità della sorgente.

In un semplice modello discreto nel tempo con un canale senza memoria, invariante nel tempo e perturbato da un rumore gaussiano $n(i)$, bianco e a media nulla (AWGN, Additive White Gaussian Noise), un ipotetico segnale ricevuto $r(i)$ avrebbe la seguente forma:

$$r(i) = x(i) + n(i). \quad (1.9)$$

ipotizzando $x(i)$ il segnale trasmesso.

La formula della capacità di Shannon, per un canale come quello appena descritto con banda B , la potenza del segnale $x(i)$ pari a P e una densità spettrale di rumore single side N_0 è:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \text{ bit / sec} \quad (1.10)$$

Questa capacità è il limite massimo realizzabile in uno scenario in cui si ha una trasmissione senza errori tra un'antenna trasmittente e un'antenna ricevente (SISO, Single Input Single Output). Se il rate di trasmissione risulta essere minore di $C \text{ bit / sec}$ vuol dire che esiste uno schema di codifica in grado di rendere realizzabile la trasmissione senza errori. Diversamente, se il rate di trasmissione del segnale ricevuto è maggiore di $C \text{ bit / sec}$ sicuramente la trasmissione avrà un certo tasso di errore.

Consideriamo ora il caso di un sistema MIMO e cioè un sistema con più antenne trasmettenti e più antenne riceventi. Per addentrarci in questo caso è necessaria la generalizzazione della (1.9) al caso vettoriale. Assumendo che tutti i canali che si instaurano siano lentamente variabili nel tempo, piatti nello spettro delle frequenze e che nell'intervallo di simbolo T_s vengano trasmessi un gruppo di simboli $\bar{x} = (x_1 x_2 \dots x_M)^T$, con $\bar{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, il segnale ricevuto in un sistema MIMO è:

$$\bar{r} = H \bar{x} + \bar{n} \quad (1.11)$$

Dove $\bar{r} = (r_1 r_2 \dots r_N)^T$ è il vettore del segnale ricevuto, con $\bar{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\bar{n} = (n_1 n_2 \dots n_N)^T$ indica il vettore del rumore gaussiano bianco in cui $\bar{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ e $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$ è la matrice del canale. H è deterministica, assunta costante nel tempo e nota sia al trasmettitore che al ricevitore nella forma:

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \dots & h_{N,M} \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

I componenti della matrice H , sono i “guadagni” di canale dall’antenna trasmittente j -esima e dall’antenna ricevente i -esima. Dato che per semplicità consideriamo solo canali non selettivi in frequenza, gli h_{ij} sono costanti complesse.

Analogamente al caso scalare precedentemente esaminato, l’informazione mutua di canale $I(x; r)$ risulta massima in corrispondenza di un ingresso (vettoriale) \bar{x} che sia gaussiano a valor medio nullo con componenti x_k indipendenti e identicamente distribuite. In tali condizioni si hanno, per le matrici di covarianza i valori:

$$R_x = E\{\bar{x}\bar{x}^H\}, \quad R_r = HR_x H^H + R_n = HR_x H^H + N_0 I_N. \quad (1.13)$$

L’informazione mutua di canale è allora:

$$I(x; r) = H(r) - H(r|x) = H(r) - H(n) \quad (1.14)$$

E, date le caratteristiche statistiche gaussiane di r e n , si ha $H(r) = \log_2 \det(\pi e R_r)$, $H(n) = \log_2 \det(\pi e N_0 I_N)$. Da ciò si ricava:

$$I(r; x) = \log_2 \det(I_N + HR_x H^H) \quad \text{bit / simbolo} \quad (1.15)$$

La capacità si ottiene ricercando il massimo di $I(x; r)$ rispetto alle possibili R_x con il vincolo dell’energia totale disponibile in trasmissione nel tempo di

simbolo: $\sum_1^M E[x_k x_k^*] \leq E_s$. Allora:

$$C = \max_{R_x \leq p} \log_2 \det(I_N + HR_x H^H) \quad [\text{bit / simbolo}] \quad (1.16)$$

Dove p è la potenza massima trasmessa normalizzata. La capacità così espressa non è né di immediata comprensione né ovvia, ma è possibile renderla più “accessibile” operando delle trasformazioni lineari sia a lato trasmissione che a lato ricezione che ci permettono di convertire il canale MIMO in $n = \min(M, N)$ sottocanali di tipo SISO che sappiamo essere un canale lineare. Lo sviluppo matematico delle operazioni appena descritte sono di seguito riportate.

1.2.2 Trasformazione di un canale MIMO in n sottocanali SISO

Nell'algebra delle matrici è noto che ogni matrice ha un valore singolare di decomposizione (SVD), che si possono ottenere procedendo nel modo seguente:

$$H = U \Lambda V^H \quad (1.17)$$

Dove U e V sono matrici unitarie di dimensioni $N \times N$ e $M \times M$ rispettivamente mentre Λ è una matrice di dimensioni $N \times N$ i cui elementi diagonali sono numeri reali non-negativi mentre gli altri sono nulli. Le operazioni che portano alla trasformazione lineare del canale in $n = \min(M, N)$ sottocanali SISO sono le seguenti: dapprima il trasmettitore moltiplica il segnale che deve essere trasmesso \bar{s} con la matrice V quindi il ricevitore moltiplica il segnale ricevuto \bar{r} e il rumore \bar{n} con la matrice trasposta coniugata di U come mostrato:

$$\bar{x} = V \cdot \bar{s} \quad (1.18)$$

$$\bar{y} = U^H \cdot \bar{r} \quad (1.19)$$

$$\bar{u} = U^H \cdot \bar{n} \quad (1.20)$$

Sostituendo l'equazione (1.11) nell'equazione (1.20):

$$\bar{y} = U^H \cdot \bar{r} \rightarrow \bar{y} = U^H H \bar{x} + U^H \bar{n} \rightarrow \bar{y} = U^H H V \bar{s} + \bar{u} \rightarrow \bar{y} = U^H U \Lambda V^H V \bar{s} + \bar{u} \quad (1.21)$$

Dato che le matrici U e V sono unitarie, soddisfano $U^H U = I_N$, $V^H V = I_M$ e quindi:

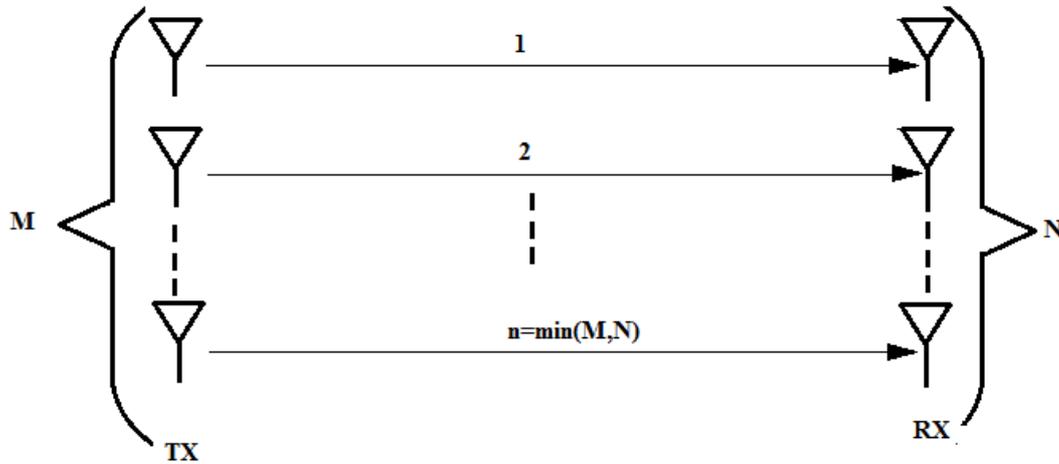


Figura1.2: Conversione di un canale MIMO in n sottocanali SISO

$$\bar{y} = \Lambda \bar{x} + \bar{u} \quad (1.22)$$

Ogni componente del vettore ricevuto \bar{y} può essere scritto come:

$$\bar{y}^k = \varepsilon_k \bar{x}^k + \bar{u}^k \quad (1.23)$$

Dove ε_k è il valore singolare della matrice H in accordo alla trasformazione appena vista. L'equazione (1.23) implica che il sistema MIMO (N, M) iniziale stato trasformato in $n = \min(N, M)$ sottocanali SISO come illustrato in Figura 1.2.

È dimostrato che la capacità totale di n sottocanali SISO è data dalla somma delle singole capacità, quindi la capacità totale del canale MIMO è:

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 (1 + p_k \varepsilon_k^2) \quad (1.24)$$

dove p_k è la potenza allocata per il k -esimo sottocanale e ε_k^2 è il suo guadagno di potenza.

È interessante notare come i singolari valori di decomposizione ε_k^2 , $k = 1, 2, \dots, n$ siano gli autovalori della matrice HH^H i quali sono sempre non-negativi. Inoltre un'osservazione importante riguarda l'allocazione della potenza utilizzata che deve rispettare la seguente condizione:

$$\sum_{k=1}^n p_k \leq p \quad (1.25)$$

Con p che rappresenta sempre la massima potenza trasmessa normalizzata.

Trovata la capacità totale di un sistema MIMO nel caso più generale è molto interessante capire come questa possa variare in base a due particolari casi di interesse che riguardano la conoscenza o meno delle informazioni dello stato del canale.

1.2.3 La conoscenza dello stato di canale

NO CSI (Channel State Information) al trasmettitore

Partendo dall'equazione (1.24), notiamo che la capacità realizzata dipende da come viene allocata la potenza ad ogni sottocanale. Supponendo la conoscenza del canale al ricevitore, quando il canale non è conosciuto a lato trasmettitore, le M componenti del segnale trasmesso \bar{x} sono indipendenti e hanno la stessa potenza all'antenna trasmittente. Quindi, operando nel caso di NO CSI al trasmettitore, la potenza allocata ad ogni sottocanale è $p_k = p/M$. Applicando l'equazione appena derivata all'equazione (1.16), si ottiene:

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{p}{M} HH^H \right) \right] \quad (1.26)$$

che può anche essere vista come:

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{p}{M} \epsilon_k^2 \right) \quad (1.27)$$

CSI (Channel State Information) al trasmettitore

Nel caso in cui al trasmettitore si abbia conoscenza del canale, nasce la possibilità di implementare un metodo che sia in grado di suddividere in modo ottimo la potenza totale alle n componenti. In questo modo, i sottocanali SISO che contribuiscono in misura maggiore al trasferimento dell'informazione, vengono associati ad una maggior potenza. Esistono

diversi metodi per l'allocazione ottima della potenza agli n sottocanali, uno dei più efficienti è quello dello waterpouring alghoritm. Assumendo la condizione di CSI al trasmettitore, possiamo esprimere la formula della capacità come:

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k \cdot P}{M} \varepsilon_k^2 \right) \quad (1.28)$$

La differenza tra la formula della capacità senza CSI al trasmettitore e quella appena trovata risiede nel coefficiente γ_k che corrisponde alla quantità di potenza assegnata al k -esimo sottocanale. Questo coefficiente è dato da:

$$\gamma_k = E \left\{ |s_k|^2 \right\} \quad (1.29)$$

E soddisfa il vincolo:

$$\sum_{k=1}^n \gamma_k = M \quad (1.30)$$

L'obiettivo di algoritmi come il waterpouring è quello di trovare il miglior γ_k che massimizzi la capacità dell'equazione (1.28).

Il problema del metodo CSI è che non è sempre disponibile la conoscenza del canale al trasmettitore. Per far sì che questa informazione sia nota e utilizzabile a lato trasmettitore, esistono due possibili metodi: il primo basato sul feedback, il secondo basato sul principio della reciprocità.

Nel primo metodo le caratteristiche del canale dal trasmettitore al ricevitore sono calcolate dal ricevitore e le informazioni vengono inviate al trasmettitore attraverso un canale di ritorno. Questo metodo non funziona in modo appropriato se il canale varia velocemente. In questo caso, per ottenere risultati migliori, è necessario un aumento del numero di stime del canale e di trasmissioni di queste informazioni dal ricevitore al trasmettitore per mantenerlo quanto più aggiornato possibile. Questa operazione può raggiungere livelli proibitivi di frequenza delle operazioni.

Secondo il principio di reciprocità invece, il canale è tale sia nel percorso tra ricevitore e trasmettitore sia nel percorso inverso sono considerati uguali a patto che il tempo, la frequenza e la posizione delle antenne restino le

medesime. Facendo leva su questo principio il trasmettitore può usare il CSI ottenuto da un collegamento ricevitore-trasmettitore per utilizzarlo come il CSI di un collegamento trasmettitore-ricevitore. Il problema principale con questo metodo si manifesta quando vengono impiegati schemi frequency duplex.

1.2.4 I gradi di libertà di un sistema MIMO

Basandoci sull'equazione (1.25) possiamo assumere che in un regime di alto SNR, la capacità può aumentare in modo lineare con n . Nello specifico, per $(\varepsilon_k^2 p / M) \gg 1$, l'equazione della capacità diventa:

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(\frac{p}{n} \varepsilon_k^2 \right) \quad (1.31)$$

Questa assunzione, però, non è sempre confermata. Per alcuni sottocanali $(\varepsilon_k^2 p / M)$ risulta essere molto più piccolo di uno e come conseguenza si ha che l'informazione trasferita da questi canali è approssimabile a zero. Questo fenomeno è presente in almeno tre casi:

- quando la trasmissione è servita da un dispositivo con poca potenza;
- quando si usa questa tecnologia per applicazioni con comunicazioni a lungo raggio;
- quando esiste forte fading dovuto alla correlazione tra i sottocanali.

Nell'ultimo dei tre casi, il fading indotto da un certo sottocanale può causare la minimizzazione del suo corrispondente ε_k^2 .

Intuitivamente, il valore del grado di libertà corrisponde al numero di sottocanali che in quel momento contribuiscono al trasferimento dell'informazione. In un approccio più matematico, il grado di libertà indica i valori singolari della matrice di canale H che sono diversi da zero.

1.2.5 La matrice di canale di un sistema MIMO per un canale di Rice

Quando un ambiente è caratterizzato da un multipath molto forte, il numero di percorsi tra il trasmettitore e il ricevitore permette l'uso del teorema del limite centrale e l'involuppo del segnale ricevuto segue l'involuppo della distribuzione di Rayleigh. Allo stesso tempo però, se in un contesto del genere si evidenzia la presenza di una forte componente dominante tra il trasmettitore e il ricevitore (la componente LoS) è più indicata, per l'approssimazione dell'involuppo del segnale ricevuto, la distribuzione di Rice perché lo descrive meglio. Il ricevitore in uno scenario come quello appena descritto "vede" una componente del segnale dominante insieme a tante piccole componenti di segnale con poca potenza dovute al multipath. La componente dominante che raggiunge il ricevitore potrebbe non essere il risultato della propagazione LoS, bensì la componente dominante potrebbe essere il valore medio di componenti multipath molto forti causate da grandi scatteratori. Il fattore Riceano del canale è definito come la frazione delle potenze della componente dominante e delle componenti di fading.

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.32)$$

Naturalmente, $K = 0$ indica un canale soggetto al fading di Rayleigh, mentre se $K \rightarrow \infty$ si indica un canale senza fading.

Come abbiamo accennato poco fa, in presenza di una componente dominante, il canale wireless può essere modellato come la somma di due componenti, una costante ed una variabile. La componente variabile si suppone causata da scattering. In questa situazione la matrice di canale è rappresentata come segue:

$$H_{RICE} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\varphi_0} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLOS} \quad (1.33)$$

Nell'equazione appena scritta, H_{RICE} è la matrice di canale del sistema MIMO, H_{NLOS} è la matrice della componente variabile e H_{LOS} è la matrice della componente costante del segnale. Il coefficiente K è il fattore Riceano come definito sopra e φ_0 è lo sfasamento del segnale quando si propaga da un elemento dell'antenna trasmittente al corrispondente elemento dell'antenna ricevente. La matrice H_{NLOS} è spazialmente bianca, mentre la matrice H_{LOS} è determinata secondo la procedura che tra poco verrà esposta.

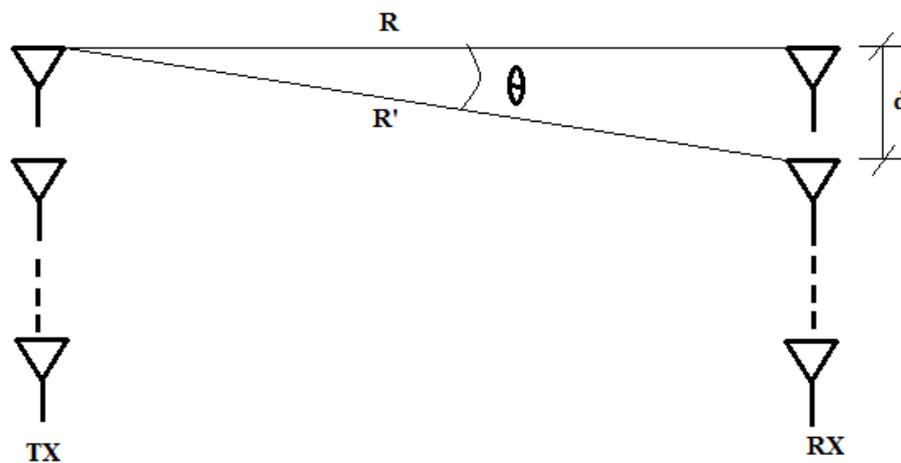


Figura 1.3: Geometria di un collegamento con array di antenne lineari al trasmettitore e al ricevitore

CAPITOLO 2

SISTEMI D'ANTENNE MULTIPLE CON CANALE LOS

Nel presente capitolo viene approfondito l'aspetto riguardante i sistemi MIMO in piena visibilità. La trattazione dell'argomento inizia con la descrizione del canale LoS attraverso un modello geometrico. Successivamente si propone uno schema per la progettazione di un array di antenne rettangolare o lineare ottimo rispetto a questo canale.

La seconda parte del capitolo è dedicata alla spiegazione di come è stato messo in pratica quanto visto nella prima parte attraverso un modello di simulazione costruito in Matlab. In ultima istanza vengono esposti, presentati e commentati i risultati ottenuti.

2.1 Il canale LoS: modello geometrico

Partendo da quanto visto finora, se si suppone l'esistenza di un canale puramente LoS nell'equazione della matrice di canale vista al capitolo precedente e che qui riportiamo:

$$H_{RICE} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\varphi_0} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLOS} \quad (2.1)$$

Consideriamo che la matrice H_{NLOS} sia trascurabile e che esista solo la matrice H_{LOS} . Con ciò è come se si prendessero in considerazione solo le componenti di segnale dirette tra il trasmettitore e il ricevitore.

Invece della solita approssimazione che considera le antenne trasmettenti e riceventi dei punti nello spazio per avere un fronte d'onda piano in trasmissione e perciò anche in ricezione, in questa modellizzazione si vuole ricevere un fronte d'onda sferico.

Il principio per modellizzare la matrice H_{LOS} è il ray-tracing. Questa tecnica è basata sulla ricerca delle lunghezze dei percorsi da ogni antenna trasmittente a ogni antenna ricevente e impiegando le lunghezze trovate per calcolare le corrispondenti fasi ricevute.

Nella modellizzazione, non ci interessa la distinzione tra antenna ricevente o trasmittente. Risulta invece di notevole importanza capire e caratterizzare quale delle due antenne ha meno componenti e quale ne ha di più. Per questo si introducono le due seguenti notazioni: $V = \max(M, N)$ e $U = \min(M, N)$. D'ora innanzi si farà riferimento all'antenna che detiene il maggior numero di elementi (e cioè V elementi) con V_x e all'antenna che possiede il minor numero di elementi (cioè U elementi) con l'espressione U_x .

Si fa in modo che sia gli elementi dell'antenna V_x che quelli dell'antenna U_x possano essere posizionati su due linee tra loro ortogonali chiamate direzioni principali. Il risultato di questa operazione è una struttura reticolare degli array di antenne. Le due direzioni principali sono caratterizzate da vettori denominati \mathbf{n}_1 e \mathbf{n}_2 , mentre la distanza di separazione tra i vari elementi è uniforme in ciascuna direzione e viene identificata con $d^{(1)}$ e $d^{(2)}$.

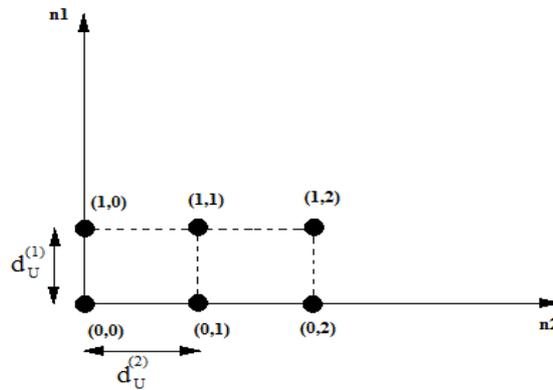


Figura 2.1: Esempio di un array rettangolare uniforme U_x con $U=6$ ($U_1=2$ e $U_2=3$)

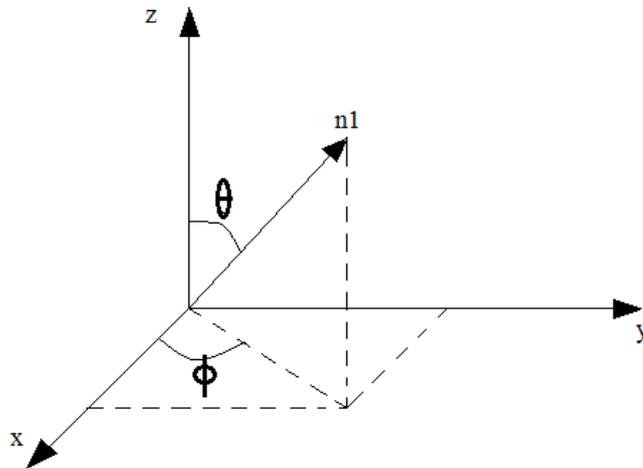


Figura 2.2: Illustrazione geometrica della prima direzione principale dell'array rettangolare uniforme

Il numero di antenne dell'array U_x , nella direzione principale e nella direzione secondaria sono riconosciute con U_1 e U_2 rispettivamente ed è valida la relazione $U = U_1 \cdot U_2$. La posizione di ogni antenna nella struttura reticolare è caratterizzata da un indice di due numeri.

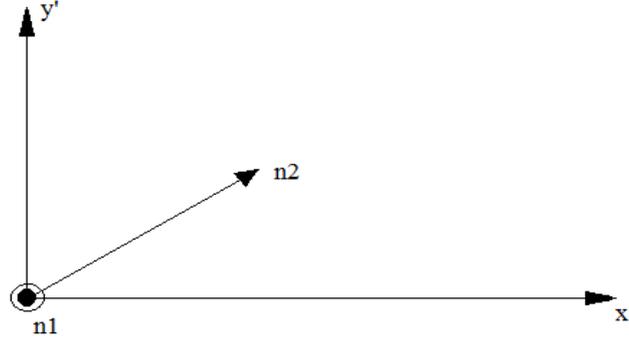


Figura 2.3: Illustrazione geometrica della seconda direzione principale dell'array rettangolare uniforme

Il primo riguarda la posizione nella direzione principale, mentre il secondo identifica la sua posizione nella direzione secondaria. Le coordinate appena descritte avranno la seguente forma: (u_1, u_2) , dove $u_1 \in \{0, \dots, U_1 - 1\}$ e $u_2 \in \{0, \dots, U_2 - 1\}$. Come esempio si illustra un array U_x con $U_1 = 2$ e $U_2 = 3$ in Figura 2.1. La stessa definizione è utilizzata per quanto riguarda l'array V_x per V_1 , V_2 , v_1 e v_2 . La lunghezza del percorso tra il componente (u_1, u_2) dell'antenna U_x e il componente (v_1, v_2) dell'antenna V_x viene identificata con $l_{(u_1, u_2)(v_1, v_2)}$ (vedi Figura 2.4). Assumendo che gli elementi di H_{LOS} siano normalizzati, i soli parametri di interesse sono le fasi ricevute. Gli elementi di H_{LOS} quindi diventano:

$$(\mathbf{H}_{LOS})_{m,n} = e^{(j2\pi/\lambda)l_{(v_1, v_2)(u_1, u_2)}} \quad (2.2)$$

dove $(\bullet)_{m,n}$, denota l'elemento nella riga m e nella colonna n e λ è la lunghezza d'onda. La mappatura tra m, n e (v_1, v_2) , (u_1, u_2) dipende dalle dimensioni del sistema MIMO preso in considerazione. Ad esempio, nel caso di $M > N$ si ha che $m = v_1 \cdot V_2 + v_2 + 1$ e $n = u_1 \cdot U_2 + u_2 + 1$. Per trovare una differente lunghezza di percorso la procedura impiegata è sviluppata su considerazioni puramente geometriche. Innanzitutto si deve descrivere la geometria di un singolo array rettangolare uniforme. Per fare ciò si

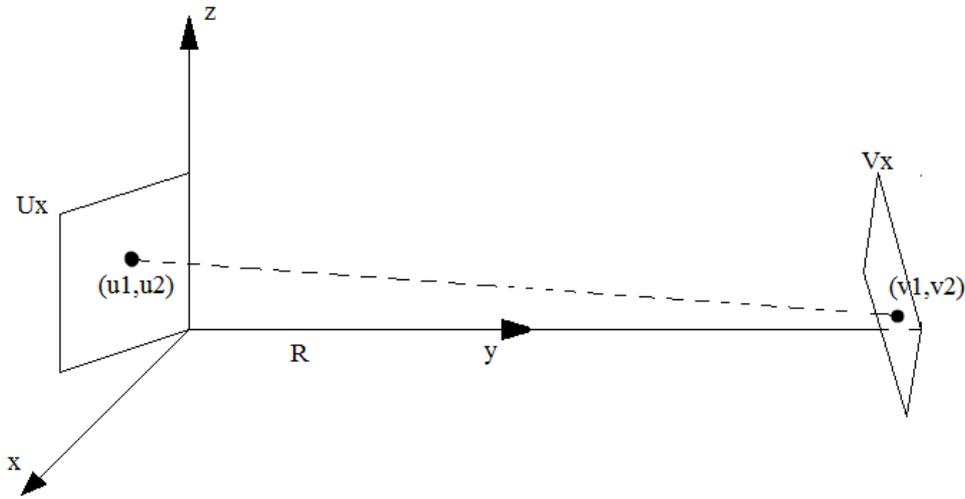


Figura 2.4: Sistema di trasmissione studiato

definiscono l'origine, posta nell'angolo più in basso dell'array, e la direzione principale come mostrato in Figura 2.2, dove si sono impiegate le coordinate sferiche per descrivere la direzione con gli angoli $\theta \in [0, \pi/2]$ e $\varphi \in [0, 2\pi]$.

Il versore della direzione principale \mathbf{n}_1 , rispetto al sistema di coordinate cartesiane ortogonali in Figura 2.2, è dato da:

$$\mathbf{n}_1 = \sin \theta \cos \varphi \mathbf{n}_x + \sin \theta \sin \varphi \mathbf{n}_y + \cos \theta \mathbf{n}_z \quad (2.3)$$

dove \mathbf{n}_x , \mathbf{n}_y , \mathbf{n}_z sono i versori degli assi indicati dai rispettivi pedici. La direzione secondaria deve essere ortogonale alla principale, quindi si intuisce che \mathbf{n}_2 deve essere contenuta nel piano perpendicolare a \mathbf{n}_1 . I due assi in questo piano ortogonale sono chiamati x' e y' . Il piano è illustrato in Figura 2.3, dove si può notare come \mathbf{n}_1 è uscente in modo perpendicolare dal piano e l'angolo α che è stato introdotto è l'angolo che si viene a formare tra l'asse x' e la direzione secondaria dell'array. Per fissare il piano descritto dagli assi x' e y' al sistema di coordinate cartesiane di Figura 2.2, si sceglie che l'asse x' sia perpendicolare all'asse z . Questa operazione ha come risultato quello di mettere l'asse x' nel piano xy . Il versore x' quindi diventa:

$$\mathbf{n}_{x'} = \frac{1}{|\mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_z|} \cdot \mathbf{n}_1 \times \mathbf{n}_z = \sin \varphi \mathbf{n}_x - \cos \varphi \mathbf{n}_y \quad (2.4)$$

Siccome l'origine è definita come il punto più in basso dell'array rettangolare uniforme, si richiede che $\alpha \in [\pi, 2\pi]$. Inoltre si definisce il versore y' come:

$$\mathbf{n}_{y'} = \frac{1}{|\mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_{x'}|} \cdot \mathbf{n}_1 \times \mathbf{n}_{x'} = \cos \theta \cos \varphi \mathbf{n}_x - \cos \theta \sin \varphi \mathbf{n}_y - \sin \theta \mathbf{n}_z \quad (2.5)$$

Si noti che quando $\theta = 0$ e $\varphi = 0$, allora $\mathbf{n}_{x'} = \mathbf{n}_x$ e $\mathbf{n}_{y'} = \mathbf{n}_y$. Con questa descrizione e osservando la Figura 2.3 si può definire il versore della direzione secondaria come:

$$\mathbf{n}_2 = \cos \alpha \mathbf{n}_{x'} + \sin \alpha \mathbf{n}_{y'}. \quad (2.6)$$

I versori \mathbf{n}_1 e \mathbf{n}_2 possono ora essere impiegati per descrivere la posizione di qualsiasi antenna nell'array rettangolare uniforme. La differenza di posizione, relativa all'origine locale in Figura 2.2, tra due antenne vicine collocate nella direzione principale è:

$$\mathbf{k}^{(1)} = d^{(1)} \mathbf{n}_1 = d^{(1)} (\sin \theta \cos \varphi \mathbf{n}_x + \sin \theta \sin \varphi \mathbf{n}_y + \cos \theta \mathbf{n}_z) \quad (2.7)$$

dove $d^{(1)}$ è la distanza tra due antenne vicine lungo la direzione principale. La corrispondente differenza di posizione lungo la direzione secondaria è:

$$\begin{aligned} \mathbf{k}^{(2)} = d^{(2)} \mathbf{n}_2 = d^{(2)} [& (\cos \alpha \sin \varphi + \sin \alpha \cos \theta \cos \varphi) \mathbf{n}_x + \\ & + (\sin \alpha \cos \theta \sin \varphi - \cos \alpha \cos \varphi) \mathbf{n}_y - \sin \alpha \sin \theta \mathbf{n}_z] \end{aligned} \quad (2.8)$$

Dove $d^{(2)}$ è la distanza tra le due antenne lungo la seconda direzione principale. $d^{(1)}$ e $d^{(2)}$ possono naturalmente avere valori diversi, sia per U_x che per V_x ; quindi si otterranno due coppie di queste distanze. Per formare il collegamento del sistema di comunicazione che vogliamo modellare impieghiamo due array rettangolari uniformi del tipo appena descritto. Si sceglie il punto più basso dell'array rettangolare uniforme U_x come origine globale del sistema di coordinate di riferimento del collegamento di comunicazione. Definito il sistema di coordinate di riferimento, si sceglie come origine il punto più in basso dell'array uniforme rettangolare U_x . L'asse y è considerato essere la linea che dall'angolo più in basso dell'array

rettangolare uniforme U_x corre in direzione dell'angolo più in basso dell'array rettangolare uniforme V_x . Per determinare l'asse z e l'asse x si assume che la prima direzione principale dell'array rettangolare uniforme U_x è nel piano yz , perciò sarà caratterizzato da $\varphi_U = \pi/2$. Il sistema è illustrato in Figura 2.4, dove si può notare come R sia la distanza tra i due angoli situati più in basso dei due array rettangolari uniformi.

Ultimate le definizioni di tutte le grandezze, per determinare le lunghezze del percorso che ci si è prefissati di trovare è necessario definire ancora un paio di vettori. Il vettore tra l'origine globale del sistema (che ricordiamo essere posta nell'angolo inferiore di U_x) e l'antenna (u_1, u_2) dell'array U_x che è:

$$\mathbf{a}_U^{(u_1, u_2)} = u_1 \cdot \mathbf{k}_U^{(1)} + u_2 \cdot \mathbf{k}_U^{(2)} \quad (2.9)$$

e il vettore che congiunge l'origine globale con l'antenna (v_1, v_2) dell'array V_x che è definito dalla seguente espressione:

$$\mathbf{a}_V^{(v_1, v_2)} = R \cdot \mathbf{n}_y + v_1 \cdot \mathbf{k}_V^{(1)} + v_2 \cdot \mathbf{k}_V^{(2)}. \quad (2.10)$$

Tutti i parametri geometrici in $\mathbf{k}^{(1)}$ e in $\mathbf{k}^{(2)}$ ($\theta, \varphi, \alpha, d^{(1)}, d^{(2)}$) presenti nelle due espressioni hanno il pedice U o V per distinguere a quale lato del collegamento di comunicazione sono relativi.

Eseguiti questi passaggi si può procedere a trovare la distanza tra l'antenna (u_1, u_2) dell'array U_x e l'antenna (v_1, v_2) dell'array V_x prendendo la norma euclidea della differenza dei vettori:

$$l_{(v_1 v_2)(u_1 u_2)} = \left\| \mathbf{a}_V^{(v_1, v_2)} - \mathbf{a}_U^{(u_1, u_2)} \right\| \quad (2.11)$$

$$= \left(l_x^2 + (R + l_y)^2 + l_z^2 \right)^{1/2} \quad (2.12)$$

$$\approx R + l_y + \frac{l_x^2 + l_z^2}{2R} \quad (2.13)$$

Nell'espressione appena scritta l_x , l_y e l_z rappresentano le distanze tra due antenne solo prendendo in considerazione le direzioni indicate nei pedici delle lunghezze e non tenendo in considerazione la distanza R tra le antenne.

Il passaggio tra la (2.12) e la (2.13) è reso possibile grazie all'uso dell'espansione della serie di MacLaurin del primo ordine dell'espressione sotto radice quadrata, che è: $\sqrt{1+a} \approx 1 + a/2$, laddove $a \ll 1$. È stata inoltre rimosso il termine $2 \cdot l_y$ al denominatore.

Entrambe queste approssimazioni sono valide fintanto che $R \gg l_x, l_y, l_z$.

È importante notare che il modello geometrico appena descritto è generale e permette una qualsiasi orientazione dei due array rettangolari uniformi usati nel collegamento di comunicazione. Un'altra osservazione interessante è che il modello geometrico incorpora il caso di array lineari uniformi, infatti utilizzando, ad esempio, $U_2 = 1$ l'array U_x diventa un array lineare uniforme.

Da ultimo, ma aspetto molto importante, si vuole evidenziare che si è tenuto conto della natura sferica della propagazione dell'onda elettromagnetica e perciò, quando si applicherà la distanza tra trasmettitore e ricevitore nella fase ricevuta, verrà presa in considerazione. Di conseguenza non si deve mettere alcuna restrizione al rango della matrice H_{LOS} che è:

$$\text{rank}(H_{LOS}) \in \{1, 2, \dots, U\}.$$

2.2 Progetto di un array ULA/URA

Per il progetto di un array rettangolare uniforme e/o, di un array lineare uniforme che sia ottimale in termini di capacità quando si trasmette su un canale LoS MIMO, occorre derivare alcune equazioni. Dalla:

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2(1 + p_k \varepsilon_k^2) \quad (2.14)$$

si evince che il parametro importante rispetto alla capacità è ε_k^2 , che ricordiamo essere il k -esimo autovalore della matrice HH^H . È anche noto come il valore massimo di capacità è raggiungibile solo quando tutti i ε_k^2 sono uguali.

Questa situazione si verifica quando tutti i vettori $h_{(u_1, u_2)}$ (cioè, le

colonne(righe) di H_{LOS} quando $M > N$ ($M \leq N$), che contengono la risposta del canale tra un antenna (u_1, u_2) di U_x e tutte le antenne di V_x , che è:

$$h_{(u_1, u_2)} = [e^{(j2\pi/\lambda)l_{(0,0)}(u_1 u_2)}, e^{(j2\pi/\lambda)l_{(0,1)}(u_1 u_2)}, \dots, e^{(j2\pi/\lambda)l_{((v_1-1)(v_2-1))}(u_1 u_2)}]^T \quad (2.15)$$

sono ortogonali l'un l'altro, in questo caso tutti i ε_k sono uguali e risultano $\varepsilon_k = V$, per $k \in \{1, 2, \dots, U\}$. Nell'espressione appena scritta di $h_{(u_1, u_2)}$, l'operatore $(\bullet)^T$ è quello di trasposizione del vettore ed è il motivo per il quale si è scelto di distinguere tra U_x e V_x invece che tra trasmettitore e ricevitore. Fondando l'analisi su U_x e V_x , si arriva a una soluzione generale, mentre nell'altro metodo si sarebbe dovuta fornire una soluzione valida solo per $M > N$ e un'altra soluzione valida solo per $M \leq N$. Dal momento che il requisito di ortogonalità è soddisfatto, tutti i sottocanali di U sono ortogonali l'un l'altro. Quando si fa multiplexing spaziale su questi U sottocanali ortogonali, lo schema ottimo per la rivelazione diventa il filtro adattato che è H_{LOS}^H . Il filtro adattato non risulta introdurre alcuna interferenza tra i sotto canali grazie all'ortogonalità e al tempo stesso massimizza l'SNR su ognuno dei sottocanali (Maximum Ratio Combining). Una conseguenza dell'ortogonalità richiesta è che il prodotto interno tra qualsiasi combinazione di due vettori differenti deve dare zero. Quanto detto può essere riassunto dalla seguente espressione:

$$h_{(u_{1b}, u_{2b})}^H h_{(u_{1a}, u_{2a})} = 0 \quad (2.16)$$

dove i pedici a e b sono impiegati per distinguere due differenti antenne di U_x .

L'ortogonalità può essere scritta come segue:

$$\sum_{v_1=0}^{V_1-1} \sum_{v_2=0}^{V_2-1} e^{j2\pi/\lambda \left(l_{(v_1, v_2)}(u_{1a}, u_{2a}) - l_{(v_1, v_2)}(u_{1b}, u_{2b}) \right)} = 0 \quad (2.17)$$

Fattorizzando la differenza delle lunghezze dei percorsi nelle parentesi dell'equazione appena scritta rispetto a v_1 e v_2 , essa può essere scritta come:

$$\sum_{v_1=0}^{V_1-1} e^{j2\pi(\hat{\beta}_{11}+\hat{\beta}_{12})v_1} \cdot \sum_{v_2=0}^{V_2-1} e^{j2\pi(\hat{\beta}_{21}+\hat{\beta}_{22})v_2} = 0 \quad (2.18)$$

Dove $\hat{\beta}_{ij} = \beta_{ij}(u_{jb} - u_{ja})$ e i diversi coefficienti β_{ij} sono definiti come segue:

$$\beta_{11} = \frac{d_v^{(1)} d_U^{(1)} V_1}{\lambda R} \cos \theta_V \cos \theta_U, \quad (2.19)$$

$$\beta_{12} = \frac{d_v^{(1)} d_U^{(2)} V_1}{\lambda R} [\sin \theta_V \cos \varphi_V \cos \alpha_U - \cos \theta_V \sin \alpha_U \sin \theta_U], \quad (2.20)$$

$$\beta_{21} = -\frac{d_v^{(2)} d_U^{(1)} V_2}{\lambda R} \sin \alpha_V \sin \theta_V \cos \theta_U, \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \beta_{22} = & \frac{d_v^{(2)} d_U^{(2)} V_2}{\lambda R} [\cos \alpha_U \cos \alpha_V \sin \varphi_V + \\ & + \cos \alpha_U \sin \alpha_V \cos \theta_V \cos \varphi_V + \sin \alpha_V \sin \alpha_U \sin \theta_V \sin \theta_U] \end{aligned} \quad (2.22)$$

(parametri che possono essere verificati attraverso la sostituzione dell'approssimazione data nella (2.13) nella lunghezza $l_{(v_1 v_2)(u_1 u_2)}$ della formula (2.17)).

L'ortogonalità richiesta nella (2.18) può essere semplificata impiegando l'espressione per una somma geometrica e la relazione $\sin x = (e^{jx} - e^{-jx}) / 2j$ per:

$$\frac{\sin \left[\pi (\hat{\beta}_{11} + \hat{\beta}_{12}) \right]}{\sin \left[(\pi / V_1) (\hat{\beta}_{11} + \hat{\beta}_{12}) \right]} \cdot \frac{\sin \left[\pi (\hat{\beta}_{21} + \hat{\beta}_{22}) \right]}{\sin \left[(\pi / V_2) (\hat{\beta}_{21} + \hat{\beta}_{22}) \right]} = 0 \quad (2.23)$$

$$\text{dove } \zeta_1 = \frac{\sin \left[\pi (\hat{\beta}_{11} + \hat{\beta}_{12}) \right]}{\sin \left[(\pi / V_1) (\hat{\beta}_{11} + \hat{\beta}_{12}) \right]} \text{ e } \zeta_2 = \frac{\sin \left[\pi (\hat{\beta}_{21} + \hat{\beta}_{22}) \right]}{\sin \left[(\pi / V_2) (\hat{\beta}_{21} + \hat{\beta}_{22}) \right]}.$$

Sottocanali ortogonali, e la massima capacità è realizzata se la (2.23) è soddisfatta per tutte le combinazioni di (u_{1a}, u_{2a}) e (u_{1b}, u_{2b}) a parte quando $(u_{1a}, u_{2a}) = (u_{1b}, u_{2b})$.

I risultati fin qui ottenuti mostrano chiaramente come la realizzazione di

sottocanali ortogonali dipenda dai parametri geometrici che sono propri del progetto di array di antenne. Uno sguardo più acuto sulle formule dalla (2.19) alla (2.22) permette di osservare la seguente relazione riguardante il prodotto interno:

$$\beta_{ij} = \frac{V_i}{\lambda R} \hat{\mathbf{k}}_U^{(j)T} \hat{\mathbf{k}}_V^{(i)} \quad \forall i, j \in \{1, 2\} \quad (2.24)$$

dove $\hat{\mathbf{k}}^{(i)} = k_x^{(i)} \mathbf{n}_x + k_z^{(i)} \mathbf{n}_z$ cioè, i vettori definiti nella (2.7) e (2.8) con il termine in y è posto a zero. Poiché la risoluzione della formula (2.23) dipende dalla corretta applicazione dei valori β_{ij} , si può vedere dalla formula (2.24) (che è l'estensione degli array lungo le direzioni x e z degli assi) che risultano effettivamente fondamentali in merito al progetto di canali ortogonali. Inoltre, il progetto ottimo è indipendente dall'estensione dell'array lungo l'asse y (asse di trasmissione).

Sia ζ_1 che ζ_2 , che sono definiti in formula (2.23) sono espressioni del tipo: $\sin(x) / \sin(x/V_i)$.

Per essere zero questa espressione si deve avere il $\sin(x)$ al numeratore pari a zero, mentre il $\sin(x/V_i)$ al denominatore deve essere diverso da zero. Tra le altre cose, questo porta a vincoli sulle dimensioni degli array lineari uniformi e sugli array rettangolari uniformi come verrà approfondito in seguito.

Oltretutto ζ_1 e ζ_2 sono due funzioni periodiche, quindi la formula (2.23) ha più di una soluzione. In questo studio ci si focalizzerà, almeno inizialmente, sulla soluzione che corrisponde all'array di dimensione minore. Si fa questa scelta perché quella che rende minime le dimensioni dell'array è sotto alcuni punti di vista la più interessante (sicuramente dal punto di vista dell'ingombro...) e perché non sarebbe comunque percorribile la strada di studiare tutte le soluzioni possibili dell'equazione (2.24). Dalle formule (2.19)-(2.22) si può notare che la dimensione dell'array aumenta con l'aumentare di β_{ij} , quindi si è deciso di prendere in considerazione solo le soluzioni più

rilevanti per quanto riguarda le minime dimensioni dell'array. Si esaminano solo quei casi in cui, dalla ricerca nella formula (2.23) si ottengono i $|\beta_{ij}| \leq 1$.

2.3 Il modello del sistema MIMO con canale LoS

Per capire, approfondire ed avere riscontri meno teorici sulle potenzialità di un collegamento wireless LoS MIMO si è pensato di modellare tale sistema attraverso il software Matlab per simularne il comportamento e poter avere dei dati con i quali effettuare confronti, sottolinearne i pregi ed evidenziare i difetti. In modo da avere uno studio più completo e consistente sono stati pensati tre sistemi diversi di array di antenne. Due di questi tre modellano array d'antenne patch, mentre l'altro programma simula un array d'antenne composto da parabole. Le antenne patch prese in considerazione sono di dimensioni trascurabili perché, anche realmente, alcuni prodotti in commercio non occupano più di qualche millimetro quadrato. Ogni configurazione esaminata prevede che per il trasmettitore e per il ricevitore vengano usati lo stesso tipo di array, con le stesse caratteristiche, le stesse dimensioni e lo stesso numero di componenti. Il parametro che si è andati a calcolare per ogni configurazione simulata è la capacità di Shannon, cioè la capacità di canale. Tutte le analisi e i confronti sono condotti a partire da questo termine di confronto. I tre modelli creati sono sviluppati a partire da condizioni al contorno e parametri di sistema comuni definiti in uno script creato appositamente. Così facendo tutti i sistemi simulati partono da una base comune e si distinguono solo per le caratteristiche fisiche delle configurazioni d'array proposte: il numero di componenti, la distanza tra essi, le dimensioni.

Il nome dello script che definisce i parametri generali comuni è *array_system_params.m*. Al suo interno vengono inizializzate grandezze quali la figura di rumore e la temperatura equivalente necessarie al calcolo della densità spettrale di rumore e della potenza di rumore. Sempre in questo file vengono definite la frequenza e la banda del segnale. I sistemi con gli

array composti da antenne paraboliche vengono esaminati solo alla frequenza di 42GHz mentre i sistemi che sfruttano le antenne patch vengono valutati sia alla frequenza di 42GHz sia alla frequenza di 18GHz. La banda del segnale utilizzato è sempre unica per qualsiasi configurazione e per qualsiasi frequenza e corrisponde a 28MHz. A partire da questo valore di banda vengono calcolati il tempo di simbolo e il symbol rate.

Con la stessa logica usata per istituire i parametri di sistema, anche per quanto riguarda il calcolo delle attenuazioni si usa un unico sottoprogramma che viene richiamato quando ne è necessario il calcolo. L'attenuazione nasce per essere la somma tra l'attenuazione in spazio libero, l'attenuazione dovuta ai gas atmosferici, le perdite per diffrazione e l'attenuazione dovute ad idrometeorologie. Per semplicità e dato che l'obiettivo non è quello di valutare la capacità in funzione delle varie attenuazioni possibili, il modello proposto e i dati ricavati sono espressione della sola attenuazione in spazio libero. Le altre attenuazioni sono state lasciate nello script per possibili ed eventuali sviluppi ma sono state trascurate nella simulazione. I programmi padre e i loro programmi figlio sono qui di seguito esposti descrivendo come sono stati pensati, per quali scopi, che dati e grafici producono e come possono essere interpretati i risultati ottenuti.

2.3.1 Antenne paraboliche

Con questo primo modello si è voluto simulare un sistema di comunicazione wifi in piena visibilità con array di antenne composti da parabole: due parabole al trasmettitore e due parabole al ricevitore. Il sistema 2x2 viene analizzato in funzione del raggio delle parabole, della distanza tra i centri delle parabole di uno stesso array e della distanza tra trasmettitore e ricevitore. È implementato da un programma principale chiamato *STD_ANT_PARABNOARFultimo.m*. Al suo interno vengono definite tutte le combinazioni da studiare. La distanza tra trasmettitore e ricevitore viene valutata ogni 100m, partendo da 100m fino a 3500m per un totale di 35 combinazioni. I raggi delle singole antenne vengono considerati in 13 diverse

configurazioni a partire dal valore minimo di 7 cm fino al massimo di 91 cm con un passo di 7 cm . Le possibili distanze previste tra i centri delle due parabole di uno stesso array sono 14 da un minimo di 19 cm a un massimo di 2.14 m . Ovviamente tra tutte le possibili combinazioni che si possono comporre vengono scartate quelle prive di senso. Questi dati vengono dati in pasto ad una funzione chiamata *STD_ANT_PARAB_arrlosmod.m* che ha il compito di esaminare tutte le combinazioni possibili e per ognuna di esse calcolarne la capacità di Shannon. I dati prodotti dalla simulazione di questo modello sono stati raccolti dai grafici sotto mostrati.

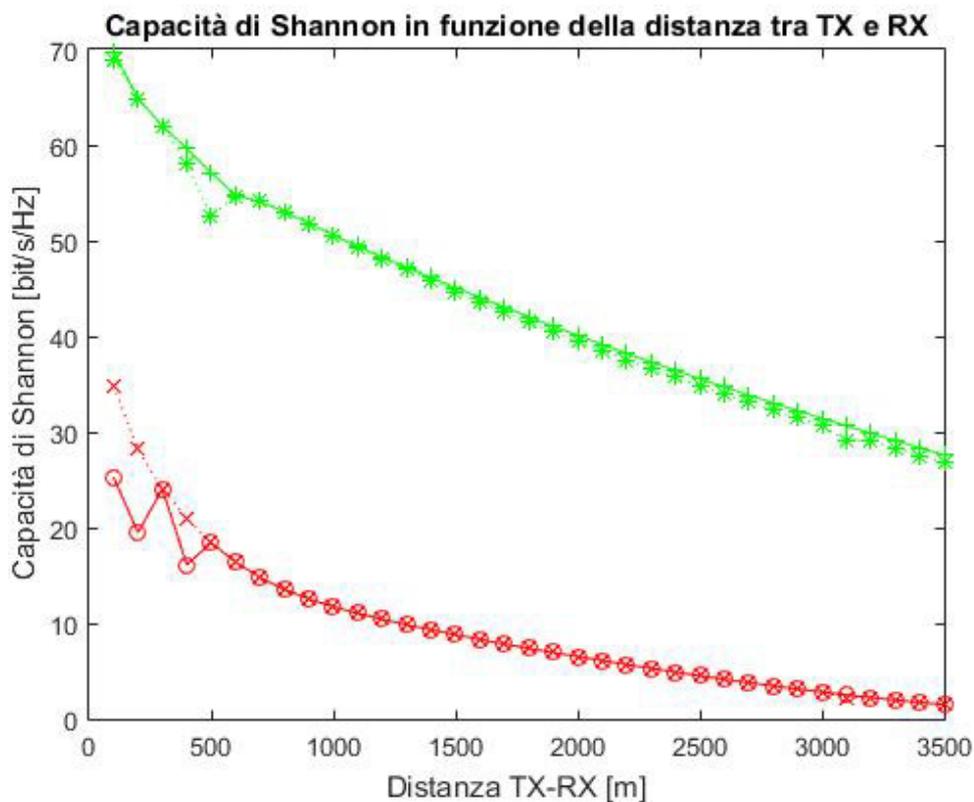


Figura 2.5: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne a parabola 2x2

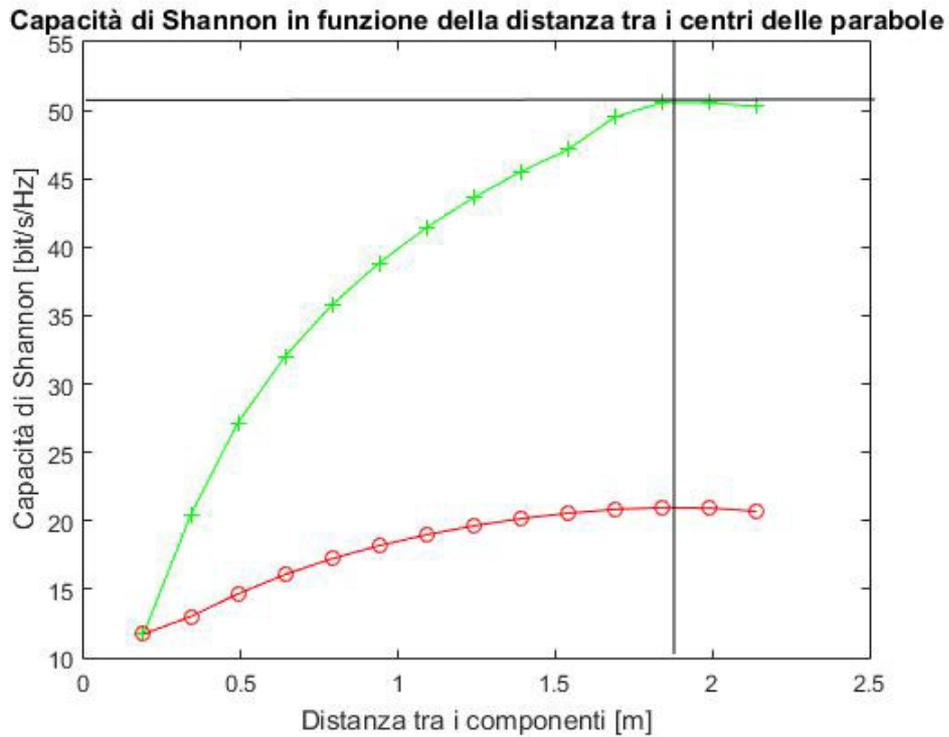


Figura 2.6: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i centri delle parabole per la configurazione 2x2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m

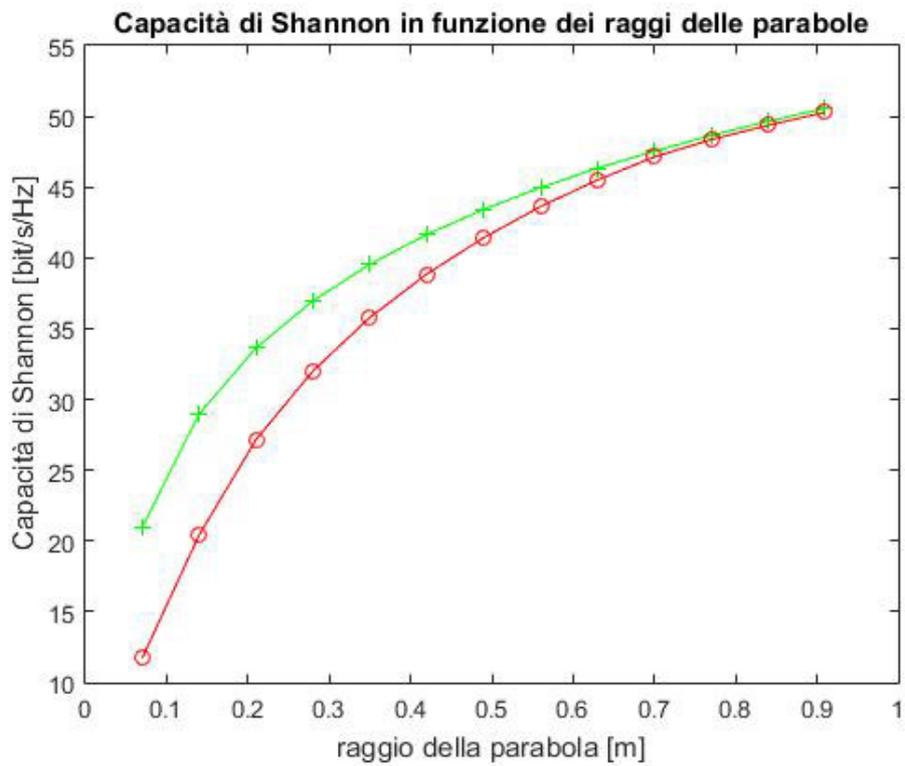


Figura 2.7: Grafico delle capacità in funzione della variazione dei raggi delle parabole per la configurazione 2x2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m

Rappresentano la variazione della capacità di Shannon in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore, (Figura 2.5), in funzione del raggio delle parabole fissata una distanza tra trasmettitore e ricevitore di $1000m$ (Figura 2.6), della distanza tra i centri delle parabole fissata una distanza tra trasmettitore e ricevitore di $1000m$, (Figura 2.7); dell'area di ingombro dell'array di antenne sempre fissata una distanza tra trasmettitore e ricevitore di $1000m$, (Figura 2.8). La Figura 2.5 ha lo scopo di rappresentare in quale intervallo minimo e massimo si può trovare la capacità di un array di antenne paraboliche con due antenne al trasmettitore e due antenne al ricevitore. Sullo stesso grafico sono state tracciate anche le capacità per ogni distanza presa in considerazione della miglior configurazione a una distanza di $1000m$ e le capacità per ogni distanza possibile per la configurazione che risulta avere la peggiore prestazione alla distanza di $1000m$. Da questo grafico si può notare che le configurazioni che risultano essere la migliore e la peggiore a $1000m$ non si discostano molto dalle curve che rappresentano rispettivamente le migliori e le peggiori capacità ad ogni distanza. Dalla Figura 2.5 è inoltre possibile osservare anche come decresce la capacità in funzione della distanza. Il divario tra capacità massima e minima è sempre molto ben marcato. La Figura 2.6 mette in risalto come la variazione della distanza tra i componenti faccia variare in modo significativo la capacità di canale. Anche in questo grafico sono state tracciate due curve che rappresentano entro quale intervallo varia la capacità. Dalla curva delle capacità massime si possono fare delle verifiche che sono anche uno dei motivi che ci ha spinto a studiare questa soluzione. Infatti in letteratura uno studio effettuato su antenne 2×2 afferma e dimostra come gli array di antenne paraboliche raggiungano un picco di capacità e addirittura la raddoppino quando i flussi multipli che giungono all'antenna rispettano la condizione di perfetta ortogonalità rispetto a una situazione in cui viene sfruttato un collegamento SISO. La capacità di un sistema che utilizza una sola parabola in trasmissione e ricezione delle stesse dimensioni di una

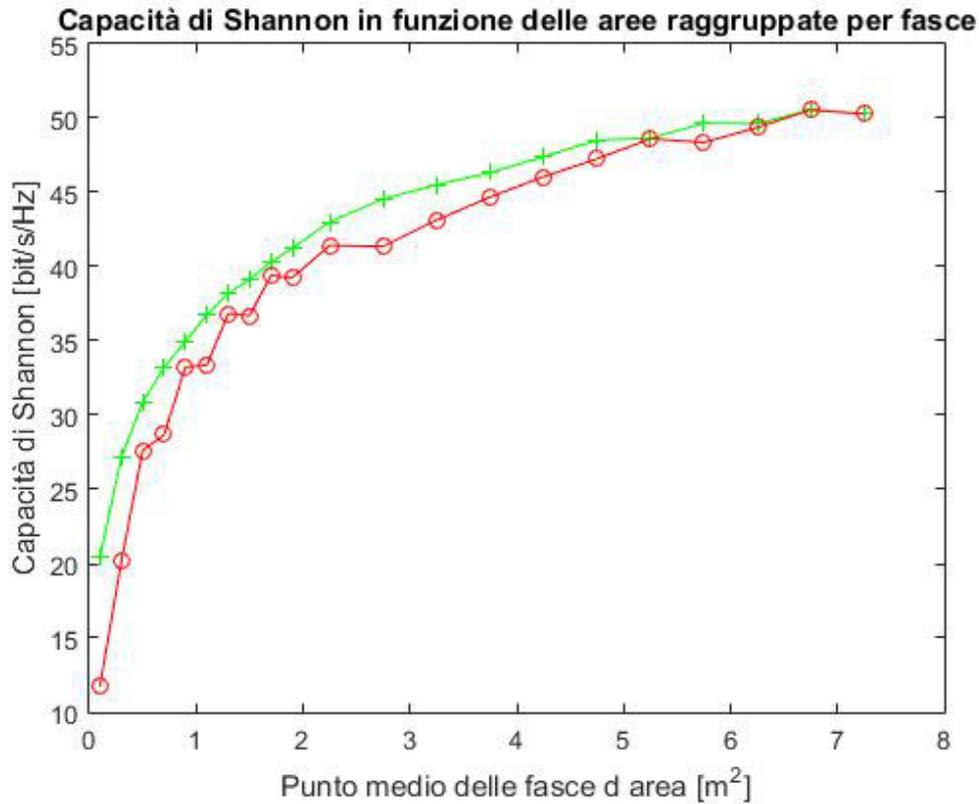


Figura 2.8: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree degli array per la configurazione 2x2 fissata la distanza tra tx e rx di 1000m

singola antenna che compone l'array di antenne è all'incirca la metà del nostro caso infatti non arriva a 30 bit/s/Hz . Come si può vedere dal grafico invece, la capacità del sistema 2x2 è appena superiore a 50 bit/s/Hz e raggiunge questo valore per una distanza di 1.84 m tra i centri delle parabole. La misura è comprovata dallo studio da cui abbiamo preso spunto:

$$\varphi_0 = 360 \cdot \frac{d^2}{2R\lambda} \tag{2.25}$$

dove: φ_0 è la differenza di fase tra il percorso diretto e riflesso. Imponendo $\varphi_0 = \pi/2$ abbiamo trovato la distanza da cui si ottiene la capacità massima. Per distanze maggiori e minori si nota dalla curva del grafico stesso come la capacità di Shannon diminuisca. La Figura 2.7 mette in mostra l'intervallo entro cui la capacità delle configurazioni prese in considerazione è compresa. Molto interessante, alla luce degli ultimi due grafici è la seguente

considerazione. Mentre nel caso della distanza tra i centri delle parabole la capacità di Shannon massima è raggiunta solo per alcune configurazioni, nel caso del raggio delle parabole tutte le configurazioni con raggio massimo arrivano ad avere la capacità massima perché quando si utilizzano raggi di parabole grandi anche le distanze tra i centri delle parabole devono essere grandi. Non è vero invece che per distanze tra i centri delle parabole grandi i raggi delle parabole devono essere per forza grandi. Come si può notare inoltre all'aumentare del raggio aumenta anche la capacità di Shannon. Nella Figura 2.8 sono disegnate le curve entro cui vengono racchiuse le capacità in base alle variazioni d'area. Le aree sono state raggruppate in fasce e dove si osservano sovrapposizioni di linee significa che in quei punti esiste una sola configurazione che rientra in quella fascia d'area, che fa perciò da capacità massima e minima. Le variazioni d'area, così come i raggi hanno un impatto molto forte sulla capacità nel primo tratto, poi superata una prima fase la crescita della capacità diventa praticamente lineare sia in funzione dei raggi che in funzione delle aree.

2.3.2 Antenne patch

Il secondo modello proposto è il più corposo dei tre e prevede che vengano prese in considerazione molte configurazioni di array d'antenne patch. In questo modello non esistono più variabili come il raggio e la distanza tra i centri per ovvi motivi geometrici. Anzi, la dimensione fisica del singolo componente viene completamente trascurata data la sua esiguità. L'unica variabile che viene mantenuta rispetto al caso precedente è la distanza tra il trasmettitore e il ricevitore che è esaminata da $100m$ fino a $3500m$ ogni $100m$ per un totale di 35 combinazioni. Gli altri parametri per cui vogliamo valutare le prestazioni degli array in base alla loro variazione dipendono strettamente dalle frequenze utilizzate. Infatti, in questo modello anche la

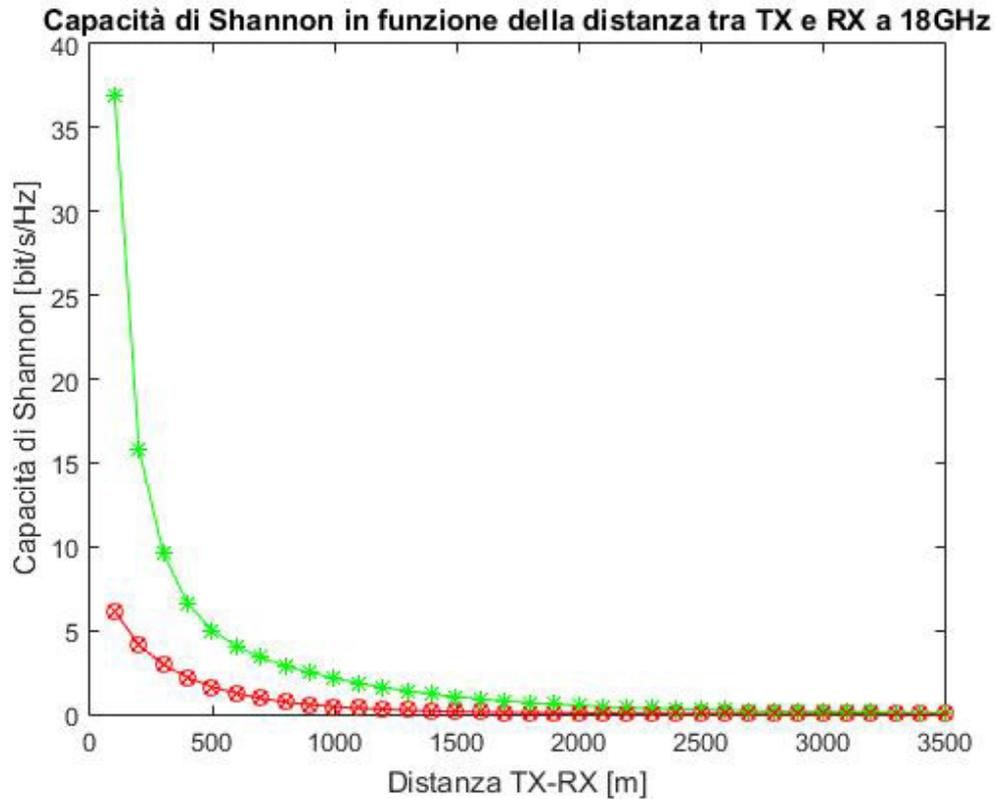


Figura 2.9: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch

frequenza diventa una variabile. Rispetto al caso precedente in cui tutte le combinazioni sono state valutate per la frequenza di $42GHz$, in questo caso alcune combinazioni verranno considerate per la frequenza di $18GHz$ oltre a $42GHz$.

Il programma `SC_patch_arrlos.m` definisce per la frequenza $18GHz$ 13 possibili configurazioni di distanze tra i componenti degli elementi di uno stesso array, da $40cm$ fino a $1m$ con passo di $5cm$. Il numero di componenti non è limitato, ma è stato posto un vincolo sulle dimensioni massime per lato. Per questa frequenza la misura massima per lato è $1m$. Il numero di componenti è limitato proprio da questo vincolo. Per la frequenza di $42GHz$ le soluzioni possibili sono 7, partono da $30cm$, arrivano alla distanza massima tra i componenti dello stesso array di

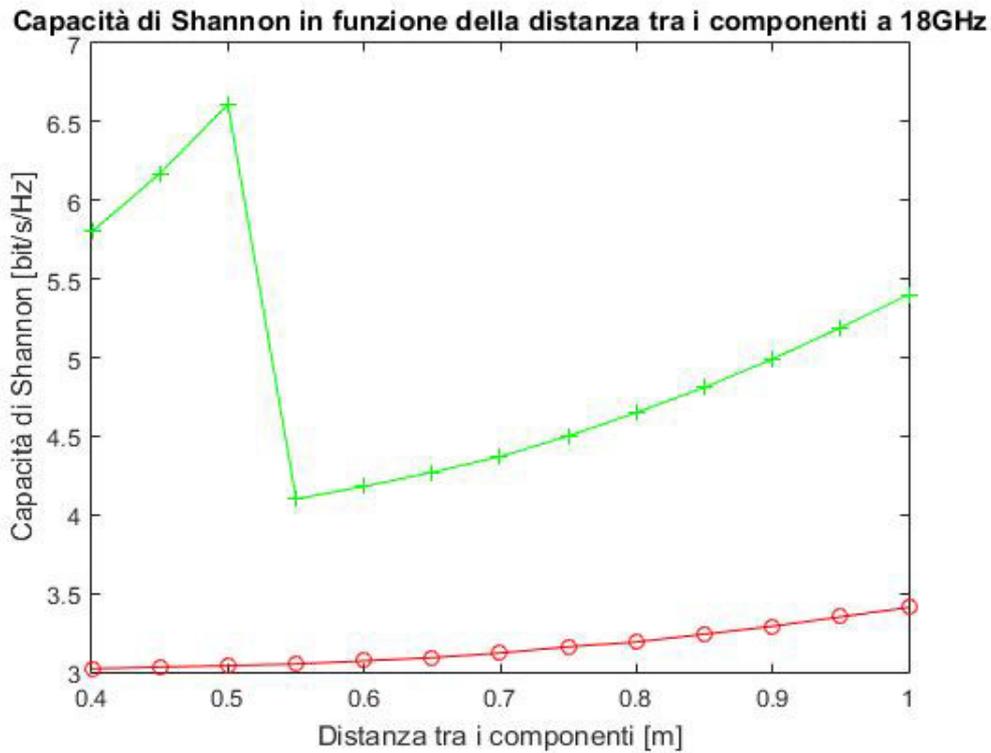


Figura 2.10: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti fissata la distanza tra tx e rx di 400m

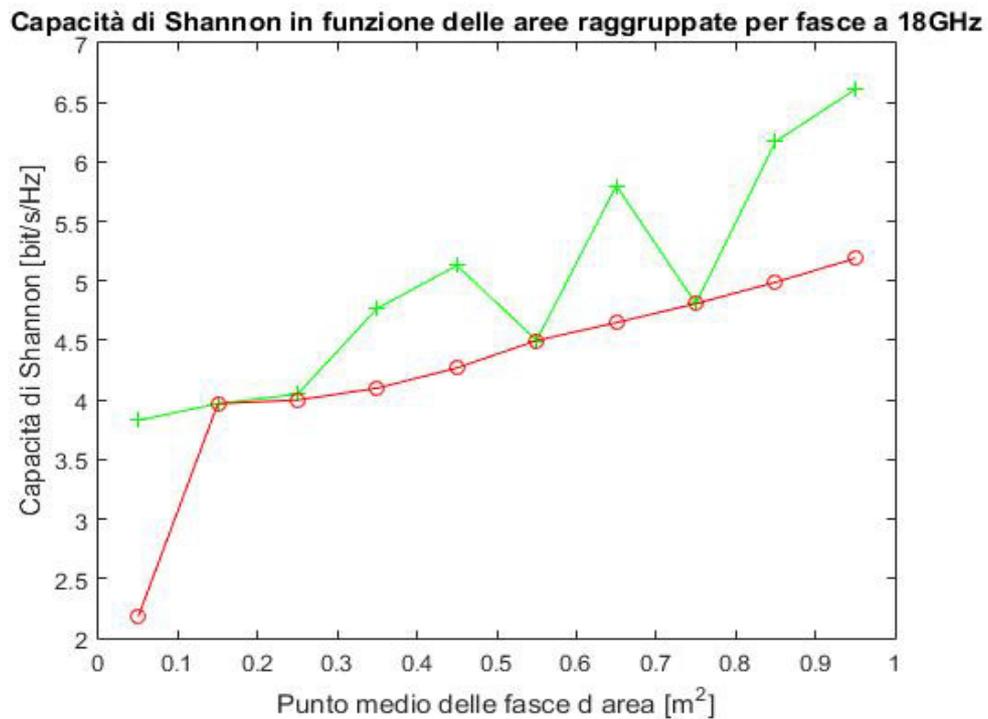


Figura 2.11: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree fissata la distanza tra tx e rx di 400m

60cm con passo 5cm . In questo caso il vincolo imposto sulle misure è di 60cm per quanto riguarda la lunghezza massima di un lato dell'array. Il calcolo della capacità di Shannon è deputato a tre diverse funzioni in base alla geometria dell'array. Se il collegamento è effettuato tra due antenne singole il programma principale chiama la funzione mod_arr_los1x1.m, se si tratta di un array lineare uniforme utilizza la funzione mod_arr_los1xN.m, mentre se è un array rettangolare uniforme ci si affida a mod_arr_losNxN.m. I dati prodotti dalla simulazione di questo secondo modello sono relativi al comportamento delle capacità di Shannon al variare della distanza tra trasmettitore e ricevitore, al variare della distanza tra i componenti e al variare delle aree degli array d'antenna sia per la frequenza di 18GHz sia per 42GHz . In questo modello, essendo il guadagno delle antenne patch prese in considerazione, molto ridotto ci si rispetto al guadagno delle parabole, ci si aspetta che la capacità totale massima, se messa in confronto ai grafici precedenti, risulti inferiore.

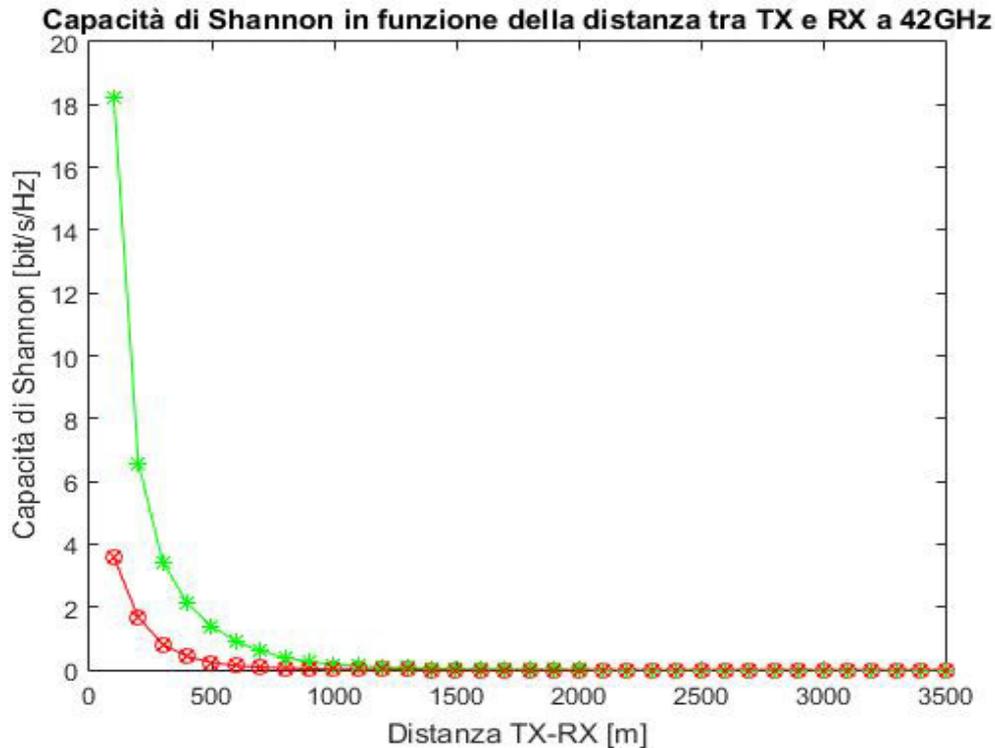


Figura 2.12: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch

Dalle Figure 2.9 e 2.12 questa aspettativa è confermata. La capacità nel caso di antenne patch risulta essere meno prestante sia per quanto riguarda il valore del massimo assoluto di capacità, sia per quanto riguarda la copertura. Nei primi $2000m$ si esaurisce completamente la portata della capacità del canale, ma già dopo $500m$ risulta notevolmente affievolita decadendo approssimativamente di 7 volte rispetto alla capacità a $100m$. Nel caso del sistema a $42GHz$ la situazione peggiora ancora, infatti a frequenze più alte l'attenuazione è maggiore. A causa di ciò la capacità risulta minore in valore assoluto e meno capacitivo a distanze grandi. La capacità si affievolisce in meno spazio. Le Figure 2.9 e 2.12 rappresentano ancora l'intervallo delle capacità massime e minime entro cui stanno tutte le configurazioni. Anche in questi due casi si sono selezionate le soluzioni che a distanza $R = 400m$ risultano le migliori e le peggiori. Si evidenzia, come nei casi precedenti, le configurazioni che risultano peggiori o migliori a una certa distanza, restano tali o comunque molto aderenti alle curve che rappresentano le capacità migliori e peggiori a ogni distanza. Le figure 2.10 e 2.13 rappresentano il valore della capacità al variare della distanza tra i componenti fissata una distanza tra trasmettitore e ricevitore di $400m$. In questi grafici si può notare la presenza di picchi. La loro presenza è giustificata principalmente dal fatto che abbiamo posto dei vincoli sulle dimensioni degli array, dunque quando le distanze sono limitate ci possono stare più componenti nello stesso spazio. La maggior capacità per minori distanze è dovuta perciò al fatto che si considerano configurazioni con un numero di elementi maggiori. Contestualmente si nota anche che a parità di numero di elementi per array, la capacità migliore si ha nel caso in cui gli elementi risultano più distanti tra loro. Le Figure 2.11 e 2.14 rappresentano la capacità delle configurazioni a $R = 400m$ al variare dell'area dell'array, ma come nel caso precedente le aree sono raggruppate per fasce d'area in modo da favorire il confronto tra più configurazioni. Anche in questo modello, alcuni punti delle curve della capacità minima e massima entro cui stanno le

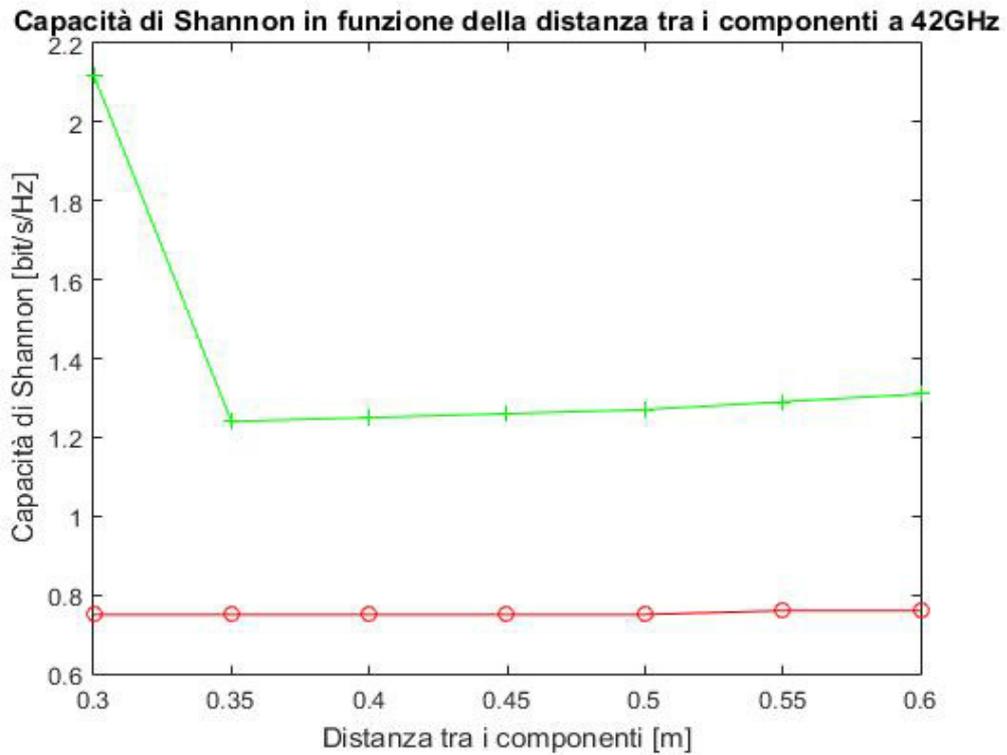


Figura 2.13: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti fissata la distanza tra tx e rx di 400m

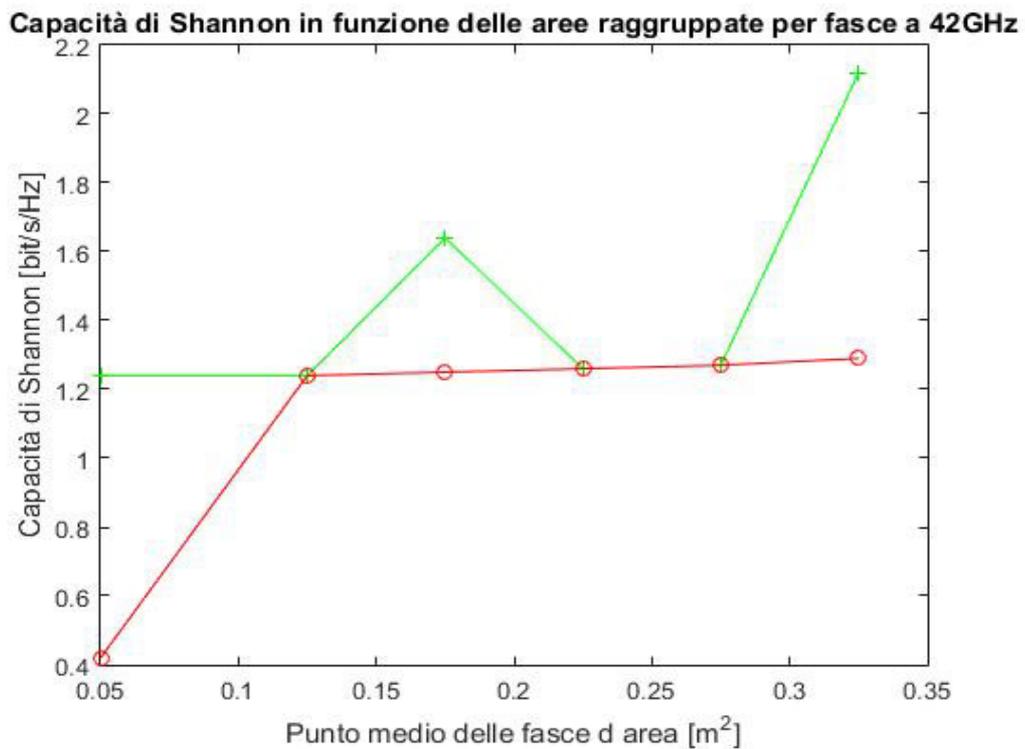


Figura 2.14: Grafico delle capacità in funzione della variazione delle aree fissata la distanza tra tx e rx di 400m

capacità di Shannon di ogni configurazione coincidono perché per determinate fasce d'area, esiste solo una soluzione tra quelle esaminate.

2.3.3 Sistema ad antenne patch con ingombro di 0.5 mq

L'ultimo modello proposto utilizza le antenne patch, ma vengono ammesse solo quelle soluzioni di array in cui vengono impiegati lo stesso numero di componenti per lato, dunque solo soluzioni quadrate e con un ingombro di $0.5m^2$. Operando come appena descritto si può notare che aumentando il numero di componenti per lato diminuiscono le distanze tra i componenti. Le configurazioni che si vanno ad esaminare sono con array di antenne 2×2 sia al trasmettitore che al ricevitore, con array di antenne 3×3 , 4×4 , 5×5 e 6×6 . Tutte le configurazioni possibili vengono testate per la frequenza di $18GHz$ e per la frequenza di $42GHz$ e per tutte le 35 distanze già utilizzate precedentemente, partendo da $100m$ e con passo $100m$ fino a $3500GHz$. Il programma principale in cui vengono definiti i parametri appena elencati si chiama `mod05.m`, mentre la funzione adibita al calcolo della capacità di Shannon è `mod_arr_los.m`. I grafici prodotti da questo modello vanno ad esaminare il comportamento della capacità di Shannon in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore, in funzione della distanza tra gli elementi dell'array e in funzione del numero di componenti. Le figure 2.15 e 2.18 rappresentano l'intervallo delle capacità massima e minima entro cui stanno le capacità di tutte le configurazioni a tutte le distanze. Rispetto al secondo modello esaminato, si può notare che con un numero maggiore di componenti, nella stessa area d'antenna la capacità massima aumenta e la capacità è più alta in generale per tutte le distanze prese in considerazione. Le Figure 2.16, 2.17, 2.19 e 2.20 esprimono lo stesso concetto ma da due prospettive diverse. Le 2.16 e 2.19 sembrerebbero mettere in evidenza come all'aumentare della distanza tra i componenti la capacità di Shannon diminuisce, in realtà la corretta interpretazione del

grafico si ha prendendo in considerazione anche le Figure 2.17 e 2.20 dove si intuisce che la capacità diminuisce perché diminuiscono gli elementi che compongono gli array. Bisogna ricordare infatti che questo ultimo modello, fissata un'area d'ingombro ha fatto variare i componenti al suo interno. Così facendo è naturale che dalle Figure 2.16 e 2.19 ad un primo sguardo si possa fare una lettura errata. A parità di componenti più questi sono distanziati più la capacità aumenta perché la correlazione tra i segnali diminuisce. A parità di distanza tra i componenti, più sono i componenti che compongono l'array più la capacità aumenta.

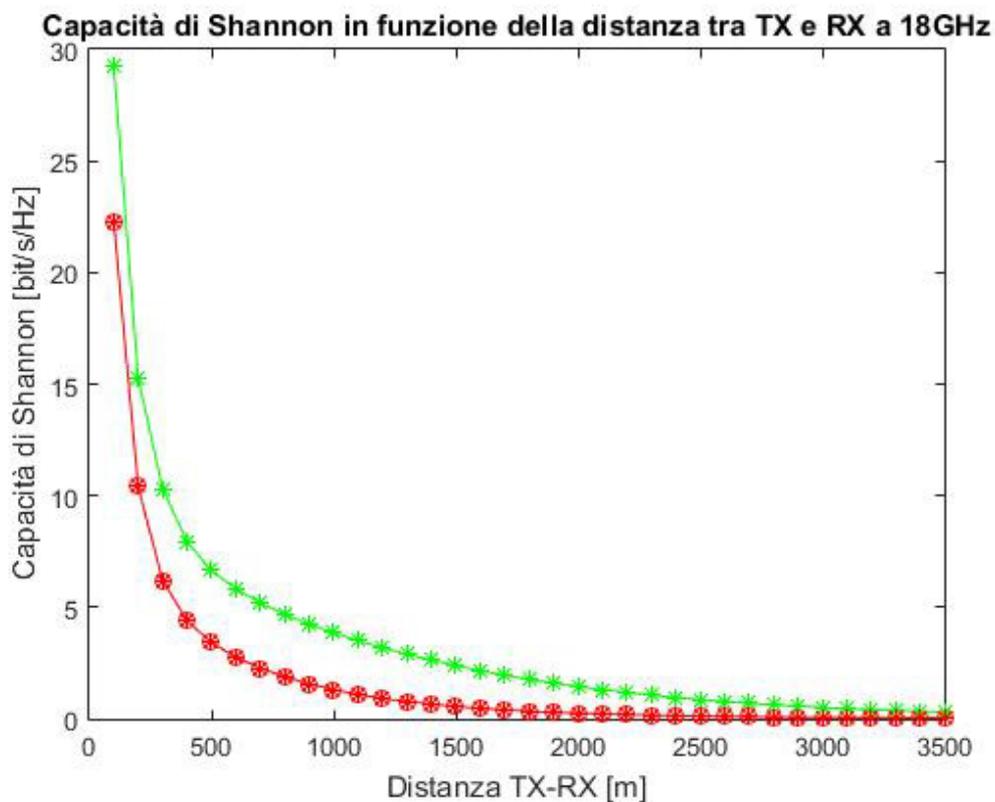


Figura 2.15: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch di area 0.5mq

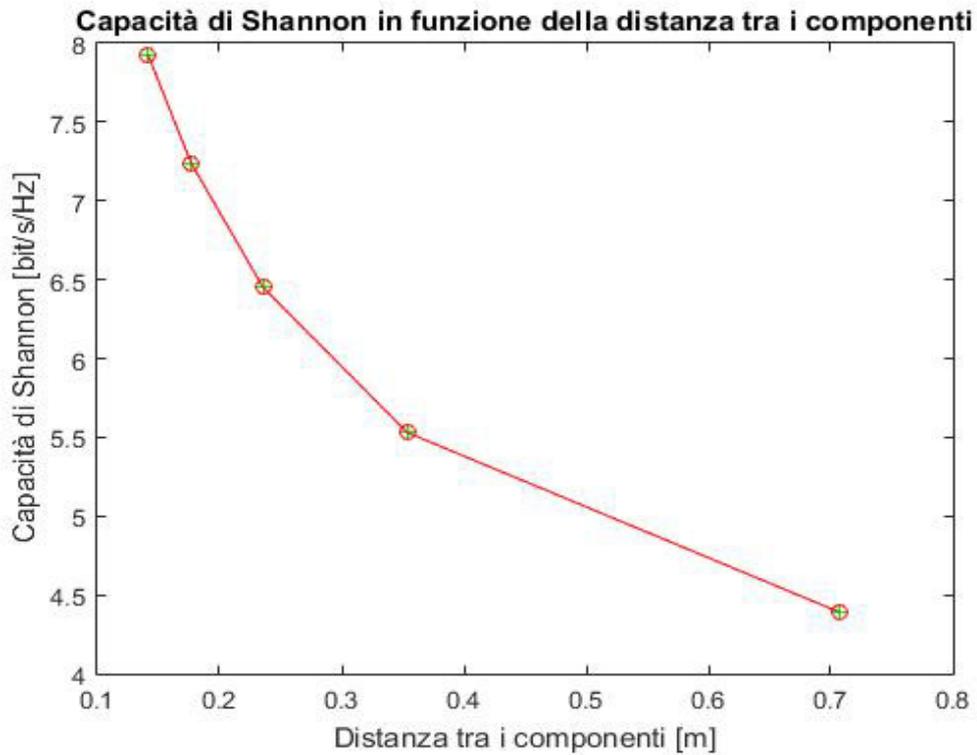


Figura 2.16: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq

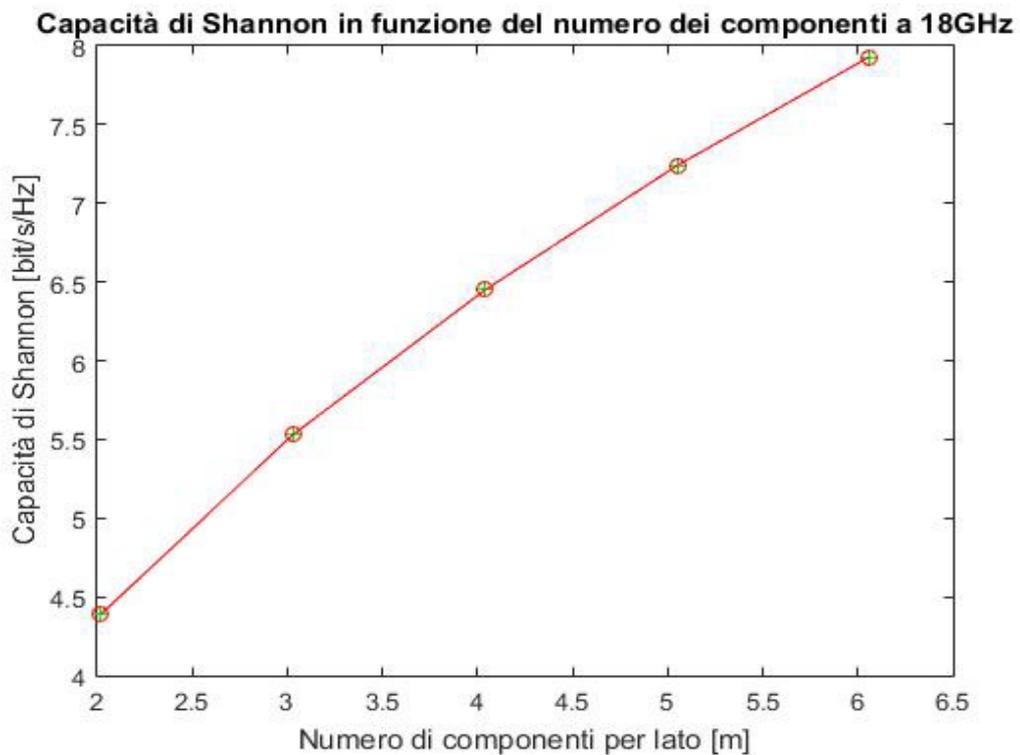


Figura 2.17: Grafico delle capacità in funzione della variazione del numero di componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq

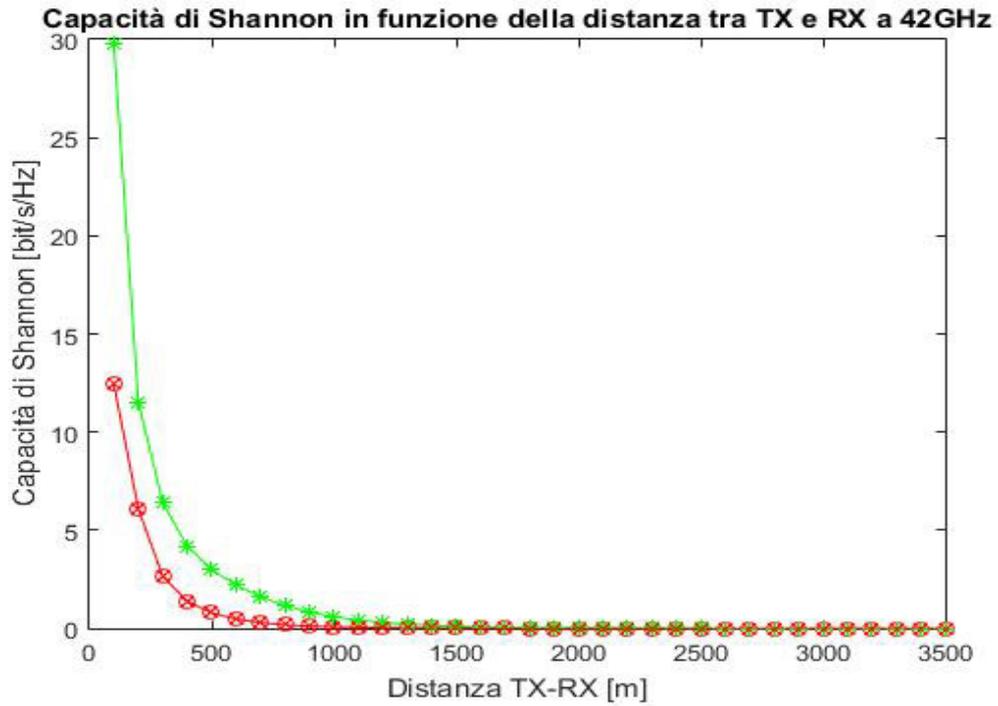


Figura 2.18: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per la configurazione con antenne patch di area 0.5mq

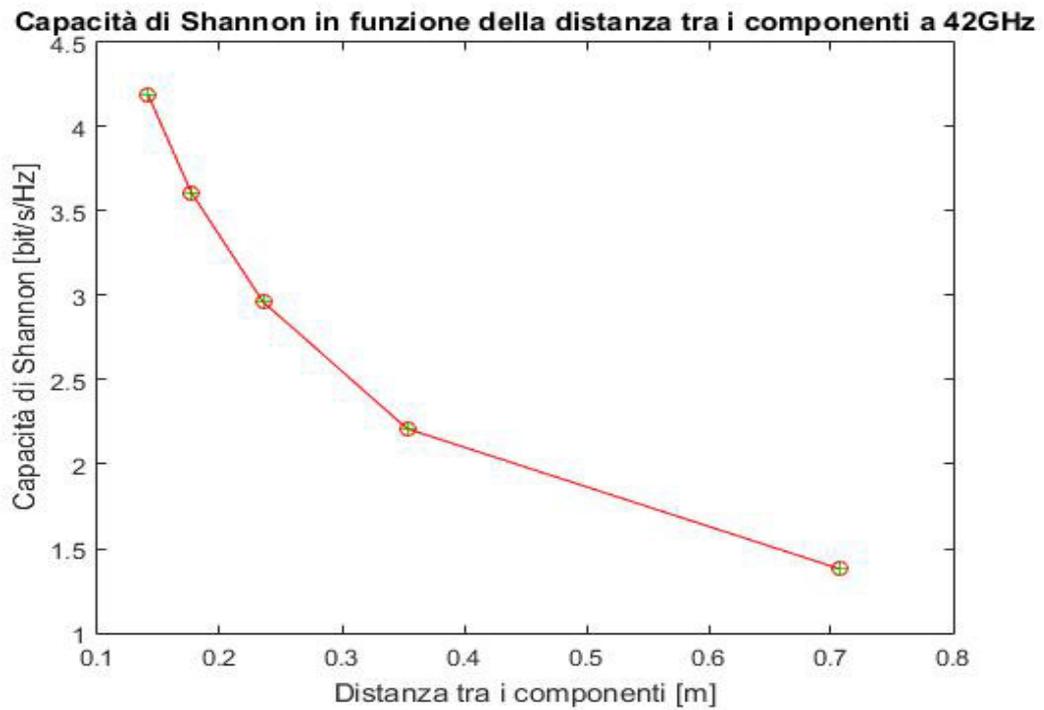


Figura 2.19: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza tra i componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq

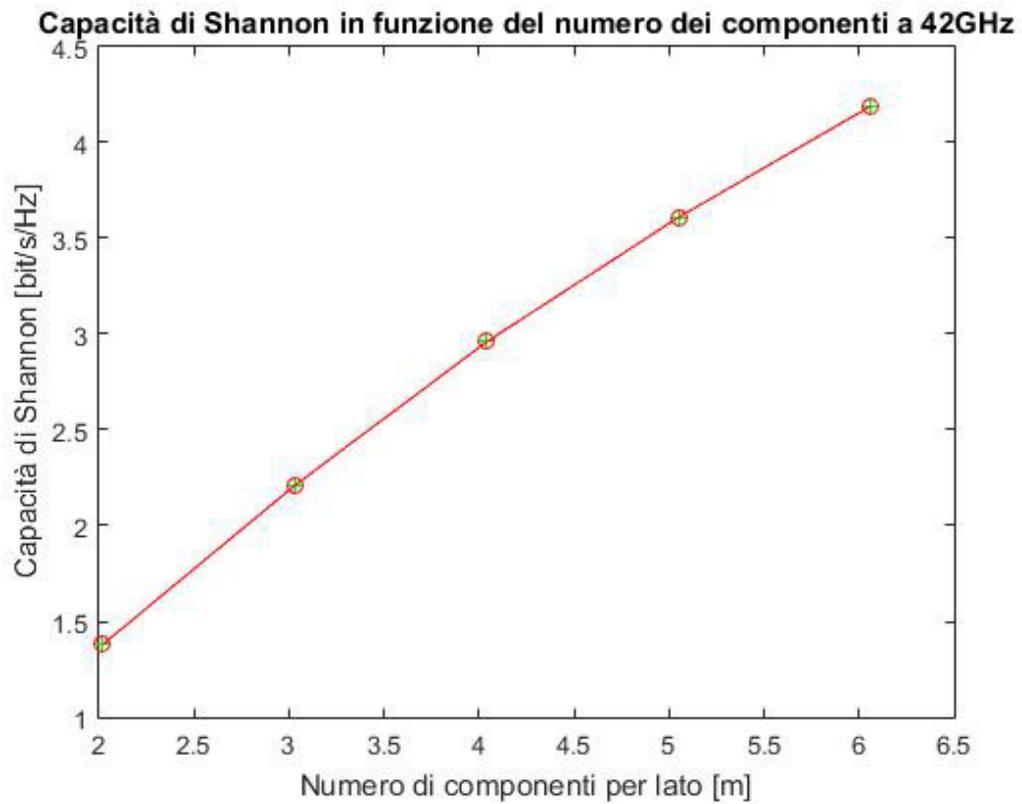


Figura 2.20: Grafico delle capacità in funzione della variazione del numero di componenti, fissate la distanza tra tx e rx di 400m e l'area di 0.5mq

CAPITOLO 3

SISTEMI D'ANTENNE MULTIPLE CON CANALE DI RICE

Nel terzo ed ultimo capitolo si affronta il caso in cui il sistema MIMO opera in un canale ricco di ostacoli, nel quale la semplice rappresentazione LoS non è più valida. Il capitolo si aprirà presentando un canale con molti percorsi riflessi, il loro effetto sull'antenna ricevente e sulla capacità. In seconda battuta si descriveranno le modifiche apportate ai modelli creati ed esposti nel secondo capitolo e se ne commenteranno i risultati.

3.1 Il canale in un ambiente ricco di ostacoli

Quando si affronta un ambiente ricco di ostacoli, anche detti scatteratori, o comunque di elementi che favoriscono l'arrivo al ricevitore di una molteplicità di percorsi il canale non può più essere definito LoS. In questa situazione infatti il segnale risultante che raggiunge ogni componente della schiera d'antenne non è frutto di un solo percorso che il raggio inviato attraversa, ma è la somma di più raggi, che hanno percorso vie diverse e che raggiungono il ricevitore combinandosi tra loro. Rispetto al capitolo precedente, dove veniva trascurata la matrice H_{NLOS} nell'espressione della matrice H_{RICE} che qui di seguito ricordiamo:

$$H_{RICE} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\varphi_0} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLOS} \quad (3.1)$$

nell'attuale capitolo, la matrice di canale H_{RICE} tiene conto dell'aspetto di imprevedibilità del canale di comunicazione che, essendo ricco di ostacoli, genererà molti percorsi riflessi. Come ci si può immaginare il segnale ricevuto da ogni singolo componente dell'antenna è la somma di tutti questi segnali, che possono sommarsi sia in fase che in opposizione di fase. La condizione più estrema nel caso di canali con multipath fading è il caso del canale di Rayleigh, in cui la fase e l'attenuazione assumono valori casuali con media 0 e varianza σ^2 . Prendendo spunto dall'equazione (3.1), nel caso di canale di Rayleigh la matrice H_{LOS} non avrebbe più senso di esistere. Una condizione meno estrema è quella del canale di Rice. In questo canale continua ad esserci una componente dominante e solo le componenti riflesse hanno media 0 e varianza σ^2 . In particolare il canale di Rice è ben descritto dagli indici K alla quale viene valutato. In questo caso, che è quello che prenderemo in considerazione a seguire, la matrice di canale ha proprio la forma dell'equazione (3.1) con la parte della matrice di canale che valuta la componente in piena visibilità e la matrice di canale che tiene conto delle componenti riflesse. L'indice K in questo contesto ha la seguente espressione:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (3.2)$$

Nella formula appena scritta A è la potenza media della componente fissa. L'indice K è il rapporto tra la potenza della componente dominante o detta anche fissa e la potenza della componente casuale dovuta agli scatteratori, detta anche componente variabile.

Dall'equazione (3.2) si può capire che conseguenze provoca la componente casuale nell'equazione (3.1). σ^2 può avere un valore minimo di zero. Quando assume questo valore, com'è intuibile, la componente casuale è nulla e l'indice K assume valore infinito. Nell'equazione (3.1) l'indice K con valore infinito porta ad annullare il secondo termine a sinistra dell'equazione, cioè si

tornerebbe al caso esaminato nel Capitolo 2. Man mano che σ^2 aumenta l'indice K , essendo inversamente proporzionale, diminuisce. Al diminuire di K nell'equazione (3.1) il termine con la matrice di canale che tiene conto della componente variabile assume sempre maggior peso. Di conseguenza diminuisce il contributo del primo termine dell'equazione (3.1), cioè quello relativo alla componente fissa del collegamento.

Un aspetto importante che riguarda il canale multipath in un sistema MIMO che vuole sfruttare le componenti variabili è la distanza tra gli elementi d'antenna. Affinchè si abbia un reale guadagno si deve garantire l'indipendenza fra i vari elementi perché questo aspetto permette di dire che il segnale trasmesso dalle varie antenne è ricevuto in maniera incorrelata. La distanza minima tra gli elementi per assumere l'indipendenza, dimostrata in diversi studi, è legata alla lunghezza d'onda alla quale si lavora con la relazione di $\lambda/2$. È perciò ragionevole affermare che se gli elementi che compongono l'antenna sono ad una distanza minima tra loro di almeno $\lambda/2$ si può affermare che il sistema usufruisca di un guadagno e perciò di un miglioramento delle prestazioni.

3.2 Il modello del sistema con canale di Rice

Per verificare quanto abbiamo trovato in letteratura, anche per il canale Rice abbiamo creato dei modelli che permettono la sua simulazione nel caso di sistemi MIMO. Essendo già in possesso di tre programmi si è deciso di sviluppare i modelli sulla base di alcuni di quelli precedentemente scritti. In particolare sono stati utilizzati il programma che simula un sistema MIMO 2x2 con le parabole come elementi delle antenne e quello che riproduce un sistema di schiere d'antenne quadrate di area $0.5mq$. Per entrambi questi sistemi si sono tenute le matrici di canale prodotte precedentemente e le stesse configurazioni adottate. Per aggiungere la componente casuale ai sistemi sviluppati si è costruito, per ogni configurazione d'antenna diversa, una matrice delle stesse dimensioni della matrice H presa in considerazione.

La matrice è stata riempita in ogni posizione di elementi di natura complessa come quelli nell'equazione:

$$H = \begin{bmatrix} a_{11} + jb_{11} & a_{12} + jb_{12} & \cdots & a_{1M} + jb_{1M} \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + jb_{22} & \cdots & a_{2M} + jb_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} + jb_{N1} & a_{N2} + jb_{N2} & \cdots & a_{NM} + jb_{NM} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

La parte reale e la parte immaginaria sono totalmente indipendenti tra loro. Praticamente, ogni elemento reale della matrice ed ogni elemento immaginario sono il risultato dell'estrazione casuale da una distribuzione normale con media 0 e varianza σ^2 . Al termine di questa operazione di riempimento sommiamo le due matrici e otteniamo la matrice del canale di Rice H_{RICE} desiderata.

Per tutti e due i modelli considerati sono stati provati sette valori di deviazione standard:

$$\sigma_1 = 0; \quad \sigma_2 = \sqrt{1/32}; \quad \sigma_3 = \sqrt{1/16}; \quad \sigma_4 = \sqrt{1/8}; \quad \sigma_5 = 0.5; \quad \sigma_6 = \sqrt{1/2}; \quad \sigma_7 = 1 \quad (3.4)$$

A cui corrispondono sette indici K :

$$K_1 = \infty; \quad K_2 = 16; \quad K_3 = 8; \quad K_4 = 4; \quad K_5 = 2; \quad K_6 = 1; \quad K_7 = 0.5. \quad (3.5)$$

Le distanze tra gli elementi delle schiere d'antenna in tutte le configurazioni considerate rispettano ampiamente il vincolo per considerare incorrelati i segnali che ogni componente riceve.

Per le frequenze considerate, i vincoli sulle distanze minime da tenere tra gli elementi delle schiere d'antenna sono calcolati a seguire:

$$f = 18GHz \rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{18 \times 10^9 \text{ Hz}} = 0.167m \rightarrow \frac{\lambda}{2} = 8.3mm \quad (3.6)$$

$$f = 42GHz \rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{42 \times 10^9 \text{ Hz}} = 7.14mm \rightarrow \frac{\lambda}{2} = 3.5mm \quad (3.7)$$

3.3 I risultati ottenuti dai modelli

Durante le simulazioni effettuate sui modelli che testano un canale con una componente variabile abbiamo dovuto prendere alcuni accorgimenti tenendo ben presente lo scopo per cui abbiamo deciso di estendere le prove a un canale siffatto. È fondamentale riuscire a capire come reagiscono le schiere d'antenne multiple ad un canale ricco di ostacoli. I risultati che di seguito verranno rappresentati mediante grafici, sono espressione della media di 1000 occorrenze. Questa specifica è essenziale perché se non si prendessero un numero consistente di prove e non le si mediassero, ma si utilizzasse il risultato di una sola occorrenza si rappresenterebbe il comportamento delle configurazioni in funzione dei coefficienti casuali estratti nella volta considerata. In questo modo invece si ha la certezza che quanto rappresentato sia la capacità risultante mediata su un numero elevato di occorrenze.

3.3.1 Antenne paraboliche

Per il sistema che utilizza come elementi d'antenna le parabole sono stati riprodotti i grafici di tutte le capacità in funzione di quattro parametri: la distanza tra trasmettitore e ricevitore, la distanza tra i centri delle parabole, i raggi delle parabole e le aree delle schiere d'antenna. Tutti questi grafici sono stati prodotti per tutti e sette i valori della varianza considerati. I dati ricavati dalle curve degli ultimi tre parametri sono valutati per una distanza di collegamento pari a $R = 1000m$. Il comportamento generale registrato è di un miglioramento delle prestazioni appena percettibile man mano che la varianza aumenta e cioè man mano che la componente fissa si fa meno decisiva. La Figura 3.1 è un grafico che rappresenta le capacità massime e minime entro cui stanno le capacità di tutte le configurazioni considerate in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore.

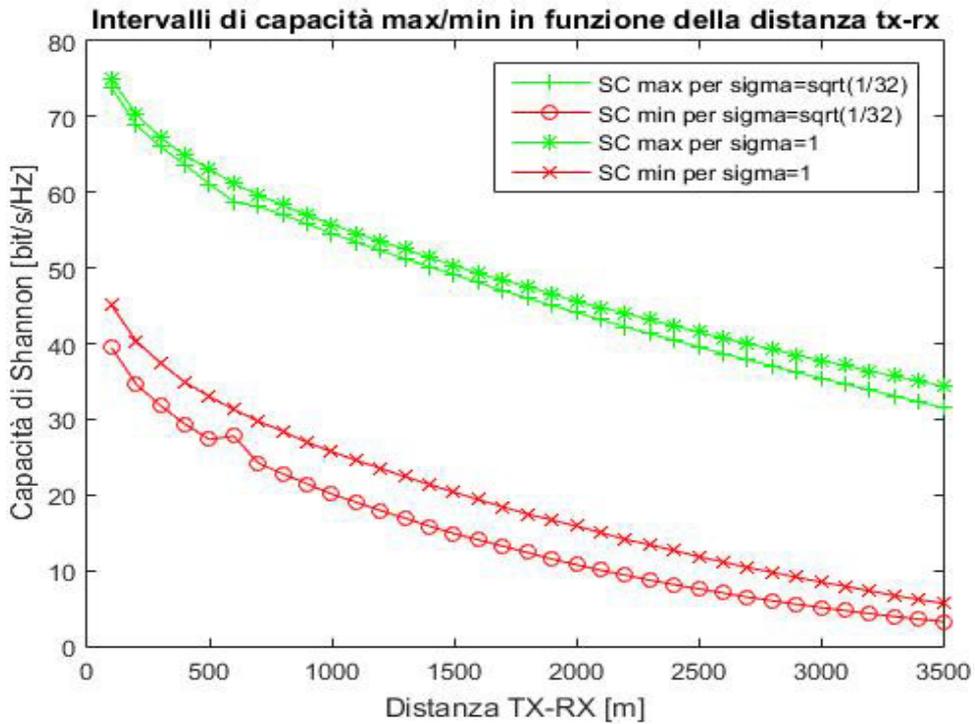


Figura 3.1: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con le antenne formate da parabole. $K=16$ e $K=0.5$

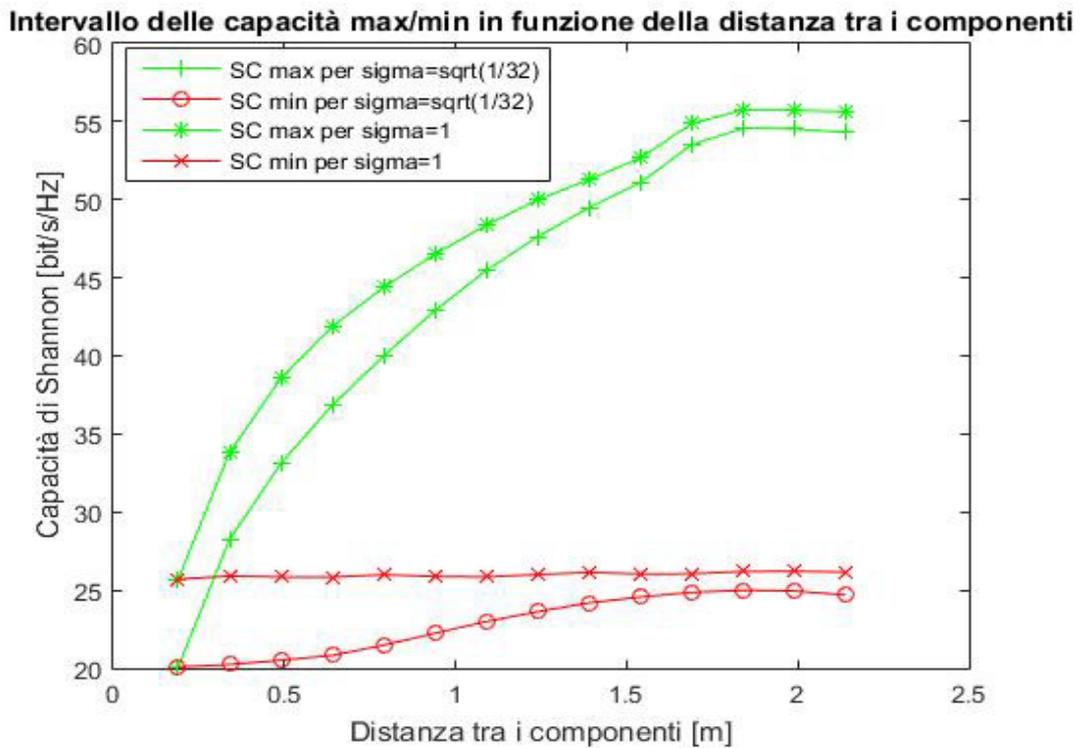


Figura 3.2: Grafico delle capacità in funzione della variazione della distanza dei centri delle parabole che compongono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. $K=16$ e $K=0.5$

Confrontando le capacità massime per una deviazione standard di $\sigma_2 = \sqrt{1/32}$ e per la deviazione standard di $\sigma_7 = 1$ si può notare che la capacità è migliorata e la curva è più lineare. Le curve delle due capacità minime per le stesse deviazioni standard denotano le stesse tendenze ma in modo molto più accentuato.

Le Figura 3.2 ritrae le capacità massime e minime entro cui stanno le capacità di tutte le configurazioni considerate in funzione della distanza dei centri delle parabole. Il confronto viene sempre portato per la deviazione standard più piccola che abbiamo considerato $\sigma_2 = \sqrt{1/32}$ rispetto a quella massima $\sigma_7 = 1$. Dal grafico si nota che mentre nelle due capacità massime l'effetto a campana è ben visibile in entrambi i casi, nel caso delle capacità minime, per la deviazione standard più alta, si nota che il valore della capacità diventa costante qualsiasi sia la distanza tra i centri delle parabole. Per le capacità minime, quando la componente variabile si fa più importante, la distanza tra i centri delle parabole non è più un fattore che interessa la variazione della capacità.

La Figura 3.3 è la composizione di due grafici. A sinistra troviamo l'intervallo delle capacità massima e minima delle configurazioni prese in considerazione per la deviazione standard $\sigma_2 = \sqrt{1/32}$, a destra troviamo le curve che contengono le capacità di tutte le configurazioni esaminate nel caso di deviazione standard $\sigma_7 = 1$. Nel grafico a sinistra è possibile notare una certa differenza tra la curva delle capacità massime e la curva delle capacità minime. In questo caso quando aumenta la componente variabile si nota che l'intervallo tra le capacità massime e le capacità minime si assottiglia fino quasi a non distinguersi. Il comportamento appena osservato ci porta a dire qualunque sia il raggio della parabola, quando la componente variabile diventa più sostenuta la configurazione riesce sempre a realizzare un'ottima capacità. Il raggio delle parabole non è più un limite nel caso di presenza di variabilità.

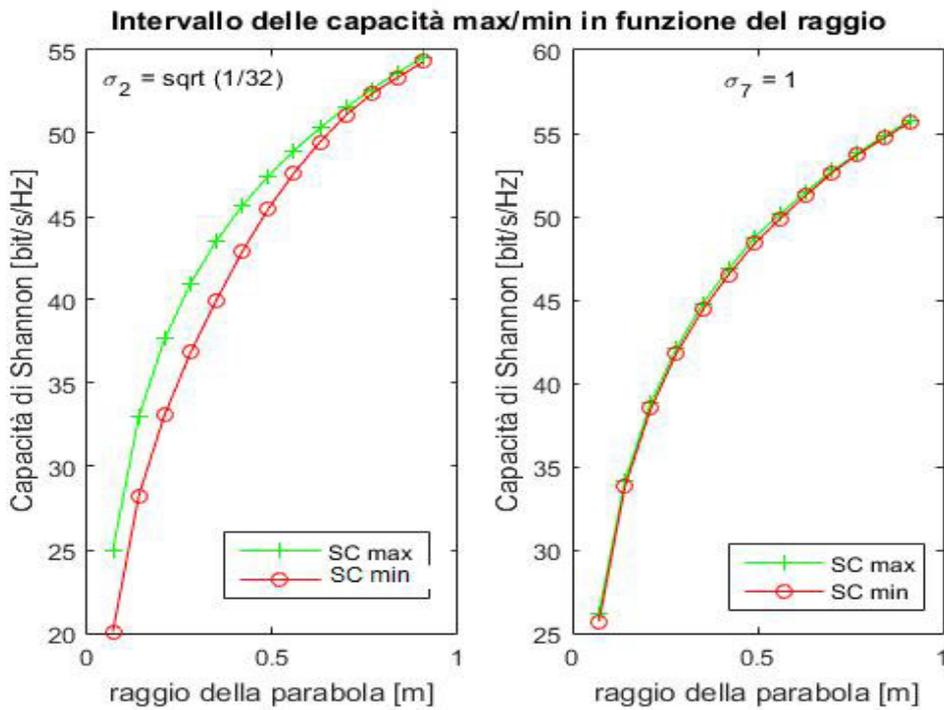


Figura 3.3: Grafici delle capacità in funzione della variazione del raggio delle parabole che costituiscono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. K=16 e K=0.5

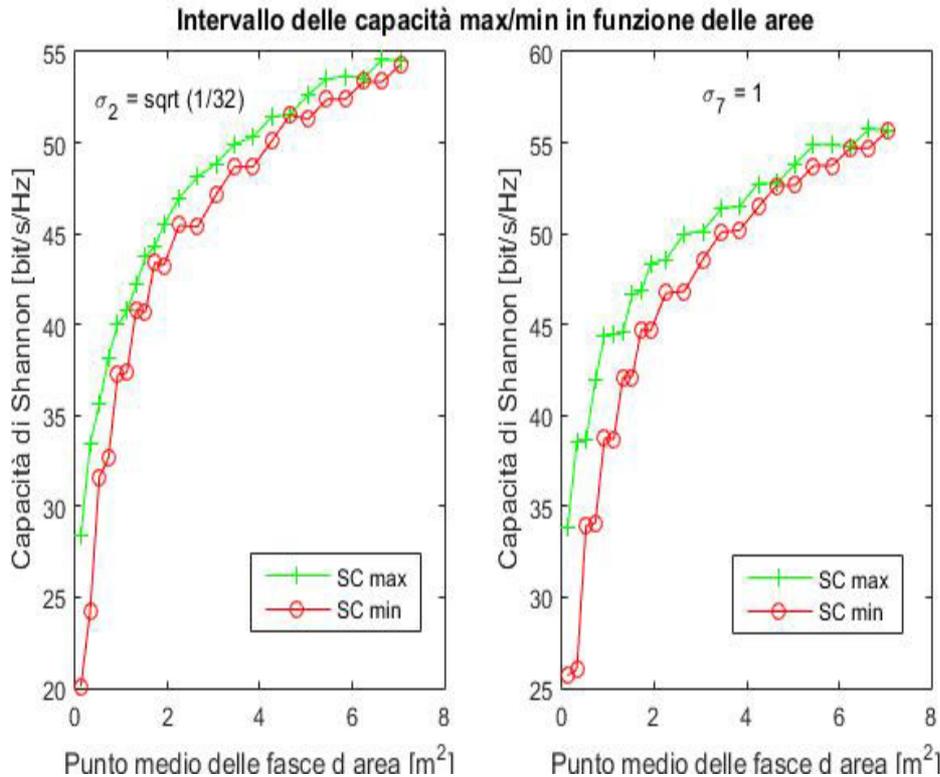


Figura 3.4: Grafici delle capacità in funzione della variazione del raggio delle parabole che costituiscono l'antenna a una distanza R di 1000m e per due valori di K. K=16 e K=0.5

La Figura 3.4 utilizza la stessa logica della Figura 3.3 però il parametro preso in considerazione per vedere la variazione di capacità è l'area. Da questi grafici si nota che all'aumentare della componente variabile l'intervallo delle capacità si fa sensibilmente più ampio. Questo sta a significare che, anche se non in modo molto rilevante, se la componente variabile è maggiore la capacità di Shannon delle configurazioni meno prestanti aumenta in modo minore delle capacità delle configurazioni con prestazioni migliori.

3.3.2 Antenne patch

Per il sistema che utilizza come elementi d'antenna le antenne patch sono stati riprodotti i grafici di tutte le capacità in funzione di tre parametri: la distanza tra trasmettitore e ricevitore, la distanza tra gli elementi di una stessa antenna e il numero dei componenti di una schiera d'antenna. Questi grafici sono stati prodotti per tutti e sette i valori della varianza considerati e per tutti e due i valori di frequenza, a 18GHz e a 42GHz . I dati ricavati dalle curve degli ultimi due parametri sono valutati per una distanza di collegamento pari a $R = 400\text{m}$. Il comportamento generale registrato è di un elevato miglioramento delle prestazioni man mano che la varianza aumenta e cioè man mano che la componente fissa si fa meno decisiva.

Le Figure 3.5 e 3.6 sono grafici che rappresentano le capacità massime e minime entro cui stanno le capacità di tutte le configurazioni considerate in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore alle due frequenze di 18 e 42GHz . Confrontando le capacità massime per una deviazione standard di $\sigma_2 = \sqrt{1/32}$ e per la deviazione standard di $\sigma_7 = 1$ si può notare che la capacità è migliorata di molto più del doppio alla distanza minima in cui viene valutata, $R = 100\text{m}$. Per $\sigma_7 = 1$, la massima distanza in cui si ha la capacità diversa da zero si è spostata a oltre 2000m rispetto al caso di $\sigma_2 = \sqrt{1/32}$ in cui l'ultima capacità diversa da zero si registra più di 500m prima.

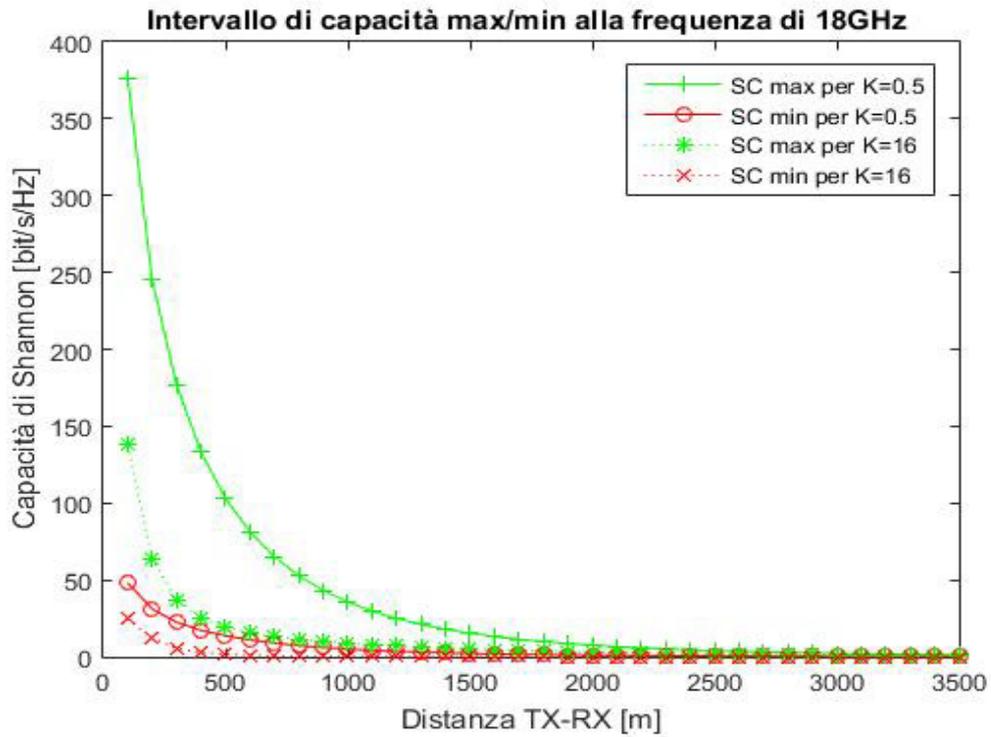


Figura 3.5: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con antenne patch. K=16 e K=0.5

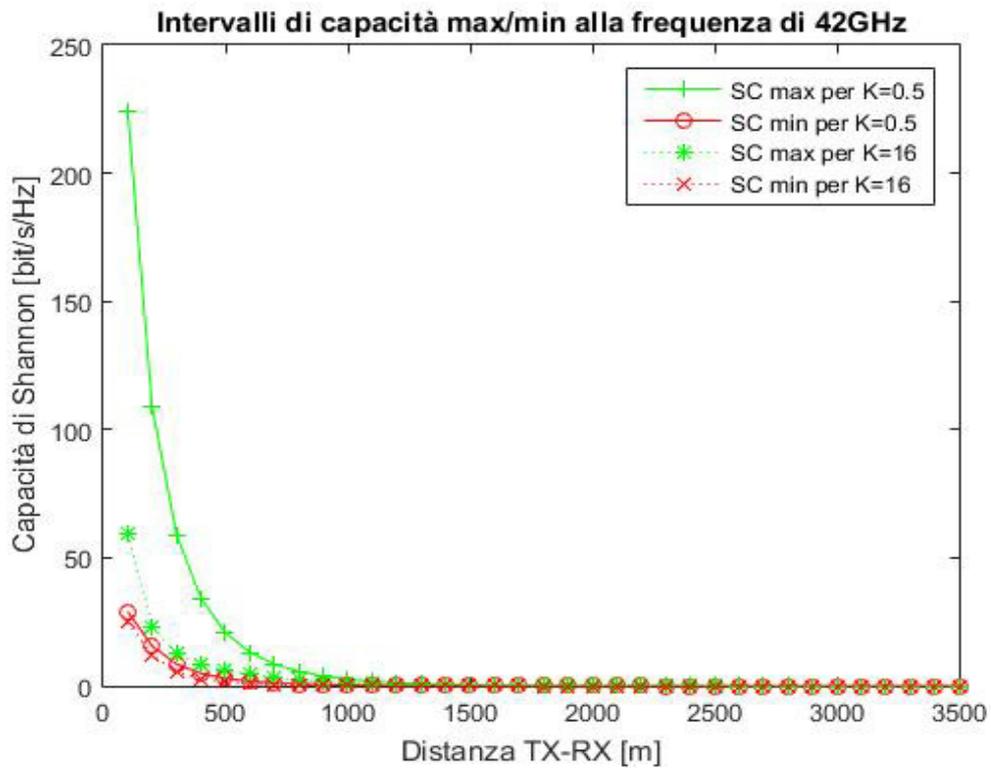


Figura 3.6: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra trasmettitore e ricevitore per due valori di K con antenne patch. K=16 e K=0.5

Le curve delle capacità minime hanno una differenza che si avverte in modo molto meno sensibile. Da quanto si può dedurre in questo caso l'aumento della componente casuale ha più impatto sulle configurazioni che offrono migliori prestazioni di capacità rispetto alle configurazioni caratterizzate da prestazioni inferiori. Alla frequenza di 42GHz il grafico delle capacità in funzione della distanza evidenzia ancora una volta che la capacità è molto minore in termini di copertura rispetto al caso a 18GHz . Anche in termini di capacità massima alla distanza minima le configurazioni a 42GHz realizzano risultati nettamente inferiori rispetto a quando si utilizza la frequenza minore. Ad una distanza di 1000m si può affermare che con qualsiasi tipo di contributo casuale la capacità si azzerava. Per quanto riguarda la differenza di prestazioni in base al "peso" della componente casuale, si evidenzia che all'aumentare della componente casuale, il limite della capacità massima aumenta molto più visibilmente di quanto aumenti la capacità delle configurazioni con le prestazioni minori.

Le Figure 3.7 e 3.8 riportano le curve delle capacità di canale per tutti i tipi di contributo casuale presi in considerazione ad una distanza di $R = 400\text{m}$ in funzione della distanza tra i componenti di una stessa schiera di array per le frequenze di 18GHz e 42GHz . Paragonando questi grafici risulta sempre evidente la differenza di capacità realizzabile in base alle frequenze utilizzate. Inoltre è palese come se nella stessa area si utilizzano più componenti la capacità risulti molto migliorata. È interessante riportare che la diminuzione della distanza tra i componenti così come è stata proposta è praticamente identica alla crescita che si ha per la capacità di una stessa configurazione all'aumentare della componente variabile esaminata. Nei grafici di Figura 3.9 e 3.10 si osserva quanto appena descritto, ma invece di prendere in considerazione la capacità in funzione della distanza tra gli elementi dell'array si valutano le capacità in funzione del numero di componenti per array.

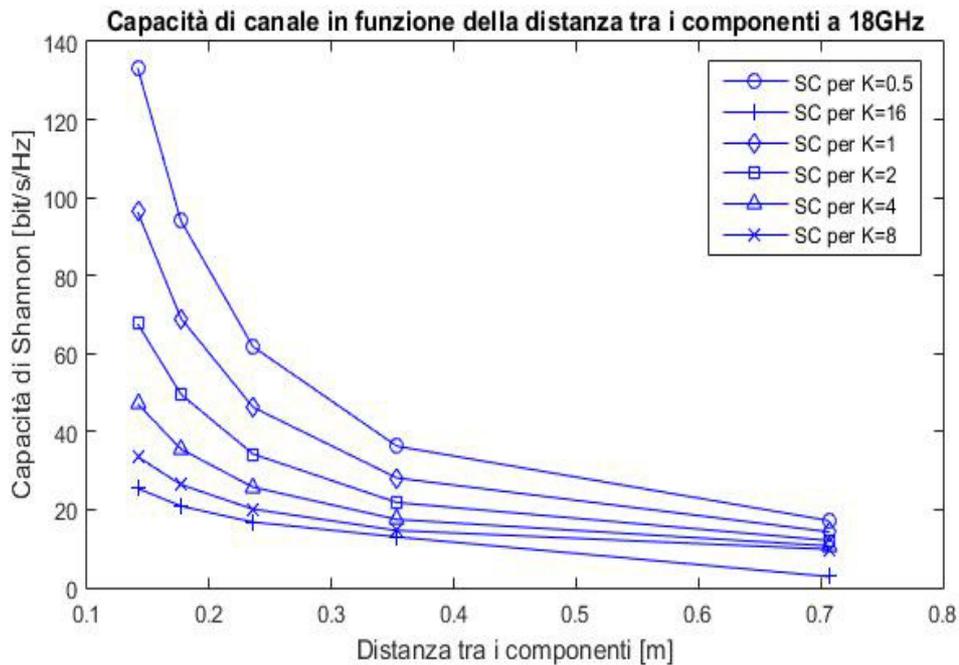


Figura 3.7: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra gli elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati

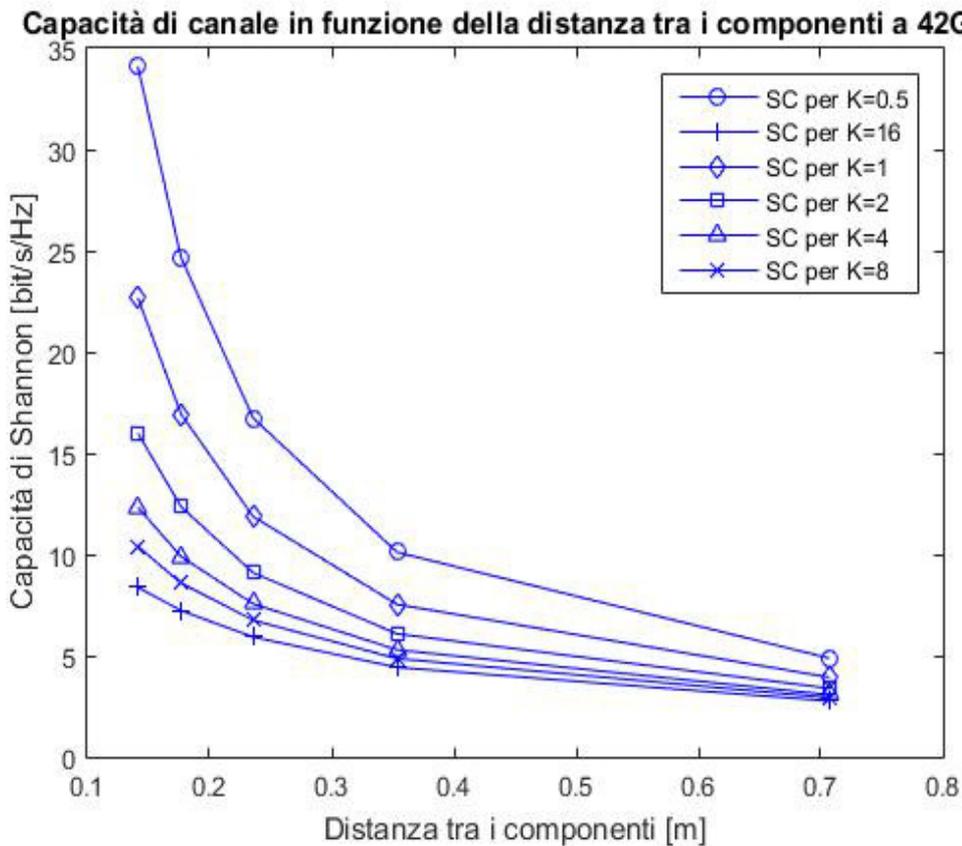


Figura 3.8: Grafico delle capacità in funzione della distanza tra gli elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati

Come abbiamo accennato nel capitolo due questi due fattori sono strettamente correlati, infatti fissata un'area di ingombro se si diminuiscono le distanze tra gli elementi inevitabilmente si devono aumentare gli elementi stessi per ricoprire quell'area. Da qui, tutti i commenti fatti prima si possono riproporre. Unico accorgimento è che il rapporto che lega la capacità di canale al numero di elementi per array è di tipo direttamente proporzionale, mentre il rapporto che lega la distanza tra i componenti fissata un'area alla capacità è di tipo inversamente proporzionale.

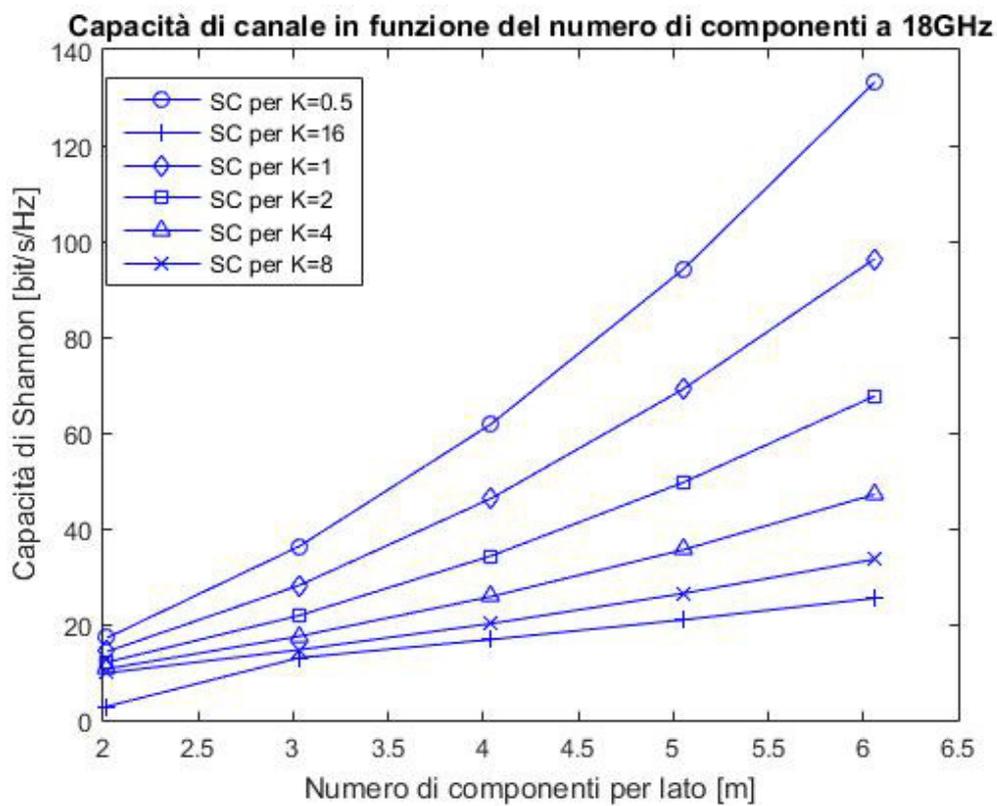


Figura 3.9: Grafico delle capacità in funzione del numero di elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati

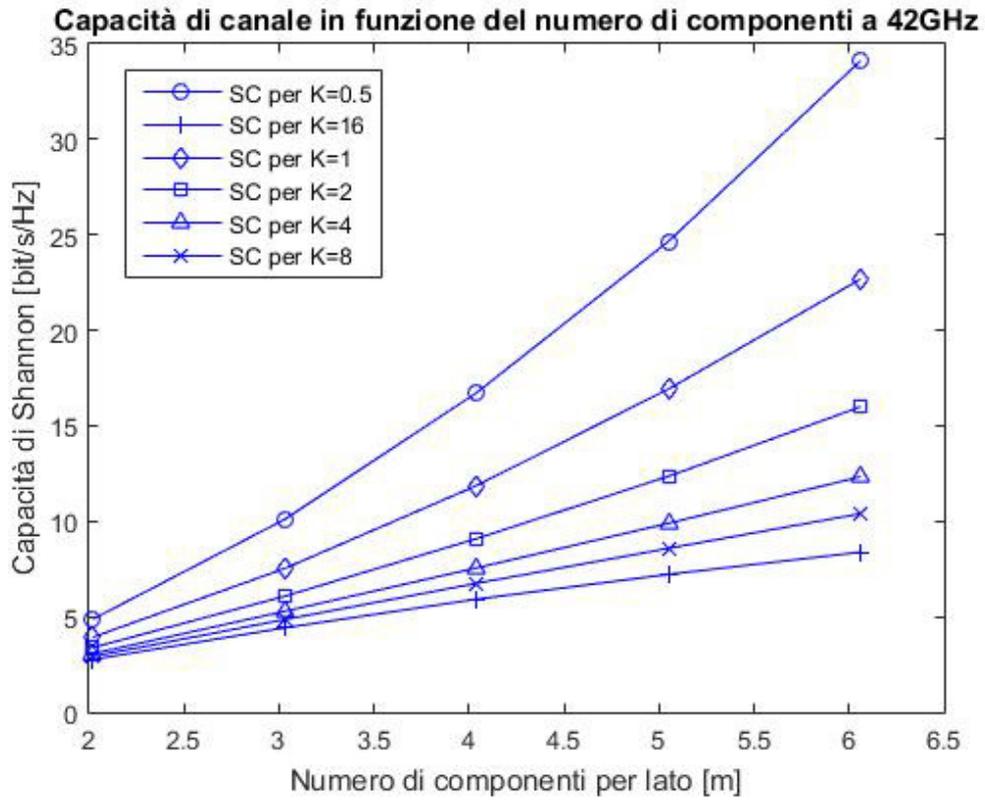


Figura 3.10: Grafico delle capacità in funzione del numero di elementi di uno stesso array per tutti i valori di K esaminati

CAPITOLO 4

CONCLUSIONI

4.1 Il canale LoS

Al termine del lavoro, ultimati i commenti sui dati raccolti ed esposti i grafici più significativi è il momento di raccogliere le idee per formulare quei pensieri che devono fissare i contenuti, evidenziare i risultati ed organizzarli in modo da dare un senso compiuto allo scopo che ci ha mossi ad iniziare.

Il motivo che ci ha spinti ad esaminare la capacità di un canale in un collegamento senza fili e a simularne il comportamento in diverse situazioni è la “curiosità” di conoscere quali prestazioni avrebbero potuto raggiungere i sistemi valutati.

Nel capitolo 2 si sono testati due tipologie di sistemi alla prova di un canale LoS. La valutazione più evidente riguarda l’impatto dei guadagni delle antenne. Le antenne composte da due elementi di parabola sono caratterizzate da un guadagno per parabola proporzionale all’area d’ingombro della parabola. Il guadagno di queste configurazioni può perciò risultare anche molto elevato. Il guadagno delle antenne composte da elementi patch di area millimetrica è fisso. È piuttosto basso e si attesta intorno ai $6dB$.

Tenendo presenti le differenze che abbiamo appena sottolineato inerenti alle aree e ai guadagni i risultati che abbiamo ottenuto dalle simulazioni fanno notare come le schiere d'antenne formate da parabole, anche se composte da un numero minore di antenne, garantiscono una capacità maggiore a livello generale, sono in grado di combattere meglio l'attenuazione dovuta alla distanza. Tutte le configurazioni proposte nel caso di array di antenne formati da parabole si possono considerare migliori rispetto alle configurazioni più performanti degli array di antenne patch.

L'osservazione appena fatta assume ancora maggior importanza se si considera che le schiere d'antenne costituite da parabole sono state valutate solo alla frequenza di $42GHz$ mentre gli array d'antenne patch sono stati simulati anche alla frequenza di $18GHz$. In effetti ciò perché nelle simulazioni si è notato che nelle varie realizzazioni quelle eseguite a $42GHz$ risultano molto meno performanti delle altre dal momento che sono maggiormente attenuate.

Per rafforzare ulteriormente quanto descritto e far capire quanto migliore sia la capacità dei sistemi che adottano le parabole come componenti delle schiere, si pensi che quest'ultime risultano migliori in tutti i parametri anche se per le parabole la distanza di riferimento è $1000m$ mentre per gli array di antenne patch la distanza di riferimento utilizzata è $400m$.

Tra tutte le configurazioni testate quella che garantisce la capacità di canale più alta è quella che occupa un'area di $6.67mq$, con raggio di ogni parabola di $91cm$ e distanza tra i centri delle parabole di $1.84m$, con due parabole ogni schiera.

Un'antenna di queste dimensioni però è difficilmente impiegabile in un caso reale perché risulterebbe ingombrante eccessivo.

Come testimonia la Figura 4.1 esistono diverse configurazioni che riescono ad essere più maneggevoli mantenendo una capacità del 90% rispetto alla capacità di $50.57 bit/s/Hz$ alla distanza di $1000m$ della configurazione vista precedentemente.

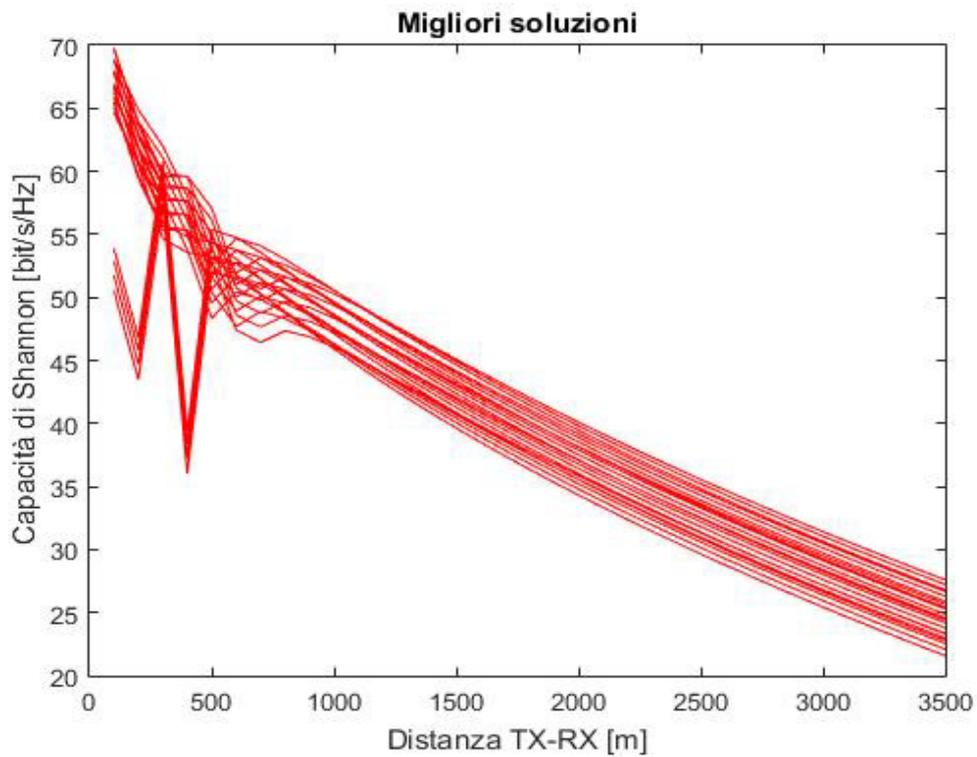


Figura 4.1: Grafico delle capacità in funzione della distanza delle migliori soluzioni delle configurazioni che utilizzano le parabole

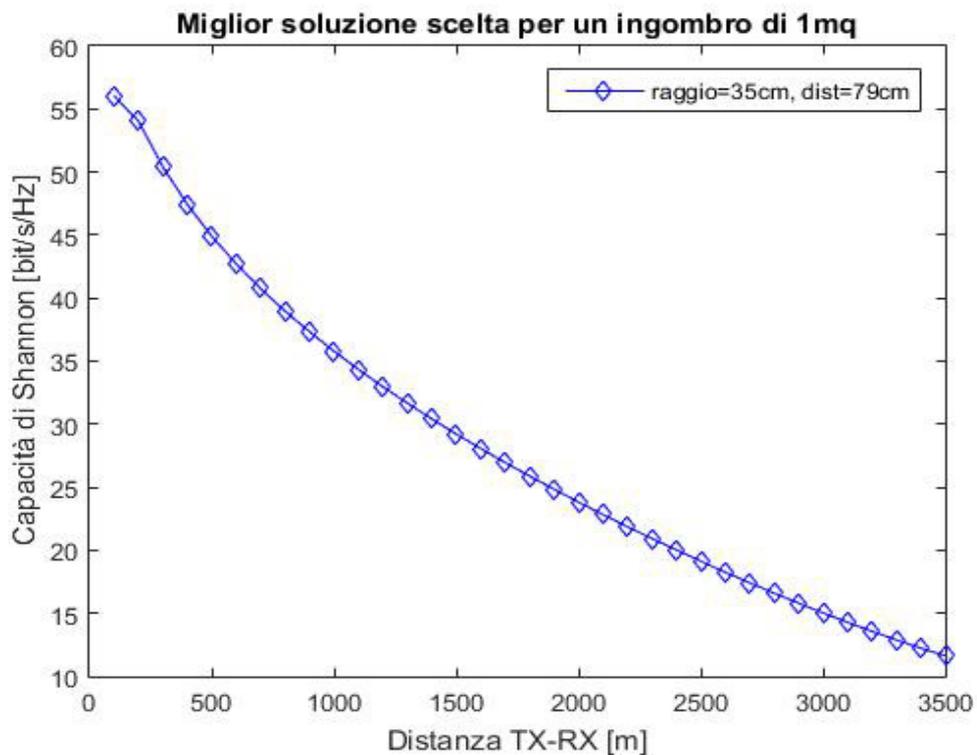


Figura 4.2: Grafico di una delle migliori configurazioni con ingombro 1mq. La configurazione ha parabole di raggio 35 cm e i centri delle due parabole distano 79 cm

Tra queste va sicuramente citata quella che, mantenendo sempre due parabole per schiera, è caratterizzata dai seguenti elementi: raggio 63cm , distanza tra i centri di 1.54m , per un'area complessiva di 3.5mq . La dimensione di quest'antenna risulta ancora ingombrante anche se realizza una capacità del 90% rispetto alla prima configurazione e occupando la metà dello spazio.

Un approccio diverso nella scelta delle configurazioni è quello che mette al primo posto l'ingombro. Poiché, sono richieste installazioni sempre più contenute per soddisfare l'esigenza di non "inquinare" (visione/paesaggio), l'approccio suddetto appare, al momento, il più realistico.

Fissato l'ingombro massimo di un metro quadrato, esiste più di una configurazione in grado di realizzare prestazioni simili. La nostra scelta ricade su un'antenna che ha delle parabole con un raggio di 35cm e una distanza tra i centri delle parabole di 79cm . L'array di antenne con le dimensioni appena scritte ha una capacità a una distanza di 1000m di 35.79bit/s/Hz . Abbiamo citato questa configurazione come la migliore perché a differenza delle altre è costituita da parabole di raggio maggiore rispetto alle possibili soluzioni con prestazioni simili, ma è più compatta. Infatti la distanza tra le due antenne è minima.

Con un ingombro massimo di 0.5mq le soluzioni migliori continuano ad essere annoverate tra le schiere d'antenna costituite da parabole. In questo caso scegliamo due soluzioni che si equivalgono, ma raggiungono la capacità massima sfruttando due parametri diversi. La prima soluzione proposta, come nel caso precedente, sfrutta la dimensione del raggio (21cm) e la compattezza nella distanza tra i centri delle parabole (79cm). La configurazione appena presentata realizza una capacità a $R=1000\text{m}$ di 29.89bit/s/Hz .

La seconda soluzione che abbiamo scelto di proporre tra le migliori per un ingombro massimo di 0.5mq impiega delle parabole con un raggio contenuto (14cm), ma con una consistente distanza tra i centri delle parabole (1.54m).

L'opzione appena presentata riesce a raggiungere una capacità di canale di 28.56 bit/s/Hz ad una distanza di 1000 m .

Per farsi un'idea di quanto poco performanti siano gli array d'antenne patch vengono mostrate di seguito le migliori soluzioni per le due frequenze esaminate.

A 18 GHz la soluzione migliore risulta essere quella che impiega un array quadrato d'area 0.5 m^2 con 6 componenti per lato, distanza tra i componenti 14 cm . Alla distanza di 400 m la configurazione appena descritta realizza una capacità di 7.93 bit/s/Hz .

Anche alla frequenza di 42 GHz , la soluzione che fornisce prestazioni migliori è la stessa, con un risultato di 4.19 bit/s/Hz ad una distanza di riferimento di 400 m .

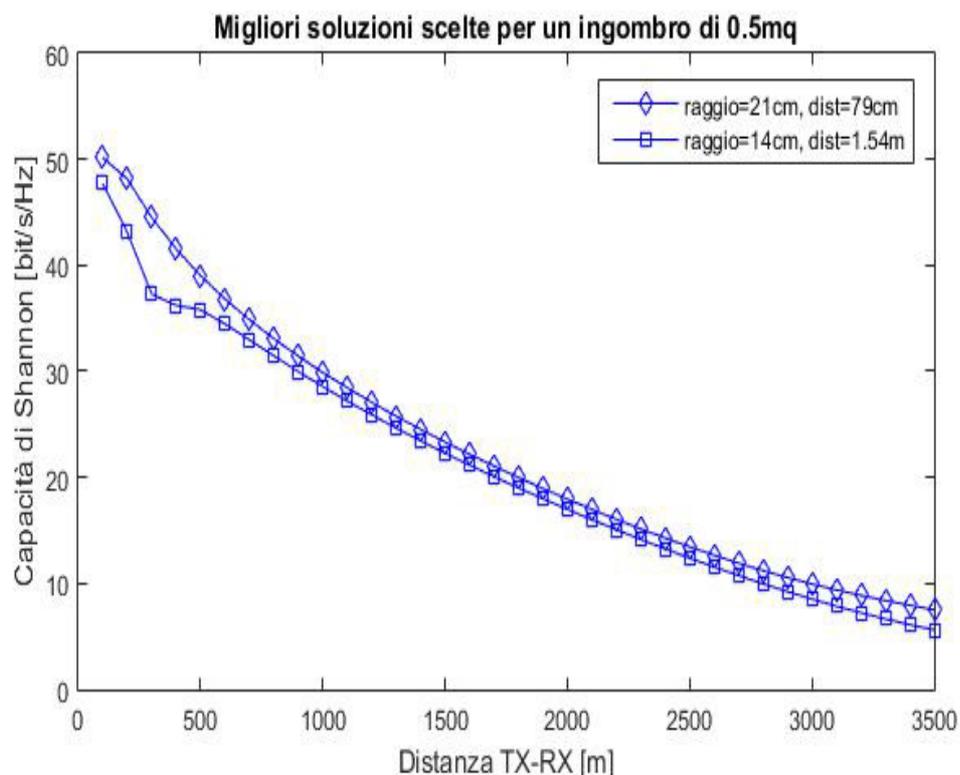


Figura 4.3: Grafico delle capacità di due delle soluzioni che utilizzano parabole con un ingombro di 0.5 m^2 .

4.2 Il canale di Rice

Con l'introduzione del canale di Rice il panorama delle soluzioni migliori viene parzialmente cambiato. La considerazione fondamentale in questo caso è che è stato notato come all'aumentare della componente casuale sulla componente fissa i risultati in termini di livelli di capacità assoluta aumentino notevolmente. I sistemi ad array d'antenne sono dunque più prestanti se lavorano in un ambiente ricco di ostacoli e con molti "scatteratori" che incentivano il multipath. Per ottenere il netto miglioramento del quale parliamo sono necessari però sistemi con molti componenti per ogni schiera.

Il discorso nel caso del canale di Rice si fa più complesso se si vogliono individuare le soluzioni migliori.

La difficoltà è dovuta al fatto che le configurazioni che utilizzano le parabole evidenziano un miglioramento appena percettibile, mentre gli array composti da antenne patch hanno un miglioramento esponenziale nelle configurazioni che utilizzano più componenti. Il punto critico è che tale miglioramento è registrato solo entro brevi distanze, poi a causa dello scarso guadagno del singolo componente e dell'aumento dell'attenuazione dovuta alla distanza si ha un altrettanto notevole calo delle prestazioni in termini di capacità. Il risultato è che fino a una certa distanza le configurazioni con antenne patch hanno il sopravvento sulle soluzioni con antenne paraboliche, poi man man che si amplia il raggio tornano ad essere migliori gli array composti da parabole.

Le configurazioni che offrono le migliori prestazioni nel caso delle schiere d'antenne realizzate con le parabole sono le stesse proposte nel caso di canale LoS, dunque non verranno discusse oltre. Unico effetto da registrare è un piccolo miglioramento delle prestazioni comunque minore di $5 \text{ bit} / \text{s} / \text{Hz}$.

Anche per quanto riguarda le schiere d'antenne patch, la miglior soluzione resta quella quadrata d'ingombro $0.5mq$ che impiega sei elementi per lato.

Per un indice di Rice di $K = 0.5$, il minimo valore che abbiamo esaminato, la capacità di canale alla frequenza di $18GHz$ è superiore a $350 \text{ bit} / \text{s} / \text{Hz}$, cioè all'incirca cinque volte rispetto al massimo realizzato dalla miglior configurazione con le parabole.

Alla frequenza di $42GHz$ la capacità massima raggiunta si attesta intorno ai $225 \text{ bit} / \text{s} / \text{Hz}$, ma già dopo $400m$ la capacità dei sistemi che utilizzano le parabole, decadendo molto più lentamente risulta migliore.

La migliore soluzione in questi casi, va anche cercata in funzione della distanza del collegamento da eseguire.

Da quanto visto si può affermare con certezza che, mentre nel caso di collegamenti LoS il parametro che conta di più, per avere una buona capacità, è il guadagno dell'antenna, in un contesto ricco di raggi riflessi conta molto avere a disposizione il maggior numero possibile di elementi che compongono l'antenna. Nel canale di Rice il guadagno delle antenne risulta decisivo ai fini di una copertura più ampia.

Ogni configurazione spinta al massimo mette in evidenza anche i suoi limiti. Bisogna infatti considerare che per avere un alto guadagno le configurazioni con le parabole necessitano di ingombri consistenti. Nel caso di schiere d'antenne, con l'aumento degli elementi, devono essere considerati anche un aumento del livello di complessità e un aumento dei costi.

Tenendo presente le caratteristiche, i pregi e i difetti delle configurazioni presentate, la soluzione migliore dev'essere scelta in base a un compromesso dato dai vincoli che il problema pone.

Riferimenti bibliografici

- [1] L. Reggiani, B. Baccetti, L. Dossi, “The Role of Adaptivity in MIMO Line-of-Sight System for High Capacity Backhauling”, *Wireless Pers. Commun.*, 2013.
- [2] G. Tartara, L. Reggiani, “Sistemi di Radiocomunicazione”, Polipress, 2009.
- [3] M. Emad and A.M.Abdulsattar, “Evaluation of MIMO System Capacity over Rayleigh Fading Channel”, *International Journal of Computer Science & Engineering Survey (IJCSES)* Vol.6, No.3, June 2015.
- [4] M. Kang and M.-S. Alouini, “Capacity of Correlated MIMO Rayleigh Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 1, Jan. 2006.
- [5] O. Tipmongkolsilp, S. Zaghloul and A. Jukan , “The Evolution of Cellular Backhaul Technologies: Current Issues and Future Trends”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 13, No. 1, First Quarter 2011.
- [6] P. Wang, Y. Li, X. Yuan, L. Song, and B. Vucetic, “Tens of Gigabits Wireless Communications Over E-Band LoS MIMO Channels With Uniform Linear Antenna Arrays”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 13, No. 7, July 2014.

-
- [7] D. Lopez-Perez, I. Guvenc, G. De La Roche, M. Kountouris, T.Q.S. Quek, J. Zhang, “Enhanced Inter-cell Interference Coordination Challenges in Heterogeneous Network”, IEEE Wireless Communications, June 2011.
- [8] N. Wang, E. Hossain, V.K. Bhargava, “Backhauling 5G Small Cells: a Radio Resource Management Perspective”, IEEE Wireless Communications, Oct. 2015.
- [9] R.-A. Pitaval, O. Tirkkonen, R. Wichman, K. Pajukoski, E. Lahetkangas, E. Tirola, “Full-Duplex Self-Backhauling for Small-Cell 5G Network”, IEEE Wireless Communications, Oct. 2015.
- [10] D. Zarboui, G. Tsoulos, D. Kaklamani, “Theory and Practice of MIMO Communications System”, CRC Press, 2006.
- [11] L. Zheng and D.N.C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 49, No. 5, May 2003.
- [12] Andrea Zaccomer, “Sistemi radar per la localizzazione ed il riconoscimento: stato dell’arte e analisi sperimentale di applicazioni UWB”, Tesi di Laurea Magistrale, Università degli Studi di Padova, A. A. 2010-2011.
- [13] F. Bohagen, P. Orten, G. Oien, “Optimal Design of Uniform Rectangular Antenna Arrays for Strong Line-of-Sight MIMO Channels”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol.2007.
- [14] A. Perotti, “Teoria dell’informazione”, dispense DELEN-DAUIN, 2008-2009.
- [15] B. Holter, “On the capacity of the MIMO channel – A tutorial introduction”, Norwegian University of Science and Technology Department of Telecommunications.
- [16] T. Halsig, B. Lankl, “Channel Parameter Estimation for LoS MIMO”, Proc. International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA), 2016.
- [17] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath, “Capacity Limits of MIMO Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.2, No.5, June 2003.

-
- [18] L. Liu, W. Hong, H. Wang, G. Yang, N. Zhang, H. Zhao, J. Chang, C. Yu, X. Yu, H. Tang, H. Zhu, and L. Tian, "Characterization of Line-of-Sight MIMO Channel for Fixed Wireless Communications", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, 2007.