



Università degli Studi di Padova

SCUOLA DI INGEGNERIA

*Corso di Laurea Magistrale in
Ingegneria delle Telecomunicazioni*

**Algoritmi congiunti di selezione di antenna e
ottimizzazione del collegamento dati per
sistemi MIMO**

Laureando

Pietro Danzi

Relatore

Prof. Stefano Tomasin

Co-relatore

Ing. Daniele Piazza

ANNO ACCADEMICO 2013/2014

Ai miei genitori, Mara e Marco

Indice

1	Introduzione	1
2	Sistemi MIMO	3
2.1	Modello del canale MIMO	6
2.1.1	Scelta del modello	10
2.2	Antenne riconfigurabili	12
2.3	Correlazione spaziale	16
2.4	Modelli di Power Angular Spectrum (PAS)	20
2.4.1	Distribuzione uniforme	20
2.4.2	Distribuzione laplaciana troncata	20
2.4.3	Clusters multipli	21
2.5	Vantaggi dei sistemi MIMO	22
2.5.1	Guadagno di multiplexing e guadagno di diversità	25
2.6	Perchè un sistema di antenne riconfigurabili?	28
3	Standard IEEE 802.11ac	29
3.1	Versioni del protocollo	30
3.2	Physical Layer	31
3.2.1	FEC	33
3.2.2	Interleaving	33
3.2.3	Modulazione	34
3.2.4	Modulation and coding scheme (MCS)	35
3.2.5	Larghezza della banda radio	36
3.2.6	802.11ac e MIMO	36
4	Algoritmi di Pattern Selection (PS-MIMO)	39
4.1	Formalizzazione matematica del problema	40
4.2	Metrica della qualità del collegamento (LQM)	41
4.3	Algoritmo 1: Incremental Selection	42
4.4	Algoritmo 2: Sweep Selection	43

5	Algoritmi di Link Adaptation	45
5.1	Meccanismo di feedback	46
5.2	Scelta del rate iniziale: Cliff Algorithm	47
5.3	Algoritmo 3: Incremental Adaptation	50
5.4	Algoritmo 4: Sweep Adaptation	50
5.5	Algoritmo 5: Particle Swarm Adaptation	52
5.5.1	Formazione dello sciame: LHS	54
6	Risultati delle simulazioni	55
6.1	Algoritmi di ottimizzazione della capacità di canale	55
6.2	Algoritmi di ottimizzazione del collegamento	60
6.2.1	Campagna di misure	60
6.2.2	Sviluppo del software di analisi	61
7	Conclusioni	73
	Bibliografia	75

Sommario

In questa tesi presentiamo alcuni algoritmi di ottimizzazione per un sistema wireless multiple-input multiple-output (MIMO) riconfigurabile. In tale sistema ogni antenna può assumere stati diversi, a cui corrispondono diversi diagrammi di radiazione: pertanto il numero di possibili configurazioni del sistema può essere molto vasto. Gli algoritmi presentati sono utilizzati per selezionare una configurazione di antenne che ottimizza una metrica, proponendo una soluzione veloce e subottima. Essi sono anche utilizzati per ottimizzare il collegamento dati nell'ambito di un sistema IEEE 802.11ac. Sono presentati tre diversi algoritmi, che vengono confrontati tramite alcune simulazioni. Viene anche effettuato un confronto tra le prestazioni di un sistema MIMO statico ed uno riconfigurabile.

Capitolo 1

Introduzione

Sempre più spesso nella nostra vita quotidiana utilizziamo dispositivi wireless, sia negli ambienti domestici che sul luogo di lavoro. Una delle funzioni principali che richiediamo ad un dispositivo wireless, che sia esso un computer, un tablet o uno smartphone, è la possibilità di connettersi ad una rete locale. Il motivo principale che ha portato alla diffusione dei sistemi senza fili è la possibilità di comunicare a banda larga senza la necessità di un cablaggio: ciò li rende estremamente comodi per l'utente oltre che, in molti casi, economicamente vantaggiosi per le aziende che decidono di impiegare queste tecnologie. Infatti è sufficiente collegare fisicamente alla rete cablata un dispositivo detto *access point* (AP) per fornire il collegamento ai dispositivi wireless che si trovano all'interno del suo raggio di copertura.

Questi sistemi si imposero solo dal momento in cui furono perfezionate tecniche adatte a comunicare sul canale radio con una velocità e stabilità adeguate alle esigenze di utilizzo di un utente finale: queste esigenze però sono aumentate rapidamente negli anni. Infatti negli ultimi anni l'utilizzo che facciamo delle reti è ben più intensivo, basti pensare ad esempio ai servizi di cloud computing o allo streaming di dati multimediali.

Il principale standard utilizzato nelle reti locali è il IEEE 802.11, conosciuto commercialmente con il nome di Wi-Fi. Esso è evoluto di pari passo con le esigenze degli utenti e con il progredire della tecnologia, tramite la pubblicazione di nuove versioni. La più recente è conosciuta come IEEE 802.11ac, e denominata VHT (Very High Throughput): rispetto alle versioni precedenti l'ac ha alcuni punti di forza, tra cui l'utilizzo intensivo dei sistemi multiantenna.

Le tecnologie multiantenna sono considerate una delle chiavi dei sistemi di comunicazione wireless della prossima generazione. Da qualche anno infatti esse sono state adottate nelle reti locali di cui noi ci occupiamo, in quanto permettono di ottenere un segnale con copertura, qualità e velocità di trasmissione maggiore. L'interesse del mondo della ricerca è focalizzato da molti anni sui sistemi multiantenna (MIMO), che sono un tema trasversale a molti campi: si va infatti dall'indagine nell'ambito della Radiofrequenza, alla Teoria dell'Informazione, ai sistemi di controllo.

Una *smart antenna* è un sistema MIMO particolare: si tratta infatti di un dispositivo composto da più antenne che sono riconfigurabili, ovvero possono essere controllate in modo da ottimizzare in modo intelligente il collegamento radio. Un dispositivo di questo tipo adduce dei notevoli benefici rispetto ad un sistema non riconfigurabile, proprio grazie alla sua capacità di adattarsi al canale di comunicazione. Al momento però sono pochi i dispositivi wireless che utilizzano antenne intelligenti, perchè sistemi di questo tipo necessitano di software e algoritmi di controllo dedicati: noi abbiamo lavorato sul sistema riconfigurabile dell'azienda Adant, presso la quale e' stata svolta parte dell'attività per questa tesi.

L'obiettivo della tesi è di sviluppare algoritmi di controllo da impiegare in una comunicazione tra un utente e un access point. L'access point deve configurare le proprie antenne in modo da massimizzare il traffico dati con l'utente, che è un sistema statico. Gli algoritmi che presenteremo saranno basati su una conoscenza ridotta del canale radio, inoltre dovranno essere *veloci*, nel senso che dovranno proporre una soluzione di ottimizzazione in tempi ridotti. Pertanto ci accontenteremo anche di una soluzione subottima.

Capitolo 2

Sistemi MIMO

Il sistema di comunicazione wireless più elementare è composto da un dispositivo trasmettitore che invia delle informazioni a un dispositivo ricevitore attraverso un mezzo fisico: tale sistema è detto SISO (Single Input Single Output). La comunicazione avviene solitamente attraverso un canale rumoroso: noi considereremo in particolare la presenza di un canale AWGN. Si dice *canale AWGN* (Additive White Gaussian Noise) un canale che è corrotto da rumore gaussiano bianco additivo, caratterizzato da media nulla e varianza σ_w^2 [1]. Pertanto, se x è il segnale inviato, y è il segnale ricevuto, h è il guadagno del canale e w è il rumore, il sistema è rappresentato dalla relazione

$$y = hx + w \quad (2.1)$$

Un parametro fondamentale per una comunicazione è la capacità del canale di trasmissione, ovvero la quantità di informazione che esso può trasportare per secondo e per frequenza. Già Shannon nel 1948 evidenziò che la capacità di canale è un limite intrinseco dei sistemi SISO, e che è possibile quantificare questa quantità utilizzando il concetto di mutua informazione per qualsiasi canale: noi lo faremo per il canale AWGN.

Definizione 1. *Definiamo mutua informazione tra due variabili casuali continue x e y con distribuzione $f(x)$ ed $f(y)$, e distribuzione congiunta $f(x,y)$ la quantità*

$$I(x; y) = \int_{S_x, S_y} f(x, y) \log \left(\frac{f(x, y)}{f(x)f(y)} \right) dx dy \quad (2.2)$$

La mutua informazione si può anche esprimere in termini di entropia differenziale

$$I(x; y) = H(x) + H(y) - H(x, y) \quad (2.3)$$

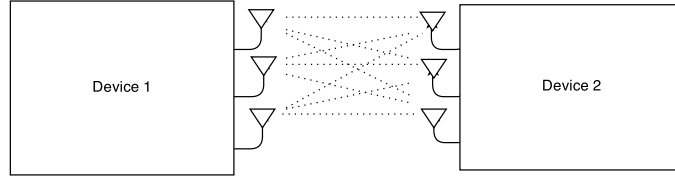


Figura 2.1: Un sistema MIMO 3x3, composto quindi da due dispositivi con 3 antenne ciascuno

dove $H(\cdot)$ è la funzione entropia. In questo modo si può dimostrare che, se B è la larghezza di banda disponibile ed E_x è l'energia del segnale inviato,

$$I(x; y) = B \log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 E_x}{\sigma_w^2} \right) \quad bps \quad (2.4)$$

La capacità del canale si definisce come

$$C = \max_{f(x)} I(x; y) \quad (2.5)$$

pertanto si può formulare il seguente

Teorema 1. *La capacità di un canale SISO AWGN a tempo discreto con segnale di input di energia $E_x \leq E_{x,max}$ trasmesso su una banda di frequenze B è data da*

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 E_{x,max}}{\sigma_w^2} \right) \quad bps \quad (2.6)$$

Un concetto che ha rivoluzionato le comunicazioni wireless e che ha permesso di incrementare la capacità di canale è stata l'introduzione di apparati multi antenna nei dispositivi trasmettitore e ricevitore. Un tale sistema, rappresentato in Figura 2.1, è conosciuto come multiple-input multiple-output (MIMO), in quanto trasmettitore e ricevitore dispongono ciascuno di più antenne. Supponendo che il trasmettitore possieda N_t antenne e il ricevitore N_r antenne, il canale può essere rappresentato con una matrice di trasferimento di dimensioni $N_r \times N_t$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & \cdots & H_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1} & \cdots & H_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

dove $H_{i,j}$ è il guadagno di canale tra la i -esima antenna in ricezione e la j -esima antenna in trasmissione.

La relazione di input-output tra il segnale inviato è costituita ora da grandezze vettoriali: $\mathbf{y} \in C^{N_r \times 1}$ è il vettore del segnale ricevuto, $\mathbf{x} \in C^{N_r \times 1}$ è il vettore del segnale trasmesso, $\mathbf{H}_p \in C^{N_r \times N_t}$ è la matrice di trasferimento del canale. $\mathbf{n} \in C^{N_r \times 1}$ è il vettore del rumore Gaussiano bianco (AWGN). Allora la relazione si esprime come

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.8)$$

Un tale sistema permette dunque a due dispositivi di comunicare simultaneamente attraverso più canali (ne abbiamo effettivamente uno per ogni coppia di antenne) che coesistono nello stesso mezzo. Idealmente ciò consentirebbe, aumentando il numero delle antenne, di aumentare a piacere la capacità del canale non avendo però necessità di aumentare la potenza di trasmissione o di estendere la larghezza di banda B . Infatti la capacità di canale di un sistema MIMO si trova in modo simile a quella del sistema SISO

$$C = \max_{f(\mathbf{x})} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}), \quad (2.9)$$

dove $f(\mathbf{x})$ è la funzione di densità di probabilità di \mathbf{x} e $I(\mathbf{x}; \mathbf{y})$ è l'estensione a $N_t \times N_r$ dimensioni della mutua induzione tra trasmettitore e ricevitore introdotta in precedenza. Nell'ambito dei sistemi MIMO si introduce anche $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E[\mathbf{xx}^H]$, che è la matrice di autocorrelazione del segnale trasmesso. In [2] viene dimostrato che per questi sistemi la mutua informazione si esprime come

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = B \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_x}{N_t \sigma_w^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{H}^H \right) \quad bps \quad (2.10)$$

In definitiva si trova che, definita $Tr(\mathbf{R}_{\mathbf{xx}})$ la traccia della matrice $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$, che rappresenta il vincolo sulla potenza totale utilizzabile dal sistema, si ha

$$C = \max_{Tr(\mathbf{R}_{\mathbf{xx}})=N_t} B \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_x}{N_t \sigma_w^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{H}^H \right) \quad bps \quad (2.11)$$

Se trasmettiamo la stessa percentuale di potenza su tutte le antenne, ed è quello che faremo sempre in questo lavoro, abbiamo che $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = (E_x/N_t)\mathbf{I}_{N_t}$. Noi supporremo anche di normalizzare la potenza disponibile, pertanto avremo che $E_x = 1$. In Figura 2.2 è illustrato l'andamento della capacità in funzione del rapporto Segnale su Rumore (Signal to Noise Ratio, SNR) in Decibels, che è definito come

$$SNR = \frac{E_x}{N_t \sigma_w^2}, \quad SNR_{dB} = 10 \log_{10} SNR \quad (2.12)$$

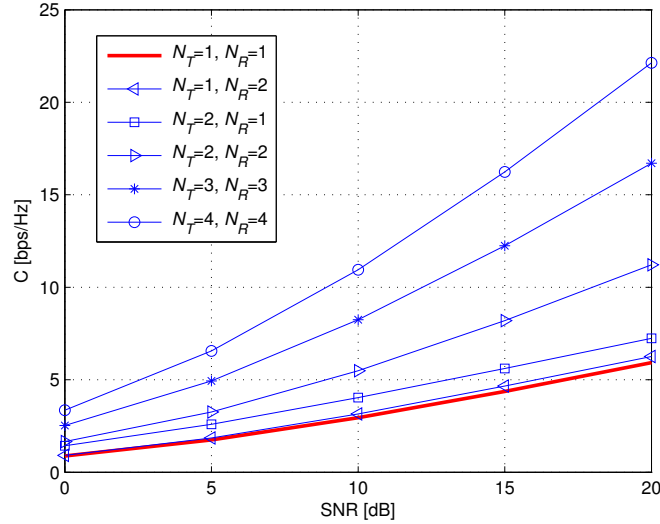


Figura 2.2: Nel grafico è possibile osservare come la capacità aumenti con il numero di antenne

Shannon ha anche dimostrato che, dato un canale con capacità C , per qualsiasi probabilità di errore sull'informazione ricevuta P_e , esiste un rate di trasmissione $R < C$ che soddisfa P_e (Secondo Teorema di Shannon). Questo significa, in altre parole, che quando andiamo a progettare il nostro sistema di comunicazione, la nostra velocità di trasmissione sarà vincolata sia da P_e che da C .

Andremo ora a fornire gli strumenti matematici che si utilizzano per modellare un canale MIMO. A seguire, presenteremo le più importanti tecniche utilizzate attualmente in questi sistemi.

2.1 Modello del canale MIMO

La modellizzazione di un canale, sia tratti esso di SISO o di MIMO, è un aspetto delicato in quanto, se da un lato sarebbe desiderabile possedere un modello molto realistico, d'altro lato è difficile riuscire a rappresentare matematicamente tutti gli aspetti che si manifestano nella realtà. Pertanto

solitamente si usa semplificare il modello, adeguando la sua accuratezza all'aspetto particolare che vogliamo studiare. I principali fenomeni ambientali che influenzano il canale radio ed in particolare il livello della potenza al ricevitore, indicata con P_r , sono presentati di seguito.

- **Fenomeni di larga scala come path loss e shadowing**

Il *path loss* è l'attenuazione della potenza trasportata dal segnale, causata innanzitutto dalla distanza percorsa (sia parla di attenuazione di spazio libero dovuta all'apertura del fronte d'onda), ma anche dalla presenza di oggetti assorbenti (come pareti o terreno), e dall'assorbimento del mezzo stesso. Se un dispositivo trasmette un segnale impiegando la potenza P_t a un dispositivo a distanza d , il quale riceve il segnale con una potenza pari a P_r , il path loss è definito come

$$L = \frac{P_r}{P_t} \quad (2.13)$$

E' possibile usare vari modelli per il path loss: un modello molto semplice ed ampiamente utilizzato è il Simplified Path Loss, in quanto necessita la definizione di tre soli parametri. d_0 è la distanza di riferimento, che è posta a un valore nell'ordine degli 1-10 m per le comunicazioni indoor, K è una costante detta guadagno di spazio libero che dipende dalla lunghezza d'onda λ ed è definita

$$K = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2 \quad (2.14)$$

ed n è un valore tabulato che dipende dall'ambiente in cui ci troviamo: nel caso di nostro interesse, uffici di medie dimensioni, il valore è compreso tra 1.6 – 3.5. Il path loss è definito come

$$P_r = P_t K \left[\frac{d_0}{d} \right]^n \quad (2.15)$$

Indichiamo invece con *shadowing* il fenomeno di attenuazione casuale dovuto ai cambiamenti macroscopici che avvengono nell'ambiente, come per esempio lo spostamento di oggetti, che causano fluttuazioni della potenza ricevuta. Solitamente esso è modellato con una distribuzione log-normale, con una deviazione standard basata su dati empirici.

- **Fenomeni di piccola scala (*multipath fading*)**

Essi sono dovuti al fatto che un mezzo solitamente contiene una moltitudine di oggetti riflettenti: un segnale inviato attraverso di esso si frammenta in un certo numero di repliche, ognuna delle quali compie un proprio percorso prima di essere ricevuta. La ricezione della somma di segnali provenienti da percorsi diversi si traduce nel fatto che il segnale auto-interferisce, producendo attenuazioni e sfasamenti. Le variazioni in questo caso sono molto ravvicinate e quindi portano a segnali instabili; possono essere osservate variazioni sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza.

La variazione dell'ampiezza del segnale varia nel tempo a causa delle differenti velocità relative dei vari percorsi, cioè in altre parole a causa dell'effetto Doppler. Questo effetto si osserva in presenza di velocità relativa tra due dispositivi, e consiste in uno spostamento della frequenza, che date la velocità, la lunghezza d'onda e l'angolo è quantificabile in

$$f_{d_i} = \frac{v_i}{\lambda} \cos(\theta_i) \quad (2.16)$$

Definiamo *Doppler spread* la quantità

$$\hat{f}_d = \max_{i,j} |f_{d_i}(t) - f_{d_j}(t)| \quad (2.17)$$

Valuteremo il tempo di coerenza di canale, ossia l'intervallo di tempo in cui non osserviamo variazioni di ampiezza significative, come $T_c \approx \hat{f}_d^{-1}$.

Il fenomeno del fading in frequenza è invece legato al concetto di *delay spread*, un parametro che quantifica la dispersione dell'energia del segnale nel tempo. Se indichiamo con $\tau_i(t)$ l'istante in cui il raggio i -esimo arriva al ricevitore, il delay spread è definito come

$$\hat{\tau} = \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)| \quad (2.18)$$

Se indichiamo con B la banda di frequenza utilizzata dal segnale, la condizione da rispettare per avere un canale non affetto da fading in frequenza può essere indicata come $\hat{\tau} \ll B^{-1}$. In questo caso parliamo di canale a banda stretta (*narrowband*). Chiamiamo banda di coerenza l'intervallo di frequenze in cui il canale presenta un andamento quasi piatto: è una misura difficile da quantificare, ma si può affermare che essa sia all'incirca uguale all'inverso del delay spread.

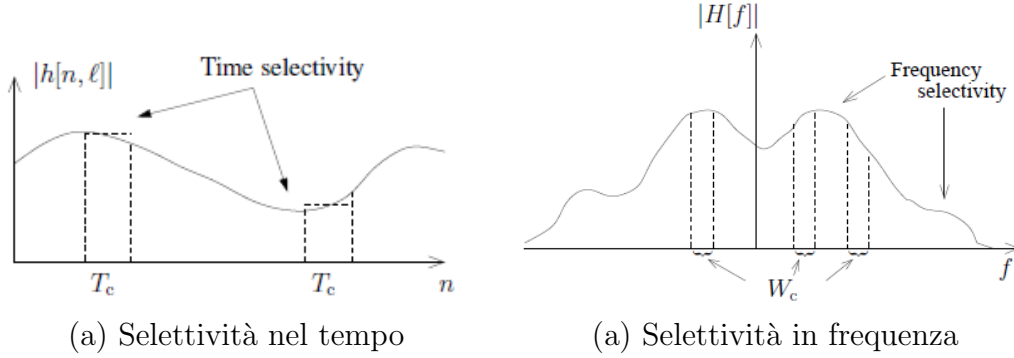


Figura 2.3: Una rappresentazione dei concetti di selettività nel tempo e nella frequenza per un canale SISO. Nel caso di canale MIMO, si dovranno considerare gli andamenti di tutti i $N_t \times N_r$ coefficienti della matrice di canale

Noi abbiamo considerato di operare in un ambiente in cui l'onda elettromagnetica viaggia tra trasmettitore e ricevitore in modo indiretto (comunicazione *Non-Line-Of-Sight*, NLOS): il modello utilizzato solitamente in questa situazione è il fading di Rayleigh. Il modello prevede che i guadagni di canale siano distribuiti secondo una distribuzione gaussiana complessa di media nulla e varianza σ^2 . Noi poniamo $\sigma^2 = 1$ in quanto la potenza media ricevuta è già inclusa nel modello del path loss.

In conclusione, ponendo i due dispositivi ad una distanza d otterremo una certa P_r media, e di conseguenza un valore di SNR medio, indicato con il simbolo γ_0 . Gli effetti del multipath causeranno inoltre una oscillazione del livello di P_r attorno al suo valore medio, e di conseguenza del valore dell' SNR istantaneo, che d'ora in avanti indicheremo con Γ . In presenza di fading di Rayleigh esso avrà la funzione di densità di probabilità

$$p_{\Gamma}(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}} \quad (2.19)$$

Un altro aspetto fondamentale da includere nel modello è la *correlazione spaziale*. Il fatto che nei sistemi MIMO un dispositivo contenga un certo numero di antenne ravvicinate tra loro fa in modo che lo stesso segnale sia rilevato da ognuna di esse, ma con caratteristiche di ampiezza e fase differenti. Questo aspetto viene detto appunto correlazione spaziale, e se definiamo l'operatore $vec()$ che posiziona tutte le colonne di $H_{i,j}$ in un singolo vettore colonna, si può descrivere matematicamente come

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \text{E}[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H] \quad (2.20)$$

Vedremo in seguito che ricavare la correlazione spaziale non è compito facile, in quanto è necessario avere piena conoscenza del sistema, cioè la posizione e la dimensione degli oggetti riflettenti e la tipologia delle antenne utilizzate. Un approccio ampiamente utilizzato per semplificare la modellizzazione è quello di effettuare la scomposizione detta “di Kronecker”, di grande comodità sebbene sia stato dimostrato che porti a sottostimare il canale [3]. Essa assume totale indipendenza tra le antenne in trasmissione e ricezione: ciò permette quindi di scomporre il problema della correlazione spaziale in due problemi distinti definendo il prodotto di Kronecker [4] tra la matrice che descrive la correlazione al ricevitore \mathbf{R}_r e quella che descrive la correlazione al trasmettitore \mathbf{R}_t .

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_r \otimes \mathbf{R}_t \quad (2.21)$$

E’ interessante notare che il rango della matrice \mathbf{R} può influenzare notevolmente la matrice di canale in quanto può diminuirne il rango e quindi diminuire la capacità.

2.1.1 Scelta del modello

Al momento i modelli proposti in letteratura si possono raggruppare in queste famiglie, come ben evidenziato da [5]:

- modelli deterministici
- modelli stocastici
- modelli stocastici basati sulla geometria dei raggi
- modelli analitici.

Il modello di canale che abbiamo deciso di utilizzare per questo lavoro appartiene alla famiglia dei **modelli stocastici basati sulla geometria dei raggi**, che appaiono al momento i più utilizzati nel mondo della ricerca del settore. Ne è a testimonianza il fatto che essi sono quelli scelti dagli enti che hanno standardizzato i più moderni protocolli che impiegano tecnologie MIMO, come 3GPP o IEEE 802.11. Andiamo a presentare questa famiglia introducendone un esponente significativo: il modello di canale proposto dal Task Group di 802.11.

Il modello di canale [6] risale al 2004 ed è stato sviluppato da personale proveniente da un grande numero di centri di ricerca differenti. Si proponeva di essere utilizzato per simulare sistemi radio con standard 802.11n in una grande varietà di ambienti, urbani e rurali. Proprio per questo motivo gli autori hanno scelto le distribuzioni dei parametri stocastici basandosi su vaste campagne di misurazione condotte nei vari ambienti. Gli autori hanno poi utilizzato il già citato modello di Kronecker per modellizzare separatamente l'ambiente di propagazione e la geometria delle antenne, per andare in seguito ad ottenere il modello generale unificando i due contributi.

La sintesi dei contributi viene eseguita seguendo i percorsi dei fasci di energia elettromagnetica prodotti dal trasmettitore attraverso l'ambiente, fino ad arrivare al ricevitore. Questi raggi sono attenuati, deviati e distorti dagli oggetti presenti nell'ambiente: l'idea è quella di disporre nell'ambiente N_c clusters, ovvero oggetti riflettenti, caratterizzati da parametri stocastici. Questo modello viene chiamato Clustered Delay Line (CDL). Un cluster è caratterizzato da un Angolo di Arrivo del raggio (Angle of Arrival, AoA), un Angolo di partenza (Angle of Departure, AoD), una distribuzione di dispersione temporale, l'attenuazione e il shadowing.

Il modello CDL si crea dunque seguendo questi passi:

- Scegliere l'ambiente (ne sono stati individuati sei, da A ad F).
- Scegliere il numero di clusters N_c .
- Definire secondo le distribuzioni di probabilità le già citate proprietà di ogni cluster.
- Definire il tipo, e la configurazione, delle antenne.
- Calcolare le matrici di correlazione per ogni raggio (ogni percorso dell'onda elettromagnetica).

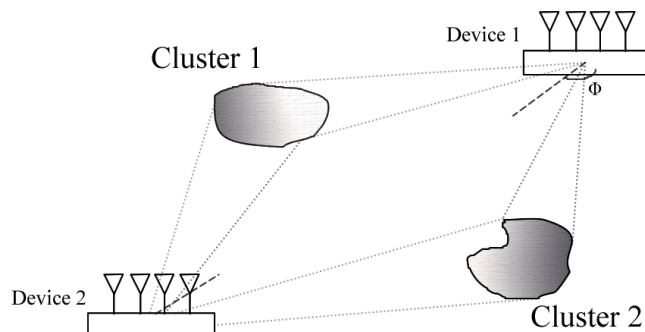


Figura 2.4: Rappresentazione del modello a clusters

Abbiamo introdotto attraverso un esempio quale sia l'approccio dei modelli stocastici basati sulla geometria dei raggi. In ogni caso nel nostro lavoro noi non avremo bisogno di usare un modello così complesso come quello presentato, pertanto attueremo delle semplificazioni. Supporremo sempre che:

- il canale varia molto lentamente nel tempo, e con variazioni discrete (*time block fading*). Ciò equivale a dire che il canale è coerente nel tempo, secondo il principio definito in precedenza;
- è costante in frequenza (*frequency flat fading*) ovvero che il canale è a banda stretta;
- non abbiamo il fenomeno di shadowing;
- trasmettitore e ricevitore si trovano alla stessa altezza, e il segnale si diffonde solo sul piano che li contiene. Ciò permette di studiare il problema senza doverlo affrontare nelle tre dimensioni spaziali.

Lo scenario finale in cui ci muoveremo è dunque costituito da un trasmettitore contenente N_t antenne e un ricevitore contenente N_r antenne che comunicano per mezzo di un canale che può essere rappresentato con una matrice di trasferimento \mathbf{H} di dimensioni $N_t \times N_r$.

Applichiamo il modello di Kronecker, che matematicamente si traduce nello scomporre la matrice di canale nel prodotto di tre matrici

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (2.22)$$

dove \mathbf{R}_r , \mathbf{R}_t sono le matrici di correlazione spaziale di ricevitore e trasmettitore, e \mathbf{H}_w è una matrice $N_t \times N_r$ a coefficienti Gaussiani complessi (che rappresenta il Rayleigh fading, caso di canale NLOS).

2.2 Antenne riconfigurabili

Una comune antenna utilizzata nei sistemi di comunicazione wireless produce un'irradiazione che è definita in fase di progetto, ed opera ad una frequenza prefissata. Ci riferiamo ad essa con il nome di antenna statica, in quanto essa non varia le proprie caratteristiche nel tempo. Sebbene sia caratterizzata da costi contenuti e semplicità di utilizzo, in molte applicazioni è utile possedere antenne che possano variare le proprie caratteristiche ed adattarsi al canale radio.

I primi esempi di dispositivi riconfigurabili furono i sistemi composti da schiere di antenne negli anni 1930 [7]: la riconfigurabilità veniva ottenuta mediante l'alimentazione sfasata di ogni elemento della schiera. La differenza di fase dell'alimentazione causa una variazione del fattore di composizione della schiera, che di conseguenza irradia in modo diverso. I primi sistemi di questo tipo erano solitamente di grandi dimensioni, in quanto utilizzati principalmente come radar o per l'esplorazione spaziale.

Esiste una certa confusione nella nomenclatura dei sistemi riconfigurabili, in quanto ci si riferisce talvolta alle schiere riconfigurabili con il nome di antenne riconfigurabili. Deve essere ben chiaro il fatto che per noi un'antenna riconfigurabile è un dispositivo composto da un'unica struttura irradiante. Esso è basato su degli aspetti totalmente estranei alle schiere riconfigurabili, ed è una tecnologia più moderna, in quanto risale agli anni 1990: gli anni in cui prendono piede le tecnologie di piccola scala come MEMS e componenti a semiconduttore. Ciò ha permesso di ottenere la riconfigurabilità in antenne di piccole dimensioni, come viene presentato ad esempio in [8]. La nostra antenna è quindi composta da un'unica struttura irradiante che può variare le sue caratteristiche ovvero assumere diversi stati (sempre reversibili), ognuno dei quali ha caratteristiche elettromagnetiche differenti. La riconfigurazione avviene tramite un meccanismo di controllo automatizzato. Introduciamo di seguito alcuni concetti fondamentali per comprendere il funzionamento di un'antenna.

Definizione 2. *L'efficienza di un'antenna η è la misura della sua capacità di convertire la potenza del segnale elettromagnetico in potenza irradiata. Individuata una direzione nello spazio tramite gli angoli θ e ϕ , la direttività $D(\theta, \phi)$ di un'antenna è definita come la sua intensità di irradiazione per ogni angolo solido $I(\theta, \phi)$ normalizzata rispetto alla potenza totale disponibile P_{tot}*

$$D(\theta, \phi) = \frac{I(\theta, \phi)}{P_{tot}/(4\pi)} \quad (2.23)$$

Definizione 3. *Il guadagno di antenna è definito come*

$$g(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.24)$$

Definiamo diagramma di radiazione di antenna la rappresentazione nelle tre dimensioni del suo guadagno.

Definizione 4. *Definiamo polarizzazione di un'antenna la direzione di orientamento del campo elettromagnetico che essa irradia.*

Le caratteristiche che si vogliono riconfigurare possono essere essenzialmente di tre tipi:

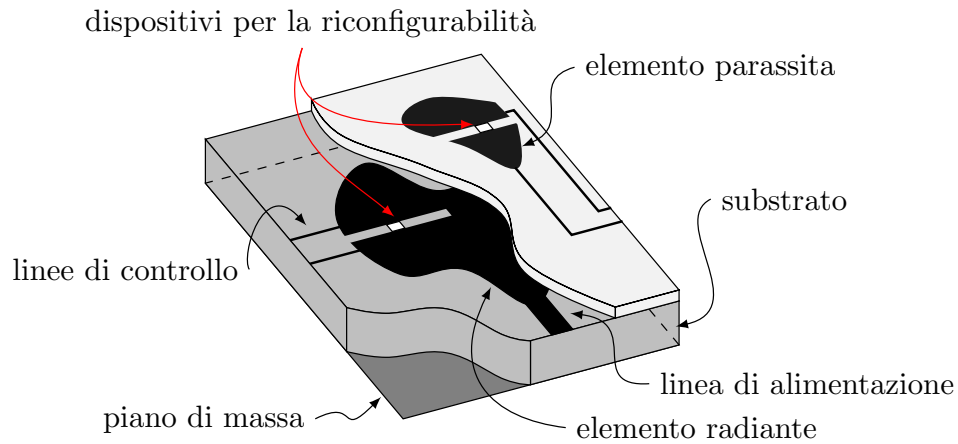


Figura 2.5: Schema concettuale di una antenna riconfigurabile. Cortesia di R. Bersan

- **Diagramma di radiazione.** L'antenna varia il suo diagramma di radiazione ma allo stesso tempo mantiene stabile la propria frequenza di lavoro. In tal modo può compensare le variazioni di campo lontano, formando un diagramma con forma adeguata.
- **Polarizzazione.** La possibilità di cambiare il tipo di polarizzazione permette di renderla coerente con quella del dispositivo ricevitore, e quindi di eliminare l'eventuale attenuazione dovuta all'orientamento reciproco delle antenne.
- **Frequenza di lavoro.** Questa caratteristica riguarda le antenne basate sul fenomeno di risonanza elettromagnetica. La possibilità di cambiare frequenza risonante, ovvero passare dalla frequenza f_0 alla frequenza f_1 in modo continuo o discreto senza variare le caratteristiche di radiazione, permette di avere un sistema che può lavorare a frequenze diverse (detto sistema multibanda) senza bisogno di mantenere un'antenna per ogni banda desiderata.

Per quanto riguarda gli aspetti di fabbricazione, una moderna antenna riconfigurabile (una cui raffigurazione concettuale è visibile in Figura 2.5) è caratterizzata da un certo numero di elementi conduttori, che irradiano il campo elettromagnetico, e da un meccanismo di riconfigurazione. I conduttori presenti nell'antenna si possono suddividere due gruppi: gli elementi guidati, o *driven elements*, che sono collegati alle linee di controllo, ed elementi parassiti (*parasitic*), che sono separati dai primi da uno strato non conduttivo. Il funzionamento del sistema è molto semplice: le linee di controllo

alimentano gli elementi guidati, che irradiano il segnale. Per quanto riguarda la riconfigurabilità, in letteratura è consolidata la distinzione in due tipi di riconfigurazione: la riconfigurazione per contatto e quella parassitica.

La riconfigurazione per contatto è dovuta al fatto che il meccanismo di controllo è in contatto diretto con gli elementi guidati, ovvero fa parte del circuito. Sostanzialmente esso si avvale di interruttori (*switches*) che regolano la apertura e chiusura dei percorsi di corrente. Gli switches possono essere realizzati meccanicamente (MEMS) o mediante semiconduttori: il tipo di tecnologia impiegata dipende dalle specifiche di progetto richieste. Tipicamente queste specifiche sono il tempo di switching (definito come l'intervallo di tempo necessario per passare dallo stato 0 allo stato 1), l'isolamento garantito dal materiale, e la quantità di potenza che fluisce nel dispositivo.

La riconfigurazione parassitica è invece attuata, come facilmente intuibile, sull'elemento parassita, tramite stimoli non elettrici come il segnale ottico o delle pressioni meccaniche.

La disposizione degli elementi parassiti è fondamentale: infatti quando andiamo a riconfigurare un'antenna noi vogliamo che essa vari in modo controllato, ovvero che cambino solo le caratteristiche da noi desiderate, mantenendo le altre invariate. Ecco quindi che gli elementi parassiti devono garantire la stabilità delle caratteristiche dell'antenna che non vogliamo variare.

Ogni elemento degli array che consideriamo in questo lavoro sarà un'antenna riconfigurabile, che può assumere una tra N_P configurazioni diverse. Il comportamento fisico si può introdurre nel modello matematico che abbiamo esposto semplicemente considerando che per ogni scelta di configurazione della j -esima antenna in trasmissione, corrisponde una matrice di canale \mathbf{H} con una diversa j -esima colonna. Allo stesso modo ogni scelta di un'antenna in ricezione darà luogo a una diversa riga della matrice. Ogni configurazione che andremo a selezionare ci farà osservare quindi un canale differente. Noi però supporremo di potere controllare solo l'antenna in ricezione. L'antenna in trasmissione sarà pertanto considerata sempre un array di antenne omnidirezionali.

Con N_T antenne riconfigurabili in trasmissione abbiamo a disposizione in totale $N_S = (N_P)^{N_t}$ diverse possibili matrici di canale. Detto $P = \{1, 2, \dots, N_P\}$ l'insieme degli indici delle possibili configurazioni di un'antenna, detta $p_j \in P$ la configurazione della j -esima antenna, indichiamo con $\mathbf{H}_{\mathbf{p}}$ il canale che viene visto dal sistema ponendo le antenne nelle configurazioni $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_{N_t}]$.

Esempio 1. *Supponiamo di avere un dispositivo con $N_t=3$ antenne. L'antenna 1 è nella configurazione con indice 3, l'antenna 2 nella configurazione 4, l'antenna 3 nella configurazione 7. Allora $\mathbf{p} = [3,4,7]$.*

Per il canale che abbiamo definito, la relazione input-output è in definitiva

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_p \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.25)$$

2.3 Correlazione spaziale

Andiamo ora ad esporre come abbiamo modellato le matrici di correlazione \mathbf{R}_r e \mathbf{R}_t , che devono rappresentare gli effetti dovuti alla vicinanza delle antenne. Presenteremo la prima: la seconda si troverà utilizzando lo stesso ragionamento.

Fissiamo un sistema di coordinate polari in cui sono posizionati i due dispositivi che effettuano la comunicazione. Supponiamo che nell'ambiente siano presenti N_c clusters. Ogni cluster è descritto da queste variabili: un raggio di arrivo, un raggio di partenza e una posizione, individuata dall'angolo solido $\Omega_c = (\phi_c, \theta_c)$. Nel nostro lavoro però abbiamo supposto di lavorare solo nella direzione azimuthale, cioè che il segnale è contenuto solo nel piano $\theta_c = 0$.

I raggi di arrivo e di partenza per ogni cluster sono caratterizzati da tre variabili: un angolo di arrivo e un angolo di partenza, dipendenti dall'angolo ϕ , e la percentuale di potenza che colpisce quel cluster rispetto alla potenza totale inviata dal trasmettitore. Quindi

$$\mathbf{R}_r = \int_{\phi=0}^{2\pi} \mathbf{a}(\phi) \mathbf{a}(\phi)^H \cdot S(\phi) d\phi \quad (2.26)$$

dove

- $S(\phi)$ è il Power Angular Spectrum, e indica il modo in cui è distribuita l'energia rispetto all'angolo di arrivo ϕ_c : nella sezione successiva vedremo come modellare la sua distribuzione.
- $\mathbf{a}(\phi)$ è il vettore direzione (*steering vector*) dell'array, che contiene guadagno e fase per ogni direzione: noi supporremo di lavorare sempre con un array lineare uniforme (ULA) con spaziatura degli elementi pari a d , il cui steering vector è

$$\mathbf{a}(\phi) = [\mathbf{g}_{\text{ant1}}(\phi), \mathbf{g}_{\text{ant2}}(\phi)e^{-j2\pi d \cdot \sin(\phi)}, \dots, \mathbf{g}_{\text{ant}(N_t-1)}(\phi)e^{-j2\pi(N_t-1)d \cdot \sin(\phi)}]^T \quad (2.27)$$

Per quanto riguarda i valori numerici utilizzati in questo lavoro, avendo supposto di lavorare solo nella direzione azimuthale abbiamo utilizzato dei diagrammi di radiazione definiti in un piano, che sono riportati in Figura 2.7. Le antenne possono assumere 8 configurazioni oltre alla omnidirezionale e la frequenza di lavoro è $f_c = 5.805$ GHz: di conseguenza è fissata la spaziatura tra le antenne che sarà $\lambda/2 = 5.17$ cm, e dunque $d = 0.5$. Quattro di queste configurazioni hanno larghezza di banda a metà potenza (HBPW) di 70° e guadagno di 5dB, e quattro hanno HBPW di 110° e guadagno di 3.5 dB. Come si può osservare nella Figura, le configurazioni di diverso tipo sono intervallate tra loro rispetto all'angolo giro. Gli Angoli di Arrivo da cui può arrivare l'energia sono quantizzati in 72 direzioni (ovvero con una spaziatura di 5°).

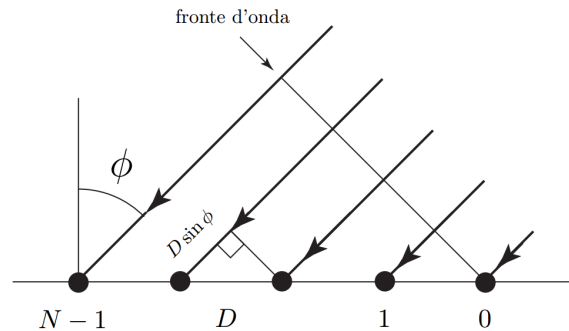
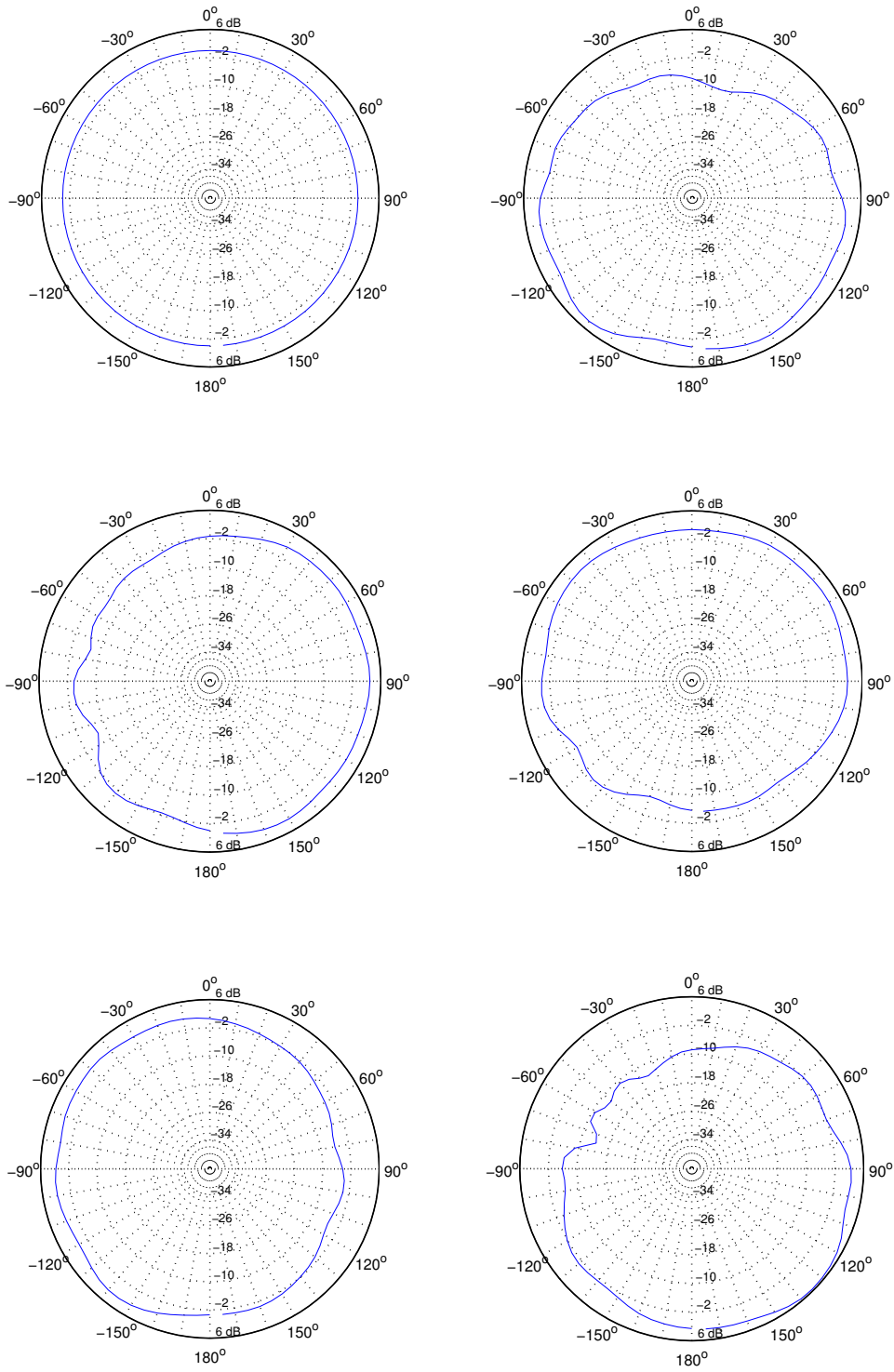
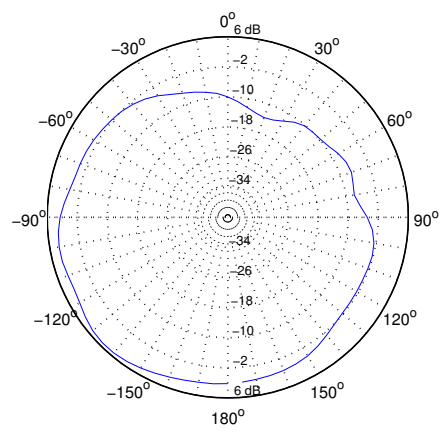
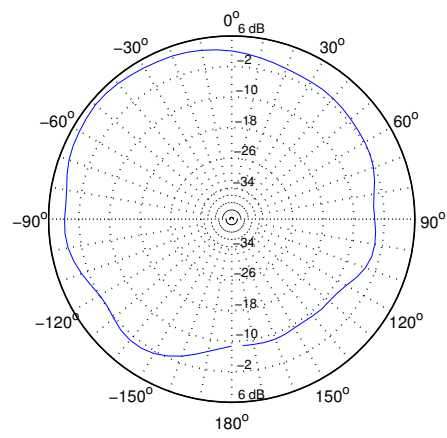
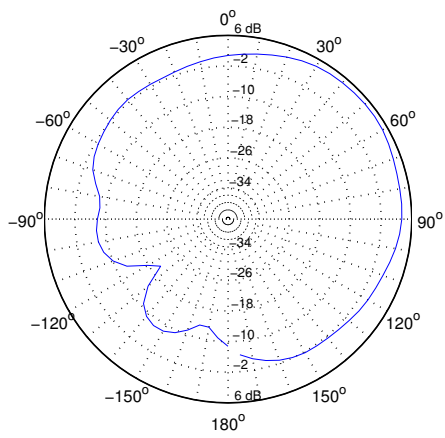


Figura 2.6: Array lineare uniforme (ULA) con N elementi di antenna

Figura 2.7: Diagrammi di radiazione sul piano $x-y$ per le 9 configurazioni



2.4 Modelli di Power Angular Spectrum (PAS)

Il Power Angular Spectrum può essere modellato secondo diverse distribuzioni, che possono essere individuate solo grazie ad estese campagne di misura come per esempio quella presentata in [9]. Proprio per questo motivo non esiste un modello definitivo: pertanto utilizzeremo quelli che sono attualmente riconosciuti come più validi. Nel caso indoor, che è quello di nostro interesse, i modelli considerati più attendibili sono la distribuzione uniforme e la laplaciana troncata.

2.4.1 Distribuzione uniforme

Il primo modello di PAS che abbiamo deciso di implementare è quello uniforme in quanto [10] suggerisce che sia il più adatto per ambienti indoor ricchi di scattering. La distribuzione è uniforme su un intervallo largo $2\Delta\phi$, che dipende dal valore dell'Angular Spread (o Azimuth Spread) σ_A .

Definizione 5. *Definiamo Angular Spread il momento centrale del PAS*

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\phi - \phi_c)^2 S(\phi) d\phi} \quad (2.28)$$

La distribuzione del PAS uniforme è modellabile come

$$S(\phi) = 1/(2\Delta\phi) \quad -\Delta\phi + \phi_c \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_c \quad (2.29)$$

dove poniamo $\Delta\phi = \sqrt{3}\sigma_A$, come suggerito in [11]. L'Angular Spread è dunque una misura della dispersione dell'energia nello spazio intorno alla direzione di arrivo del raggio: essenzialmente all'aumentare del parametro aumenta l'area investita dall'energia, come si può verificare in Figura 2.8.

2.4.2 Distribuzione laplaciana troncata

Molti autori suggeriscono invece di modellare il Power Angular Spectrum con una distribuzione laplaciana troncata, la cui distribuzione di potenza è

$$S(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2\sigma} e^{-\frac{\sqrt{2}|\phi-\phi_c|}{\sigma}}} \quad -\Delta\phi + \phi_c \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_c \quad (2.30)$$

dove Q è il fattore di normalizzazione tale che $\int_{-\pi}^{\pi} S(\phi) d\phi = 1$. Decidiamo di troncata la laplaciana al valore tipico $\Delta\phi = \pi$, in modo da considerare

un angolo giro completo. Per trovare la deviazione standard del PAS ci avvaliamo di quanto affermato in [10] (pag. 82). Gli autori dimostrano che la relazione tra σ e σ_A non è lineare, ma che per $\sigma \in [0^\circ - 35^\circ]$ le due quantità sono pressochè coincidenti. Dal momento che noi lavoreremo con σ_A proprio in questo range, approssimeremo sempre la deviazione standard con l'Angular Spread.

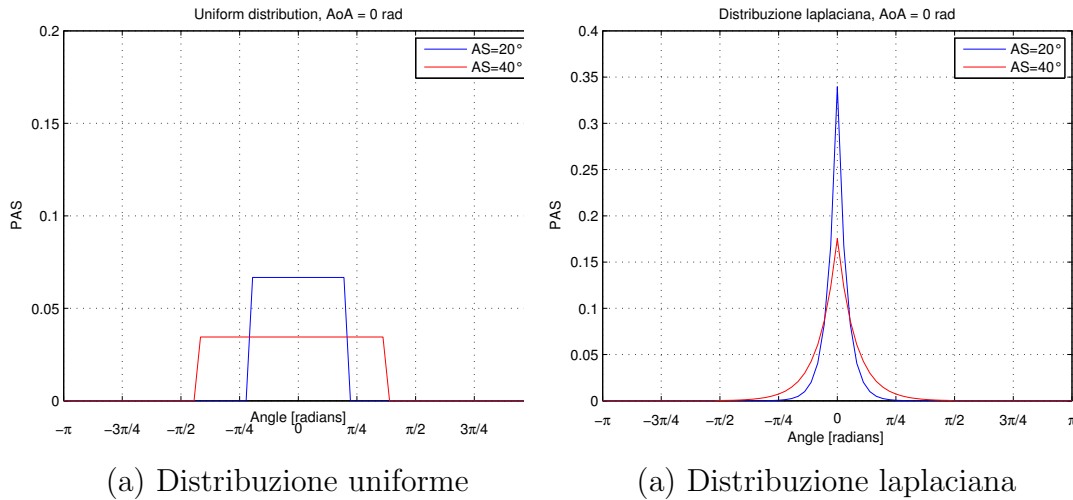


Figura 2.8: Esempi di PAS uniforme e laplaciana per AS=20° e AS=40°

2.4.3 Clusters multipli

Le distribuzioni che abbiamo presentato sono riferite a singoli clusters, ma gli ambienti a cui siamo maggiormente interessati, come uffici di piccole e medie dimensioni, sono ricchi di scattering, e quindi è osservabile la presenza di più clusters. Quanti siano solitamente questi clusters lo si può determinare, al solito, attraverso delle campagne di misurazione. Noi abbiamo deciso di usare come riferimento quanto proposto nel modello del canale MIMO del Task Group 802.11 che avevamo presentato come esempio. Nel documento vengono definiti diversi tipi di canali (A-F), e viene riportato per ognuno di essi il numero di clusters da utilizzare, la distribuzione del PAS, e l'Angular Spread. Osservando la Tabella 2.1 notiamo che negli ambienti B e C (che sono quelli di nostro interesse) si osservano solitamente 2 clusters laplaciani; l'AS viene assunto nel documento compreso nell'intervallo uniforme [20°- 40°] per qualunque modello. Se assumiamo che i clusters siano indipendenti tra loro (per quanto riguarda l'AS e la posizione) non risulta difficile generarli

Modello	Ambiente tipico	N_c
A	Canale AWGN ideale, solo per calibrazioni	1
B	Piccoli uffici, residenze private	2
C	Uffici di medie dimensioni	2
D	Grandi spazi ma confinati (atrio di edificio, piazza), LOS	3
E	Grandi spazi aperti urbani	4
F	Grandi spazi aperti urbani (alto delay spread)	6

Tabella 2.1: Gli ambienti considerati dal modello proposto dal TG 802.11n

singolarmente, e poi generare la PAS risultante dalla loro somma (ovviamente normalizzando la potenza per ottenere una distribuzione di probabilità). In Figura 2.9 si può vedere un esempio di PAS che abbiamo generato.

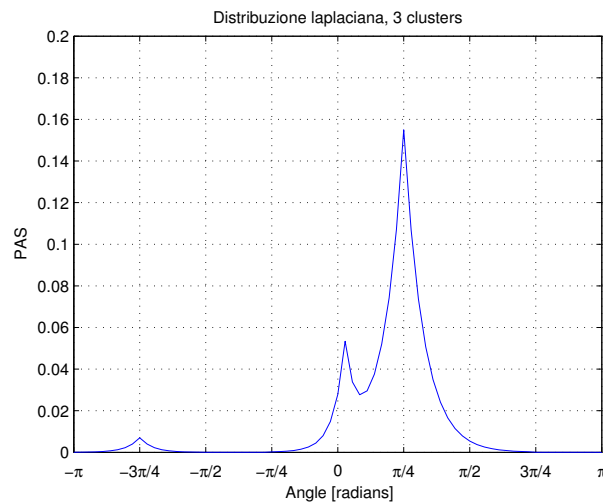


Figura 2.9: Un esempio di distribuzione per la PAS prodotta da 3 clusters

2.5 Vantaggi dei sistemi MIMO

Abbiamo inizialmente esposto i benefici che può dare un sistema MIMO in termini di capacità di canale, e in seguito esposto in dettaglio come modellare matematicamente un tale sistema. Ora vogliamo presentare un excursus sui

vantaggi dati da un sistema MIMO rispetto ai sistemi a singola antenna. I vantaggi che si possono ottenere sono riassunti da [12] e sono:

- **Guadagno di array**

L'utilizzo di antenne multiple in ricezione e trasmissione permette di aumentare la qualità del segnale ricevuto, ovvero il valore dell' SNR al ricevitore, in quanto il segnale è trasmesso attraverso diversi canali che possono attenuarlo in modo diverso. Il ricevitore colleziona più copie dell'informazione e, se esso ha la capacità di combinarle coerentemente tramite una fase di processamento, può ricavarne dei benefici notevoli in termini di qualità del segnale.

La tecnica di processamento del segnale che si applica solitamente per sfruttare il guadagno di array è detta *beamforming* ed è attuata in modo collaborativo tra ricevitore e trasmettitore. Consiste essenzialmente nell'attribuzione di un peso ai segnali ricevuti su ogni elemento, a seconda della qualità del canale in cui sono stati trasmessi: infatti la matrice di canale \mathbf{H} si può scomporre sempre nella sua Singular Value Decomposition (SVD), ovvero

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (2.31)$$

con $\mathbf{\Sigma}$ matrice quadrata e diagonale. I valori presenti sulla diagonale sono detti valori singolari di \mathbf{H} .

La tecnica presuppone che il trasmettitore venga a conoscenza della matrice \mathbf{V} . Viene dunque applicato lo schema a blocchi di Figura 2.10, che rappresenta l'equazione

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{w} = \mathbf{\Sigma}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2.32)$$

In definitiva si ottiene che il ricevitore vede a valle del filtro un sistema di canali SISO paralleli e decorrelati tra loro. E' importante notare che la tecnica presuppone l'aggiunta di una certa complessità nel sistema dovuta alla fase aggiuntiva di processing.

- **Diversità**

Quando parliamo di "diversità" nello studio dei sistemi MIMO intendiamo il fatto che questi sistemi permettono di attuare la comunicazione utilizzando diversi canali. La diversità può essere ottenuta da tutti gli aspetti che posso variare all'interno del sistema: tipicamente dalla selezione di antenne diverse (in questo caso si parla di antenna diversity),

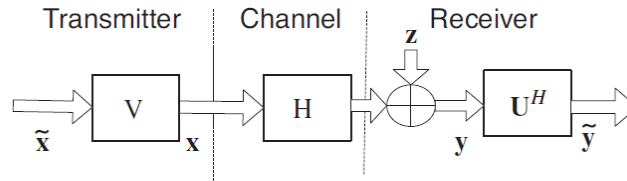


Figura 2.10: Schema a blocchi di un digital beamformer realizzato tramite SVD

oppure dall'utilizzo di polarizzazioni diverse, o di frequenze di utilizzo diverse. In questo lavoro di tesi abbiamo studiato la diversità offerta dalle antenne riconfigurabili, data dalla possibilità di selezionare diagrammi di radiazione diversi, conosciuta come *pattern diversity*. La possibilità di “scegliere” quali canali usare per comunicare è estremamente vantaggiosa in quanto permette di risolvere i problemi di degradazione del segnale dovuti alle variazioni a cui è affetto il canale radio canale. Si può sfruttare la diversità utilizzando varie tecniche, che hanno in comune lo scopo di rendere il canale, instabile e tempo variante, in un canale praticamente stabile, e affetto solo dal rumore AWGN.

Le tecniche più semplici per sfruttare la diversità spaziale al **ricevitore** sono: selection combining (SC) e maximal ratio combining (MRC). La prima consiste semplicemente nell'inviare copie multiple al ricevitore, che sceglie solo quella che presenta il miglior rapporto segnale rumore, scartando le altre. La seconda, MRC, è più raffinata e combina il segnale ricevuto su ogni antenna, pesandolo secondo un vettore di peso.

Se vogliamo applicare delle tecniche al **trasmettitore**, invece, potremmo essere limitati dalla quantità di informazioni in nostro possesso sullo stato del canale in cui stiamo trasmettendo. Infatti il trasmettitore può conoscere il canale solamente attraverso un feedback, più o meno informativo, inviato da parte del ricevitore. Una tecnica per sfruttare la diversità temporale al trasmettitore che non richiede alcun tipo di feedback è l'impiego di space time coding (STC). Le tecniche di antenna o pattern selection invece necessitano di un feedback che renda noto al trasmettitore quali siano le prestazioni della combinazione che sta utilizzando.

- **Efficienza spettrale**

Un altro vantaggio fondamentale è la possibilità di suddividere più informazioni in parallelo su antenne diverse, trasmettendole poi sulla

stessa banda, compiendo quindi un *multiplexing spaziale* (SM-MIMO). Ovviamente questo approccio consente di trasmettere molti più dati sul canale rispetto agli approcci basati sul guadagno di array e sulla diversità, in quanto in quel caso utilizzavamo le risorse del canale per proteggere le informazioni, mentre in questo caso l'intento è quello di massimizzare la velocità di trasmissione. Le tecniche che sfruttano lo spatial multiplexing vengono impiegate solitamente nelle regioni dette "ad alto throughput", cioè in presenza di livelli di rumore bassi.

L'aspetto critico di un sistema SM-MIMO, infatti, è la detection del segnale al ricevitore, ovvero il suo filtraggio per rimuovere gli effetti del canale. Usualmente essa avviene utilizzando i filtri lineari come il zero-forcing (ZF) e il filtro MMSE in quanto computazionalmente efficienti.

- **Riduzione dell'interferenza**

L'alta diffusione di sistemi di comunicazione wireless nella nostra vita quotidiana ha fatto sì che in un tipico ambiente urbano si sovrappongano le comunicazioni di molti utenti, causando il fenomeno di interferenza elettromagnetica. Questo fenomeno degrada la velocità di trasmissione del sistema di comunicazione per due motivi: la corruzione dell'informazione e la congestione del canale. Sono state adottate diverse tecniche per ovviare al problema, come per esempio l'introduzione dei protocolli di accesso al canale oppure l'allocazione dinamica delle bande di frequenza. In alcuni sistemi, come per esempio nello standard 802.11 che introdurremo nel Capitolo successivo, si è arrivati a scegliere di utilizzare un'altra banda di frequenze in alternativa alla ormai congestionata banda dei 2.4 GHz. L'utilizzo di dispositivi MIMO è senz'altro una ulteriore possibilità che sarà largamente utilizzata in futuro per limitare il fenomeno. Inoltre, in situazione di MU-MIMO (multi-user MIMO) è possibile sfruttare l'array di antenne per direzionare il segnale verso l'utente desiderato, in modo tale da confinare l'energia del segnale in determinate direzioni e minimizzare l'interferenza tra utenti.

2.5.1 Guadagno di multiplexing e guadagno di diversità

Abbiamo affermato che un sistema MIMO può migliorare la affidabilità e la quantità delle informazioni ricevute: è facilmente intuibile però che le due importanti qualità siano in antitesi tra loro. Per quantificare il problema,

è necessario introdurre una misura del guadagno offerto dalle tecniche della diversità e del multiplexing.

Se rappresentiamo con R il rate di trasmissione, misuriamo l'affidabilità delle informazioni ricevute con la probabilità $P_e(\gamma_0, R)$ che un pacchetto di dati venga decodificato non correttamente al ricevitore. Questa quantità sarà indicata anche come FER (Frame Error Rate). La quantità di informazione trasportabile è rapportata alla capacità di interruzione (*outage capacity*) ad un dato SNR , $C_{out,p}(\gamma_0)$. Questa quantità è definita come il rate R supportato dal $(100 - p)\%$ delle realizzazioni dato un certo γ_0 .

Quantificare i guadagni delle tecniche è molto utile nel momento in cui dobbiamo scegliere quale adottare: solitamente per compiere questa scelta si impiegano algoritmi decisionali basati su di un compromesso (si veda ad esempio [25]). Questo compromesso (*trade off*) viene indicato in letteratura come “diversity-multiplexing trade off”.

Il guadagno dovuto all'impiego di multiplexing è dato dal rapporto tra la capacità di interruzione rispetto all'SNR in scala logaritmica, quando l'SNR tende asintoticamente all'infinito

$$r_{max} = \lim_{\gamma_0 \rightarrow \infty} \frac{C_{out,p}(\gamma_0)}{\log_2 \gamma_0} \quad (2.33)$$

Abbiamo quindi che, idealmente, esiste un legame lineare tra SNR e rate di trasmissione: $r_{max} = \min\{N_t, N_r\}$. E' invece possibile esprimere il guadagno massimo di diversità con

$$d_{max} = - \lim_{\gamma_0 \rightarrow \infty} \frac{\log_2 P_e(\gamma_0, R)}{\log_2 \gamma_0} \quad (2.34)$$

Sempre nelle condizioni di idealità si ha che $d_{max} = N_t N_r$, pertanto un aumento di SNR è legato alla diminuzione del FER da un fattore $2^{N_t N_r}$. In Figura 2.11 è riportato un grafico che mostra come i guadagni siano inversamente collegati.

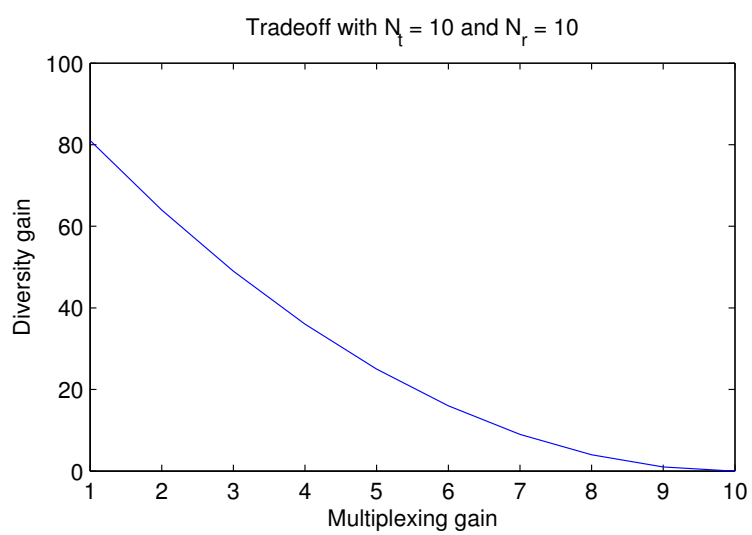


Figura 2.11: Curva del tradeoff per un canale di Rayleigh

2.6 Perché un sistema di antenne riconfigurabili?

A seguito della esposizione che abbiamo fatto riguardo al canale radio e ai sistemi MIMO, dovrebbe essere chiaro perché l'idea di utilizzare un array di elementi riconfigurabili (nel senso che possiamo scegliere il loro diagramma di radiazione) potrebbe essere una idea interessante. Un tale sistema permette ovviamente di raggiungere rate di trasmissione più elevati rispetto a un sistema a singola antenna. Permette inoltre di sfruttare le tecniche di spatial multiplexing e di diversità allo stesso modo di un sistema MIMO non riconfigurabile. Aggiunge però rispetto a questo sistema due miglioramenti:

- la possibilità di scegliere le direzioni di trasmissione e quindi di ridurre l'interferenza con altre comunicazioni o incrementare la quantità di energia ricevuta.
- la possibilità di variare la matrice di canale \mathbf{H} e quindi di minimizzare la correlazione spaziale, aumentando il rate di trasmissione [13].

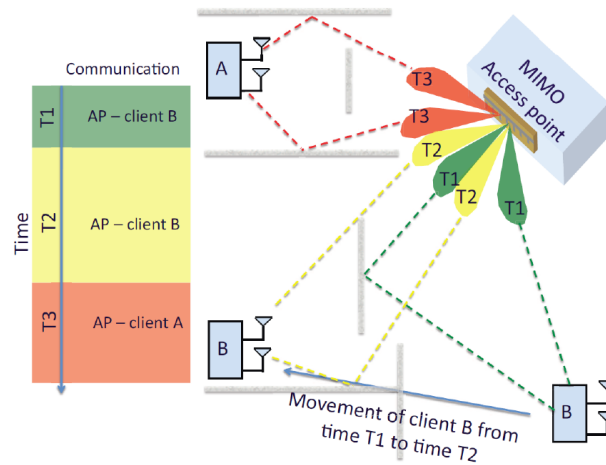


Figura 2.12: Sistema di antenne riconfigurabili

Capitolo 3

Standard IEEE 802.11 *ac*

La vita quotidiana di ogni persona che viva in un ambiente urbano è caratterizzata, ormai da diversi anni, dal frequente utilizzo di reti wireless locali, dette WLAN (Wireless Local Area Network). Esse hanno avuto una grandissima diffusione in quanto, non necessitando di cablaggio, permettono la mobilità del dispositivo all'interno del loro raggio di copertura, che si aggira nell'ordine qualche decina di metri, e sono utilizzate sia nelle abitazioni private, che negli uffici ed edifici pubblici. Allo stesso tempo permettono velocità di trasmissione che (per il momento) soddisfano i bisogni dell'utente medio.

Lo standard di comunicazione più utilizzato dai produttori di dispositivi è IEEE 802.11, conosciuto commercialmente come WiFi. E' stato sviluppato dall'ente IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) e adottato a partire dal 1997 con sempre maggiore successo fino ad imporsi come standard *de facto* per le reti WLAN.

Lo standard contiene le specifiche da applicare nel livello fisico, o *Physical Layer* (PHY) e nel livello di accesso al mezzo, *Media Access Control Layer* (MAC). Guardando al modello ISO/OSI di riferimento per le reti di comunicazioni, il PHY è il livello più basso del modello (livello 1), mentre il MAC è un sottolivello incluso nel secondo livello: il *Data Link Layer*. Nel livello 2 è incluso anche un altro sottolivello, il *Link Layer Control*, LLC, che ha il compito di controllare e segnalare al trasmettitore l'eventuale presenza di errori.

Percorriamo brevemente la storia dello standard 802.11, per poi addentrarci nella descrizione del PHY layer.

3.1 Versioni del protocollo

In ordine temporale, le versioni dello standard sono state:

- 802.11-1997 (*legacy mode*)

La prima versione specificava solo due rate di trasmissione (1 e 2 Mbps) e impiegava tecniche di Spread Spectrum e Forward Error Correction. E' interessante notare che prevedeva la possibilità di usare due tecnologie fisiche differenti: infrarossi, e microonde nella banda ISM (Industrial Scientific Medical).

- Versione a

Questa è stata la prima versione ad implementare la tecnica dell'OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) e a lavorare attorno alla frequenza dei 5.8 GHz. Ricordiamo che le bande a 5 GHz hanno l'aspetto positivo di essere meno sature di comunicazioni e quindi di generare meno interferenze (sebbene il segnale si attenui più rapidamente). Questa versione arriva nominalmente alla velocità di 54 Mbps.

- Versione b

Questa versione lavora nella banda dei 2.4 GHz e utilizza tecniche di Spread Spectrum. Sebbene abbia delle prestazioni inferiori alla versione a, ha avuto più successo commerciale a causa dei costi più contenuti .

- Versione g

Introdotta nel 2003, questo protocollo lavora ancora nella banda dei 2.4 GHz, ma utilizza la tecnica OFDM. E' inoltre interoperabile con la versione b, pertanto si può dire che sia la sua diretta estensione.

- Versione n

La versione ha avuto un grande impatto a livello commerciale, ed al momento è quella implementata nella maggior parte dei dispositivi moderni. Aggiunge la possibilità di utilizzare dispositivi MIMO, e può lavorare in entrambe le bande delle precedenti versioni. Supporta inoltre una gamma moltopiù ampia di MCS: il protocollo permette pertanto di raggiungere il rate di trasmissione nominale di 600 Mbps.

- Versione ac

Questa versione, introdotta di recente, è quella che abbiamo considerato nel nostro lavoro, e che andremo ad esporre in dettaglio.

Caratteristica	Proprietà obbligatorie	Proprietà opzionali
Larghezza banda	20, 40, 80 MHz	80+80, 160 MHz
MCS	0-7	8, 9
Spatial Streams	1	fino a 8
Intervallo di guardia OFDM	Long (800 ns)	Short (400 ns)
Feedback beamforming		Prot. di feedback esplicito
Space Time Block Coding		Alamouti
Forward Error Correction	Codice convoluzionale	Codice LDPC
Multi-User MIMO		fino a 4 streams per utente

Tabella 3.1: Sono riportati gli aspetti più interessanti del protocollo *ac*

Lo sviluppo del protocollo *ac* si è reso necessario per soddisfare le crescenti esigenze di banda che si prevedono per i prossimi anni. Uno dei maggiori *driver* del traffico nelle reti è infatti lo streaming video (HDTV), che richiederà certamente più dei 100 Mbps che si ottengono tipicamente con il protocollo *n*. La versione *ac* ha dunque lo scopo di spingere il throughput del 802.11 verso la soglia dei Gbps per una comunicazione MU-MIMO e di 500 Mbps per una comunicazione SU-MIMO: per questo motivo esso è identificata anche dalla sigla VHT (Very High Throughput). Per ottenere queste velocità di trasmissione è stato necessario aggiungere alcune modifiche rispetto ai protocolli precedenti. Le due novità più importanti introdotte sono l'allocazione dinamica dei canali radio e l'utilizzo di tecniche MIMO, e l'utilizzo di bande di frequenze più elevate [14]. Le nuove funzionalità introdotte devono assicurare la retrocompatibilità con gli standard precedenti: è interessante notare però che essendo il protocollo definito per la banda dei 5 GHz, esso andrà a sovrapporsi solo con la versione *n* che è l'unica a lavorare in questa banda. In Tabella 3.1 sono riportate le peculiarità del protocollo: di seguito andremo a spiegare ognuna di esse in dettaglio.

3.2 Physical Layer

Il Physical Layer comprende i protocolli che consentono la conversione di un pacchetto di bit in un segnale analogico, che verrà in questo modo inviato dall'antenna. Esso deve anche garantire la protezione dell'informazione dalla rumorosità del canale, e pertanto utilizzerà dei codici a correzione di errore. Più precisamente, il layer è suddiviso in due sublayers: il PLCP (PHY

Convergence Procedure), che garantisce l'interfacciamento tra i livelli PHY e MAC e il PMD (PHY Medium Dependent), che garantisce l'interfacciamento tra il PHY e il mezzo fisico. Definire questi due substrati serve a rendere il protocollo il più indipendente possibile dal mezzo fisico. Il pacchetto che viene inviato sul canale, rappresentato in Figura 3.1 si chiama PLCP Protocol Data Unit (PPDU). Come si può vedere esso è suddiviso in:

- Non-HT Short Training Field (L-STF) e Non-HT Long Training Field (L-LTF). Usati per segnalare l'inizio del pacchetto e aiutare la sincronizzazione.
- Non-HT Signal Field (L-SIG). Informa riguardo al rate di trasmissione e la lunghezza del frame, in modo da comunicare la durata della trasmissione.
- VHT Signal A (VHT-SIG-A) e Signal B (VHT-SIG-B) Fields. Sono i due campi più importanti, in quanto molto informativi (sono peculiari di questa versione, infatti il protocollo n non riesce ad interpretarli). Contengono le informazioni riguardo: larghezza di canale, modulazione e codifica utilizzati, oltre al numero di streams spaziali, informazioni riguardo la potenza e alla tecnica MIMO eventualmente utilizzata. Segnalano inoltre se la comunicazione è a singolo utente o multi utente.
- VHT Short Training Field (VHT-STF) e VHT Long Training Field (VHT-LTF) sono due campi usati per la stima del segnale.
- Data Field. Il campo dati è composto da un *header*, un *payload* e una *tail*. Esso contiene l'informazione utile, sebbene in alcune applicazioni, come quelle di stima, essa non venga inviata: in questo caso si parla di Null Data Packet (NDP).
 - Header: è composto da 16 bit di servizio che servono al controllo dell'integrità dell'informazione.
 - Payload: contiene una PSDU, che corrisponde a un pacchetto dati del MAC layer: pertanto è di lunghezza variabile. Proprio per questo motivo si aggiungeranno dei bit di padding.
 - Tail: contiene altri bit di servizio, e più precisamente serve per far terminare la decodifica convoluzionale, che vedremo in seguito, solo dopo i bit utili.

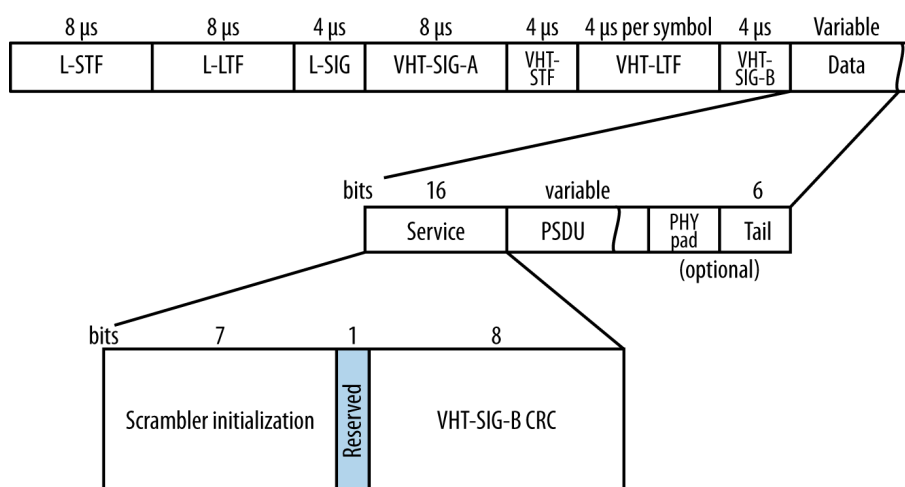


Figura 3.1: Rappresentazione di una PPDU in tutte le sue parti

3.2.1 FEC

Il Physical Layer di 802.11 impiega per la protezione delle informazioni i codici FEC (Forward Error Correction), ovvero dei meccanismi di ridondanza che vengono inviati al ricevitore insieme all'informazione stessa. Quest'ultimo avrà quindi la possibilità di individuare e correggere gli eventuali errori autonomamente, avvalendosi dell'informazione aggiuntiva. Esistono vari tipi di codici FEC: questa versione dello standard prevede l'implementazione obbligatoria di un codice convoluzionale e l'implementazione opzionale di un codice LDPC (Low Density Parity Check). Noi implementiamo la codifica per mezzo di codice convoluzionale. Il codice deve utilizzare il polinomio generatore standard, in cui $g_0 = 133_g$ e $g_1 = 171_g$, con code rate $R_c = 1/2$. Il *code rate* è la proporzione k/n tra i k bit di informazione utile e gli n totali.

Per raggiungere gli altri rate di codifica previsti ($3/4$, $2/3$, e per il nuovo protocollo anche $5/6$) si utilizza la tecnica detta *puncturing*, ovvero si omettono alcuni bit (concordati) della sequenza in uscita dal codificatore.

3.2.2 Interleaving

Un *interleaver* permuta la sequenza di bit in ingresso secondo una mappa predefinita. In modo corrispondente, il *deinterleaver* usa la mappa inversa per riportare la sequenza nell'ordine originale. La tecnica è di semplice

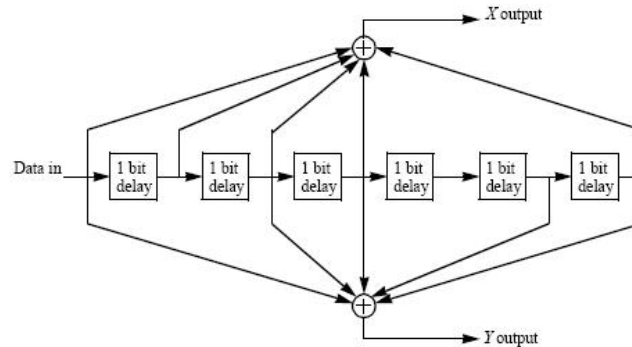


Figura 3.2: Schema a blocchi del codificatore convoluzionale standard

ideazione ma è molto utile laddove abbiamo canali dove gli errori non sono distribuiti in maniera indipendente lungo l'asse temporale, ma abbiamo delle sequenze di errori ravvicinati (*bursty errors*). Teoricamente in questo modo si ottiene in uscita dall'interleaver una sequenza dove gli errori sono identicamente distribuiti. L'utilizzo combinato di codifica convoluzionale ed interleaving è detto *Bit-interleaved coded modulation* (BICM) e permette di migliorare notevolmente il bit error rate.

3.2.3 Modulazione

La modulazione consiste nella mappatura di una sequenza binaria in una sequenza di valori complessi, detti simboli, che rappresentano in ultima istanza l'ampiezza e la fase dell'onda modulante (rimandiamo a [1] per una esposizione approfondita). Nel protocollo l'header del PPDU deve essere sempre modulato allo stesso modo (BPSK), invece la porzione DATA supporta queste modulazioni:

- BPSK (Binary Phase Shift Keying)
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)
- 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)
- 64-QAM
- 256-QAM (che è comunque opzionale per la versione *ac*)

MCS	Modulation	Coding Rate
0	BPSK	1/2
1	QPSK	1/2
2	QPSK	3/4
3	16-QAM	1/2
4	16-QAM	3/4
5	64-QAM	2/3
6	64-QAM	3/4
7	64-QAM	5/6
8	256-QAM	3/4
9	256-QAM	5/6

Tabella 3.2: Modulation and Coding Schemes

3.2.4 Modulation and coding scheme (MCS)

Il protocollo definisce un insieme discreto di rates di trasmissione. Questo insieme contiene i Modulation and Coding Schemes, riportati in tabelle che definiscono le coppie di modulazione/rate supportate, a seconda del numero di streams del multiplexer spaziale (N_{ss}) e degli intervalli di guardia del simbolo OFDM. Nella versione precedente, 802.11n, gli MCS erano indicizzati da 0 a 77. Quelli con indice da 0 a 7 e 32 riguardavano un singolo stream spaziale, quelli da 8 a 31 gli stream multipli con equi-modulazione (EQM). Quelli da 33 a 76 invece permettevano di modulare ogni stream in modo indipendente (UEQM). Infine quelli da 77 a 127 erano riservati. Ne risultava una discreta confusione, tanto che le aziende che implementano il protocollo nei chipset si limitarono a usare nella maggior parte dei casi solo gli EQM. Con il nuovo protocollo, 802.11ac, si usa la stessa architettura (coppie di codificatore-modulatore), ma viene abolita la possibilità di supportare modulazioni non uguali su stream diversi, UEQM [15]. Otteniamo così un insieme di MCS molto più chiaro, che è riportato nella Tabella 3.2. Il trasmettitore come abbiamo già menzionato segnalerà al ricevitore quale MCS è utilizzato all'interno del campo VHT-SIG-A della Figura 3.1.

3.2.5 Larghezza della banda radio

La commissione incaricata dello sviluppo dello standard ha deciso di permettere nella nuova versione l'utilizzo di una larghezza di banda maggiore (80, 80+80 e 160 MHz): infatti è noto che all'aumentare della banda di frequenze corrisponde una velocità di trasmissione più alta (si veda ad esempio il ruolo della banda B in (2.11)). Per il fatto che in molti paesi è difficile trovare una banda di 160 MHz libera intorno ai 5 GHz, l'802.11ac permette l'utilizzo di due canali da 80 MHz non contigui. In questo lavoro non ci focalizzeremo su questo aspetto: per ulteriori informazioni si veda [14].

3.2.6 802.11ac e MIMO

- **Beamforming.** Per quanto riguarda la parte MIMO, che è quella di interesse in questo lavoro, una novità importante è l'introduzione di un protocollo di feedback esplicito per la tecnica di beamforming, che andrà ad assicurare l'interoperabilità tra dispositivi di produttori diversi. Questo feedback segue il seguente protocollo: prima della trasmissione la stazione trasmette un pacchetto di annuncio di dati nullo (NPDA) contenente il suo indirizzo, e la lista degli indirizzi dei client da cui vuole il feedback. Dopo un breve spazio inter-frame (SIFS), viene inviato un altro NPD per l'ascolto del canale. Ogni client quindi risponderà alla stazione inviando un frame contenente le informazioni compresse sulla base delle quali si effettuerà il beamforming. Le informazioni più importanti contenute nel feedback compresso sono
 - *VHT MIMO control field*, che contiene le dimensioni della matrice di canale;
 - *VHT compressed beamforming report*, che contiene la matrice di beamforming;
 - *MU exclusive beamforming report*, che contiene informazioni utili alla stazione per creare le steering matrices in caso di multi-utenti.
- **Spatial multiplexing.** Il numero massimo di streams spaziali che supporta la versione *ac* è $N_{ss} = 8$ (il doppio rispetto alla versione precedente), ma possono esserne usati al massimo 4 per utente. Bisogna dire però che al momento il numero di streams è limitato dal numero ridotto di antenne che si utilizzano negli odierni sistemi.

- **STBC.** L'implementazione di Space Time Block Coding è ora completamente riportata nello standard, sebbene rimanga opzionale.
- **MU-MIMO.** 802.11ac punta decisamente verso l'utilizzo di comunicazioni Multi User MIMO, che permettono di trasmettere dall'Access Point verso utenti diversi allo stesso tempo e nel medesimo spazio di frequenze, utilizzando semplicemente la separazione spaziale. Questa configurazione di *downlink*, detta DL MU-MIMO, è l'unica supportata nello standard. Infatti non è previsto l'*uplink* MU-MIMO, in parte a causa della complessità del protocollo che necessiterebbe, e in parte perchè non sarebbe molto utile dato che il traffico di un dispositivo Wi-Fi è diretto verso un unico AP [16].

MCS index	Modulation type	Coding rate	20 MHz channels		40 MHz channels		80 MHz channels		160 MHz channels	
			800 ns GI	400 ns GI	800 ns GI	400 ns GI	800 ns GI	400 ns GI	800 ns GI	400 ns GI
0	BPSK	1/2	6.5	7.2	13.5	15	29.3	32.5	58.5	65
1	QPSK	1/2	13	14.4	27	30	58.5	65	117	130
2	QPSK	3/4	19.5	21.7	40.5	45	87.8	97.5	175.5	195
3	16-QAM	1/2	26	28.9	54	60	117	130	234	260
4	16-QAM	3/4	39	43.3	81	90	175.5	195	351	390
5	64-QAM	2/3	52	57.8	108	120	234	260	468	520
6	64-QAM	3/4	58.5	65	121.5	135	263.3	292.5	526.5	585
7	64-QAM	5/6	65	72.2	135	150	292.5	325	585	650
8	256-QAM	3/4	78	86.7	162	180	351	390	702	780
9	256-QAM	5/6	N/A	N/A	180	200	390	433.3	780	866.7

Tabella 3.3: Valori della capacità teorica per un sistema a uno stream. Questa velocità teorica va poi moltiplicata per il numero di streams spaziali ($\times N_{SS}$)

Capitolo 4

Algoritmi di Pattern Selection (PS-MIMO)

Abbiamo affermato che il sistema di antenne riconfigurabili, per la sua stessa natura, necessita di un sistema di controllo che decida lo stato, cioè la *configurazione*, in cui deve essere posizionata ogni antenna. E' chiaro infatti che utilizzare array di antenne riconfigurabili rappresenta un vantaggio in termini di prestazioni solo a patto di configurarle nel modo ottimale. Al contrario, orientare le antenne in un modo errato potrebbe addirittura peggiorare le prestazioni rispetto ad un sistema MIMO statico. In questo Capitolo andiamo dunque a presentare alcuni possibili algoritmi di ricerca delle configurazioni che si potrebbero impiegare in un tale sistema: molti concetti verranno mutuati dalla tecnica dell'Antenna Selection, già menzionata nel Capitolo 2, che per molti aspetti tratta un problema simile. La qualità che vogliamo per i nostri algoritmi è innanzitutto la *velocità*, nel senso che essi devono convergere ad una soluzione in un numero ridotto di passi. Infatti abbiamo assunto di avere un canale con block fading, e quindi ad ogni intervallo temporale corrisponderà una configurazione ottima differente. Il sistema pertanto riconfigurerà le antenne ad ogni variazione del canale, inseguendo la configurazione ottima grazie a degli algoritmi di controllo. Gli algoritmi devono inoltre lavorare con una *conoscenza ridotta del canale*: sfruttare la diversità al trasmettore comporta infatti la necessità di possedere un qualche feedback del canale (costituito dalla Channel State Information, CSI). Spesso però questa CSI è solo parziale, ovvero il trasmettitore non conosce completamente la matrice \mathbf{H} .

4.1 Formalizzazione matematica del problema

Abbiamo definito in (2.1.1) l'insieme delle possibili configurazioni di antenna Π , e $\mathbf{p} \in \Pi$ una configurazione di questo insieme. Il problema di ottimizzazione per trovare la configurazione ottima è dunque

$$\mathbf{p}^* = \arg \max_{\mathbf{p}} [\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}]] \quad (4.1)$$

dove ϕ è la metrica su cui si basa l'ottimizzazione. In letteratura diversi autori hanno proposto tecniche per ottimizzare le metriche in loro possesso: di seguito sono riportate alcune di quelle utilizzate, a seconda del grado di conoscenza del sistema.

1. $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}] = C(\mathbf{p})$

La scelta è basata sulla configurazione che permette di massimizzare il valore del rate raggiungibile, ovvero di individuare il canale con la maggiore capacità: si veda ad esempio [17].

2. $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}] = \text{SNR}_{\min}(\mathbf{p})$

La metrica è il *minimum post-processing SNR*, ovvero l'SNR visto a valle del filtro ricevitore. Il valore di questa quantità dipende quindi dalla tecnica e dal filtro utilizzati [18].

3. $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}] = 1\text{-BER}$

La metrica è costituita dalla percentuale di errori sul bit, o Bit Error Rate [19].

4. $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}] = \eta$

dove con η indichiamo la velocità di trasmissione dati al livello superiore dell'architettura. Queste metriche sono più recenti e sono basate su approcci cross-layer che vogliono massimizzare le prestazioni al Data Link Layer [20].

A prescindere dalla metrica utilizzata, ci si chiede quali siano gli schemi che si possono seguire per trovare una soluzione sub-ottima in tempi ragionevoli. Infatti effettuare una ricerca esaustiva sull'insieme delle configurazioni può essere oneroso: in un sistema del nostro tipo dovremmo valutare $N_S = (N_P)^{N_t}$ metriche. Supponendo ad esempio di avere $N_t = 3$ antenne ed

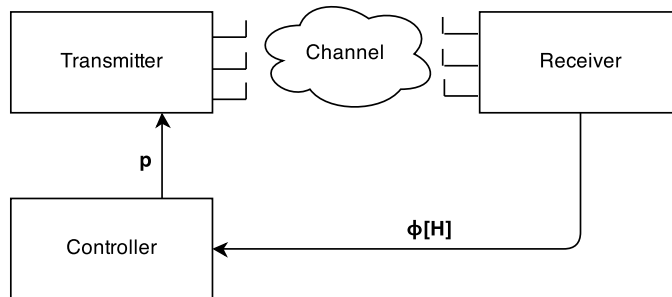


Figura 4.1: Schema del sistema globale

$N_P = 9$ configurazioni per antenna, abbiamo $N_S = 729$ possibili stati dell'array. Un tale metodo esaustivo non sarebbe efficiente nè dal punto di vista computazionale, nè per quanto riguarda la variazione del canale: pertanto sono necessari algoritmi di scelta che convergano più rapidamente.

4.2 Metrica della qualità del collegamento (LQM)

E' interessante collegare le metriche $\phi[\mathbf{H}_p]$ che sono studiate in letteratura alle quantità tipicamente utilizzate per la valutazione di un collegamento in un sistema Wi-Fi, conosciute come metriche della qualità del collegamento (LQM). Una LQM è la misura di un parametro del collegamento, operata da parte di un sistema in modo da conoscere la bontà della comunicazione che sta effettuando. Nei sistemi IEEE 802.11 tipicamente vengono adottate le seguenti LQM [21]:

- SNR istantaneo
- RawBER, ovvero il BER ottenuto al ricevitore in seguito alla decodifica [22]
- Exponential effective SNR mapping (Exp-ESM) [23]
- Capacità del canale
- Informazione mutua per bit codificato, MIBM [24]

Noi abbiamo deciso di utilizzare come metrica la capacità del canale, ponendo dunque $\phi[\mathbf{H}_p] = C$, in quanto vogliamo ottimizzare la quantità di informazioni che il canale arriva a supportare. Di seguito presenteremo due possibili algoritmi che risolvono il problema.

4.3 Algoritmo 1: Incremental Selection

Il primo algoritmo è simile a quello proposto da Li e Frigon in [26], il primo lavoro in letteratura a studiare un sistema riconfigurabile come il nostro. Gli autori chiamano tale sistema PS-MIMO (Pattern Selection MIMO). L'algoritmo è chiamato Incremental Selection in quanto riprende l'idea dell'algoritmo di selezione di antenna incrementale di Gorokhov [17]. A differenza dell'algoritmo di Li e Frigon, però, noi siamo vincolati dalle specifiche di progetto ad utilizzare sempre tutti gli N_t elementi di antenna.

L'idea dell'algoritmo è di iniziare la ricerca con una configurazione completamente omnidirezionale (tre antenne posizionate nel pattern omnidirezionale). Si va dunque a considerare un'antenna alla volta e la si imposta nella direzione che consente di ottenere la massimizzazione della metrica. Una volta trovato lo stato ottimale per questa antenna, la si fissa e si passa all'antenna successiva. Il numero di passi dell'algoritmo è quindi $N_t \times P$. Se indichiamo con $p_i = 0$ l'elemento i -esimo posto in configurazione omnidirezionale, l'algoritmo si può rappresentare con il pseudocodice di Algoritmo 1.

Algorithm 1 Incremental Selection

Initialization

$\mathbf{p} = [0, 0, 0]$

Iteration

```

for Antenna  $i = 1 : N_t$  do
  for all values of  $p_i$  in P do
    obtain  $\phi[\mathbf{H}_p]$ 
  end for
   $\mathbf{p}^* = \arg \max_{\mathbf{p}} [\phi[\mathbf{H}_p]]$ 
  Set  $\hat{p}_i = p_i^*$ 
end for
 $\mathbf{p} = \hat{\mathbf{p}}$ 

```

È interessante menzionare anche il secondo algoritmo, chiamato *pattern-reduced selection algorithm*, che è simile al primo. La differenza con esso è che il sistema conosce anche la matrice di correlazione \mathbf{R}_r e quindi esclude a priori dall'insieme delle possibili configurazioni quelle che darebbero valori di correlazione superiori a una certa soglia. L'approccio è interessante nel caso di sistemi con un numero elevato di possibili diagrammi di radiazione P. Noi però non l'abbiamo potuto applicare in quanto, come abbiamo illustrato nel

Capitolo 2, per conoscere \mathbf{R}_r è necessario possedere l'informazione riguardo al Power Angular Spectrum, che il nostro sistema non ha.

4.4 Algoritmo 2: Sweep Selection

Il secondo algoritmo è invece basato su una idea opposta, ovvero si parte con una configurazione che sia più direttiva possibile, per poi allontanare i pattern da questa posizione e rilassare la direttività nei passi successivi. Il passo iniziale è compiere uno *sweep*, ovvero una spazzata di tutto l'angolo giro, con tutti i pattern orientati nella stessa direzione. Questo garantisce di posizionare la configurazione iniziale nella direzione di metrica massima, che verrà utilizzata come punto di partenza. In seguito si allontanano i patterns da questa configurazione provando le configurazioni circostanti. Con configurazioni circostanti intendiamo tutte quelle che hanno $N_t - 1$ patterns uguali alla configurazione iniziale. In altre parole si effettuano delle nuove spazzate, ma muovendo una sola antenna per volta, mantenendo le altre $N_t - 1$ nel loro stato. Ad ogni ciclo di spazzate, se vi è un nuovo massimo della metrica, andremo a selezionare la corrispondente configurazione e ad effettuare il prossimo ciclo di spazzate partendo da essa. In caso contrario, l'algoritmo si ferma.

Bisogna prestare attenzione al fatto che questo algoritmo, a differenza del primo, non ha un numero di passi deterministico, in quanto esso dipende da quanti massimi trova durante l'esecuzione. In ogni caso esso compie P passi per il posizionamento iniziale e $N_t \times P$ per la prima spazzata, per poi aggiungere $N_t \times P$ passi ad ogni ciclo di ulteriori spazzate. Pertanto esso compie sempre un numero di passi maggiore dell'Algoritmo 1. Di seguito è riportato il pseudocodice dell'Algoritmo 2.

Algorithm 2 Sweep Selection

Initialization

for each $i \in P$ **do**
 Set $\mathbf{p} = [i, i, i]$
 obtain $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}]$
end for
 Set $\mathbf{p}_m = \arg \max_{\mathbf{p}} \phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}]$
 Set $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}_n}] = \infty$

Iteration

while $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}_n}] > \phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}_m}]$ **do**
 Set $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}_m}] = \phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}_n}]$
 Form the set of configurations $S = \{[m, j, j], [j, m, j], [j, j, m]\}$ with
 $j \in P$
 Obtain $\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}]$ for all the configurations in the set
 Set $\mathbf{p}_n = \arg \max_{\mathbf{p}} \phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p}}]$
end while

Capitolo 5

Algoritmi di Link Adaptation

Gli approcci che abbiamo presentato nel Capitolo 5 hanno come obiettivo l'ottimizzazione della capacità di canale: in questo Capitolo vogliamo invece dedicarci ai metodi di ottimizzazione del collegamento dati del sistema riconfigurabile nel caso di una comunicazione con protocollo 802.11ac.

Gli schemi saranno ispirati da quelli del Capitolo 5, ma andranno adattati ad una nuova metrica, in quanto il sistema non conosce direttamente la capacità del canale su cui sta comunicando. Infatti, data una generica configurazione di antenne, il sistema non può lavorare a qualsiasi rate R , con $0 \leq R \leq C$, ma come abbiamo illustrato nel Capitolo 3 esiste un insieme di rates discreto, definito dagli MCS, tra cui può scegliere. Dunque esso non conosce a priori quale sia il rate di lavoro massimo, che diventerà quindi anch'esso un parametro da ottimizzare congiuntamente alla configurazione di antenna. Per trattare il problema dell'ottimizzazione del collegamento, e definire la metrica, dobbiamo introdurre alcuni nuovi concetti.

Definizione 6. *Definiamo Frame il campo DATA della PPDU, che è la parte di informazione che viene inviata al layer superiore. Definiamo Frame Error Rate (FER) la probabilità che tale Frame venga decodificato non correttamente dal ricevitore, e Frame Success Rate (FSR) la probabilità $1-FER$.*

Definizione 7. *Definiamo Qualità di Servizio (Quality of Service, QoS) il valore della soglia minima che un parametro rappresentativo delle prestazioni di un livello deve rispettare.*

Definizione 8. *Definiamo throughput del Data Link Layer, e lo indichiamo con η , il numero di bit correttamente consegnati a tale layer per unità di tempo.*

Definizione 9. *Definiamo Campione una coppia di configurazione di antenna ed MCS $\{\mathbf{p}, \text{MCS}\}$.*

Se indichiamo con $R(m,c)$ il rate massimo raggiungibile usando la modulazione m e il code-rate c (il cui valore è tabulato in Tabella 3.3) possiamo calcolare il throughput come

$$\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p},\text{MCS}}] = \eta = R(m,c) \cdot FSR \quad (5.1)$$

Utilizzando questi concetti possiamo dunque definire un problema di massimizzazione discreta e congiunta

$$\{\mathbf{p}^*, \text{MCS}^*\} = \arg \max_{\mathbf{p}, \text{MCS}} [\phi[\mathbf{H}_{\mathbf{p},\text{MCS}}]] \quad (5.2)$$

Oltre a massimizzare il throughput desideriamo anche che la comunicazione soddisfi una certa Qualità di Servizio, che ci impone un ulteriore vincolo: $\text{FER} < \epsilon$.

Il nostro obiettivo è quello di trovare un campione con metrica sub-ottima testando solo un numero ridotto di campioni: infatti compiere una ricerca esaustiva è, come già detto, troppo dispendioso, tanto più ora che anche il rate è discretizzato. Infatti, supponiamo che il nostro sistema possa realizzare al più $N_{SS} = 3$ streams spaziali (che è il valore massimo raggiungibile dai dispositivi attualmente realizzati). Tale sistema può utilizzare dunque i primi $N_{MCS} = 30$ MCS (dieci per ogni stream), pertanto avremo teoricamente ben $N_{MCS} \times (N_P)^{N_t} = 20412$ possibili campioni tra cui cercare il massimo.

5.1 Meccanismo di feedback

In questo Capitolo viene spiegato come funziona il meccanismo di feedback che permette di ricavare la metrica del sistema, che è calcolata dal trasmettitore utilizzando (5.1): in questa formula $R(m,c)$ è noto in quanto è stabilito dal trasmettitore stesso. Invece per ottenere il FSR è necessario utilizzare un meccanismo di feedback che metta a conoscenza il trasmettitore della probabilità di successo dei frame all'MCS che sta utilizzando.

Una modalità per conoscere il FSR potrebbe essere quella in cui, ricevuta una sequenza di pacchetti di training, il ricevitore compia una stima di questo valore e lo invii in feedback al trasmettitore. Questo è un approccio collaborativo, in quanto presuppone la partecipazione attiva del ricevitore al

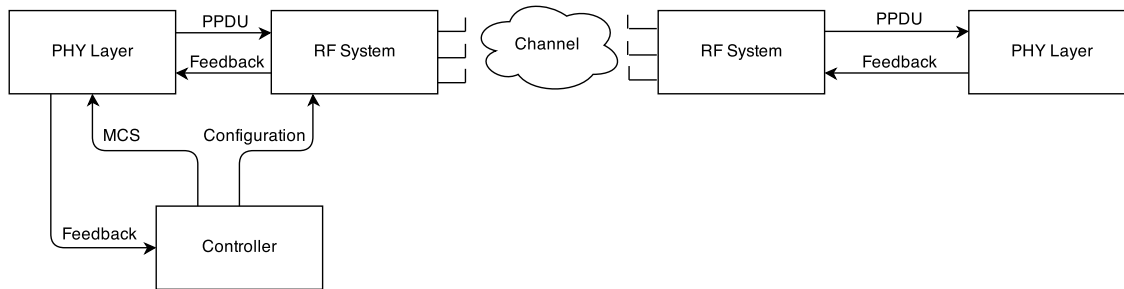


Figura 5.1: Schema del sistema globale

meccanismo di feedback mediante un protocollo. Il modo che noi utilizziamo invece è più semplice da attuare in quanto il ricevitore agisce come dispositivo passivo: il metodo sfrutta il meccanismo di ACK/NACK del sistema 802.11.

Il meccanismo è gestito dal LLC, e ha lo scopo di controllare e segnalare al trasmettitore la ricezione di pacchetti errati. In questo modo il trasmettitore adotterà la strategia di ritrasmissione che riterrà opportuna. Il meccanismo di segnalazione prevede l'invio di un pacchetto denominato ACK se la ricezione è avvenuta correttamente, e di uno denominato NACK se il pacchetto ricevuto non è corretto.

Il meccanismo è sfruttato per stimare la bontà di un campione in questo modo: il trasmettitore, fissata la configurazione di antenna e l'MCS, invia una sequenza di pacchetti al ricevitore, per poi stimare il FSR come

$$FSR = \frac{\text{Numero di pacchetti ACK ricevuti}}{\text{Numero di pacchetti inviati}} \quad (5.3)$$

5.2 Scelta del rate iniziale: Cliff Algorithm

Abbiamo affermato che dobbiamo individuare un campione con metrica sub-ottima avendo a disposizione un numero limitato passi, pertanto possiamo testare solo un sottoinsieme di campioni.

Possiamo innanzitutto constatare che, a prescindere dal numero di streams spaziali utilizzati nella comunicazione, se il sistema utilizza un MCS molto più basso di quello che la capacità del canale consentirebbe, la maggior parte delle configurazioni di antenna soddisferebbe la QoS. Pertanto non andiamo

a ricercare il campione a tali MCS, perchè essi non contengono il massimo: la ricerca deve essere effettuata ad un MCS tra i più alti possibili, e il sistema deve essere in grado di individuarlo utilizzando il minor numero possibile di passi.

Dunque, una volta fissato il numero di streams spaziali da usare nella comunicazione il nostro sistema andrà a testare un sottoinsieme di configurazioni ad ogni MCS. Intuitivamente, esiste un MCS M tale che nel sottoinsieme dei primi $M + 1$ (cioè per MCS = $0, \dots, M$) la maggior parte delle configurazioni di antenna testate darà un FER che rispetta la QoS. Invece a partire dall'MCS $M + 1$ in poi (cioè per MCS = $M + 1, \dots, 9$) si osserverà che solo alcune configurazioni, quelle orientate in modo favorevole, daranno FER $< \epsilon$. Le altre invece, tra cui probabilmente quella omnidirezionale del sistema MIMO statico, non rispetteranno la QoS.

Dobbiamo definire M in modo che se un dato MCS è maggiore o uguale ad esso, verrà aggiunto all'insieme degli MCS da testare nell'algoritmo di ricerca. Se invece l'MCS è minore di M , esso non verrà preso in considerazione.

Definizione 10. *Fissiamo un numero di streams spaziali per la comunicazione N_{ss} e una soglia $\beta < 1$. Preso un sottoinsieme di configurazioni S dallo spazio delle configurazioni, M è l'indice dell'MCS tale che a tutti gli MCS inferiori esiste una configurazione per cui FSR $> \beta$.*

Definizione 11. *Individuato l'MCS M per ogni numero di streams spaziali N_{ss} , definiamo "MCS di cliff" quello che garantisce il rate di trasmissione massimo. A parità di rate, l'MCS di cliff è quello che impiega il numero di streams maggiore.*

Per individuare l'MCS di cliff abbiamo architettato un algoritmo che abbiamo chiamato Cliff Algorithm. Questo algoritmo ispeziona ogni numero di streams spaziali partendo dall'MCS più basso, testando per ogni MCS sempre lo stesso sottoinsieme di campioni S , che è predefinito. Se il feedback ottenuto da una configurazione è maggiore della soglia β , si va a visitare la stessa configurazione all'MCS superiore. Se invece il valore è inferiore a β , si resta allo stesso MCS testando la configurazione successiva del sottoinsieme. Quando ha visitato tutto il sottoinsieme ad un certo MCS, l'algoritmo si ferma, aggiunge l'MCS all'insieme delle soluzioni e ricomincia con un numero di stream superiore. Riportiamo nello schema a blocchi di Figura 5.2 il funzionamento per un qualsiasi numero di streams spaziali.

Infine una volta ispezionati tutti gli streams, viene selezionato dall'insieme delle soluzioni l'MCS con il rate più alto. E' chiaro che la bontà della sele-

zione dipende fortemente dalla scelta delle configurazioni che si mettono nel sottoinsieme.

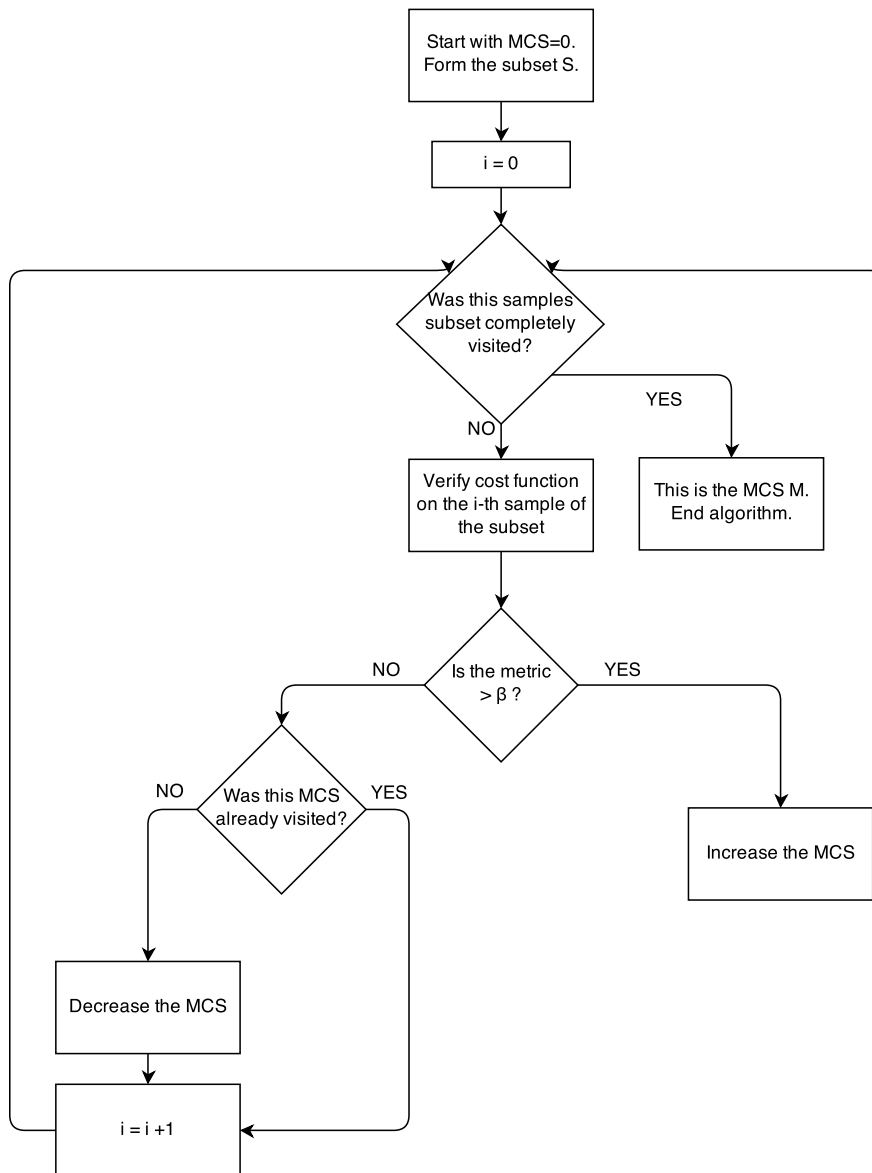


Figura 5.2: Schema a blocchi del Cliff Algorithm

5.3 Algoritmo 3: Incremental Adaptation

Un primo algoritmo di ottimizzazione congiunta che si potrebbe utilizzare sfrutta la medesima idea dell'Algoritmo 1, ovvero cominciare con una configurazione di antenne completamente omnidirezionale per andare poi a direzionare ciascun elemento. Nell'inizializzazione si fissa l'MCS iniziale applicando il Cliff Algorithm sul sottoinsieme delle configurazioni $\mathbf{p} = [n, 0, 0]$, con $n \in P$. L'algoritmo cerca poi la configurazione migliore di ogni antenna usando lo schema incrementale. Una volta trovata la configurazione ottimale, si aumenta il rate di trasmissione fintantochè la Qualità di Servizio è rispettata. Nella nostra implementazione inoltre si adotta un approccio *greedy*, ovvero ogni volta che un feedback rispetta la QoS, il sistema passa al rate superiore continuando la ricerca dal punto in cui l'aveva congelata. Nell'implementazione, inoltre, se in un sottoinsieme si trova più di una configurazione di massimo sceglie casualmente una di esse.

Algorithm 3 Incremental Adaptation

Initialization

```

MCSoptimal ← do Cliff algorithm
MCS ← MCSoptimal
QoS ← ε

```

Iteration

```

p ← do Incremental Selection algorithm
while QoS is satisfied do
  MCS ← MCS+1
  obtain φ[Hp,MCS]
end while

```

5.4 Algoritmo 4: Sweep Adaptation

Il secondo algoritmo di ottimizzazione congiunta viene ispirato dall'idea dell'Algoritmo 2. L'MCS iniziale viene ancora selezionato grazie al Cliff Algorithm, che però ora cerca la soluzione sul sottoinsieme formato dalle configurazioni completamente direzionali $\mathbf{p} = [n, n, n]$ con $n \in P$. In seguito si compie una spazzata con tutte le antenne poste nella medesima configurazione: in questo modo si individua la direzione di massimo locale iniziale. Nei passi successivi si effettuano spazzate di una sola antenna per volta, fintantochè si

individuano nuovi massimi. Anche in questo caso si adotta l'approccio *greedy* nel caso di feedback che rispetti la QoS.

L'idea di base è poi ulteriormente affinata per minimizzare i passi dell'algoritmo. I miglioramenti sono due:

- Ogni volta che trovo un nuovo massimo locale, interrompo la spazzata corrente e ne comincio una nuova, ponendo come configurazione di partenza questa nuova configurazione, senza andare a completare la spazzata. Ciò si formalizza creando, ad ogni nuovo massimo locale, un insieme S delle configurazioni che andranno testate, che contiene tutte quelle che fanno parte della spazzata. Ogni volta che ne visito una, la tolgo dal sottoinsieme.
- La spazzata non avviene secondo l'angolo giro, ma si inverte il senso di rotazione ad ogni pattern testato, in modo tale da oscillare attorno alla attuale direzione di massimo locale.

Algorithm 4 Sweep Adaptation

Initialization

```

MCSoptimal ← do Cliff algorithm
MCS ← MCSoptimal
QoS ← ε
for each i ∈ P do
  Set p = [i, i, i]
  obtain φ[Hp,MCS]
end for
Set pm = arg maxp φ[Hp,MCS]
Form the set S = {[n, m, m], [m, n, m], [m, m, n]} with n ∈ P

```

Iteration

```

while steps < NumberOfSteps and there are elements in S do
  Test one of the configuration (called pn) in S and obtain its φ[Hpn,MCS]
  Delete this configuration from the set
  if φ[Hpn,MCS] > φ[Hpm,MCS] then
    Set φ[Hpm,MCS] = φ[Hpn,MCS]
    Form a new set S = {[n, m, m], [m, n, m], [m, m, n]}
  end if
end while

```

5.5 Algoritmo 5: Particle Swarm Adaptation

Il metodo di ricerca operativa Particle swarm optimization (letteralmente “Ottimizzazione con sciame di particelle”), attribuito inizialmente a Kennedy ed Eberhart [27], è utilizzato in molti campi: dalla simulazione di comportamenti sociali, agli algoritmi di intelligenza artificiale. L’idea di applicare metodologie PSO al problema di antenna selection si deve originariamente a [29]. La stessa strategia viene adottata anche in [28], dove però la funzione da massimizzare non è la capacità di canale ma il throughput Link Layer, come nel nostro caso. In quel lavoro gli autori risolvono il problema dell’ottimizzazione congiunta delle antenne in trasmissione e ricezione: noi andremo invece ad usare il metodo per l’ottimizzazione delle configurazioni di antenna.

Anche questo è un algoritmo euristico, che vuole trovare la soluzione ottima all’interno di uno spazio di campioni visitandone solo un sottoinsieme. Il nostro algoritmo PSO viene inizializzato selezionando casualmente un certo numero di configurazioni iniziali e trovando grazie ad esse l’MCS di cliff. Le configurazioni vengono chiamate *particelle*. L’insieme delle particelle viene detto *sciame*. Ogni particella può muoversi all’interno dello spazio delle configurazioni, con una propria velocità e accelerazione. La caratteristica fondamentale è che le particelle tendono a muoversi tutte verso la configurazione che, fino a quel momento, ha dimostrato avere la metrica più alta (chiamata *gbest*, massimo globale). Ad ogni passi quindi le particelle si spostano ed individuano la propria metrica. Nel caso che essa sia maggiore di *gbest*, diventa il nuovo massimo globale, e il resto dello sciame comincerà a convergere verso di essa. Si tratta quindi di un algoritmo collaborativo, in cui tutte le particelle dello sciame esplorano individualmente lo spazio, ma sono a conoscenza anche delle scoperte effettuate dalle altre particelle, e adeguano la propria ricerca di conseguenza.

Andiamo ora a definire la distanza, la velocità e l’accelerazione delle particelle (chiamate equivalentemente configurazioni).

Definizione 12. *Dati due pattern direzionali di un’antenna riconfigurabile p_i e p_j , le cui direzioni di massimo sono separate da un angolo θ , definiamo distanza D_{ij} tra essi il numero di pattern direzionali compresi nell’angolo θ . Definiamo distanza tra due configurazioni di un’antenna direzionale la somma delle distanze D_i di tutti gli elementi di antenna.*

Generalmente in un algoritmo PSO la velocità e l’accelerazione sono aggiornate stocasticamente, ma noi semplifichiamo l’algoritmo andando a lavorare

con velocità delle particelle costante.

Definizione 13. *Definiamo velocità di una particella la distanza che compie in un passo.*

Se diciamo ad esempio che lo sciame ha velocità $v = 2$, ciò equivale a dire che ad ogni passo ogni configurazione cambia di due indici di pattern. Conseguenze dalle nostre ipotesi che l'accelerazione è nulla. Rimane da definire come verrà scelta la direzione di spostamento, definita come

Definizione 14. *Definiamo direzione di spostamento il vettore $[s_1, s_2, \dots, s_{N_t}]$ tale che, data una configurazione iniziale e una finale*

$$[p_1, p_2, \dots, p_{N_t}]_{finale} = [p_1, p_2, \dots, p_{N_t}]_{iniziale} + [s_1, s_2, \dots, s_{N_t}] \quad (5.4)$$

Essa è quella che minimizza la distanza tra la configurazione attuale e quella che ha dato l'attuale massimo globale

$$[s_1, s_2, \dots, s_{N_t}] = \min_{\mathbf{s}} \{D_{1,gbest}, D_{2,gbest}, \dots, D_{N_t,gbest}\} \quad (5.5)$$

Algorithm 5 Particle Swarm Adaptation

Initialization

$R \leftarrow R_{\text{optimal}}$
 $QoS \leftarrow \epsilon$
 $\text{steps} \leftarrow 0$
 Set velocity v
 Generate an initial population
 $p_{best} \leftarrow 0$
 $g_{best} \leftarrow 0$

Iteration

while $\text{steps} < \text{NumberOfSteps}$ **do**
 obtain $\phi[\mathbf{H}_{p,MCS}]$ for all the particles
 Update p_{best} and g_{best}
 if $g_{best} > QoS$ **then**
 $MCS \leftarrow MCS + 1$
 end if
 Update the position of each particle according to (14) and (5.5)
end while

5.5.1 Formazione dello sciame: LHS

Notiamo che il posizionamento delle particelle iniziali è di fondamentale importanza, soprattutto nel caso di spazi di soluzioni estesi. Inoltre se il posizionamento avviene casualmente, esso non tiene conto della correlazione che vi è tra le antenne, pertanto potrebbe selezionare un sottoinsieme di antenne molto correlate tra loro. Per effettuare un campionamento che sia il meno correlato possibile ci viene in aiuto un metodo utilizzato nel campo del Design of Experiments (DOE), conosciuto come Latin Hypercube Sampling (LHS).

Supponiamo di dovere compiere un esperimento che coinvolge N variabili, ciascuna delle quali può assumere M valori diversi. Una matrice quadrata di posizioni si dice quadrato latino se e solo se ogni campione si trova solo in una riga e una colonna. Si può estendere il concetto ad una matrice multidimensionale nel caso di esperimenti in cui abbiamo $N > 2$ variabili, ciascuna delle quali può assumere M valori.

Definizione 15. *Una matrice a N dimensioni si dice ipercubo latino se ogni campione è contenuto in una sola combinazione dei suoi N iperpiani diversi.*

Il numero di ipercubi latini diversi che possiamo produrre è $(M!)^{N-1}$. La particolarità di un ipercubo latino è che ogni variabile può assumere gli M valori con distribuzione uniforme: questa è una proprietà interessante in quanto ci permette di diversificare l'insieme delle configurazioni iniziali. Poichè nel nostro caso le variabili sono le configurazioni di ogni elemento p_1, p_2, \dots, p_{N_t} che possono assumere P valori diversi, il numero di ipercubi possibili è $(P!)^{N_t-1}$.

Concludiamo con un'ultima osservazione: è interessante notare che anche il sottoinsieme visitato nella Sweep Adaptation, $S = \{\mathbf{p} = [n, n, n] \text{ con } n \in P\}$ è un campionamento LHS, in quanto nessun indice di antenna compare più di una volta. Al contrario il sottoinsieme della Incremental Adaptation non è un campionamento LHS: infatti l'insieme è

$$S = \{[0, 0, 0], [0, 0, 1], [0, 0, 2], [0, 0, 3], [0, 0, 4], [0, 0, 5], [0, 0, 6], [0, 0, 7], [0, 0, 8]\}$$

e quindi due indici rimangono sempre uguali.

Capitolo 6

Risultati delle simulazioni

L'ultima fase del nostro lavoro è stato il test degli algoritmi presentati. Pertanto in questo Capitolo andiamo ad esporre come abbiamo simulato gli algoritmi di ottimizzazione della capacità di canale e di ottimizzazione del collegamento dati. In seguito andiamo a presentare i risultati ottenuti dalle simulazioni.

6.1 Algoritmi di ottimizzazione della capacità di canale

Le prestazioni degli algoritmi di massimizzazione del rate raggiungibile sono stati simulati utilizzando il software Matlab. L'implementazione del canale descritto nel Capitolo 3 è avvenuta seguendo un approccio orientato agli oggetti (OO). Pertanto nella simulazione viene creato un ambiente casuale in cui sono posizionati due clusters e i due dispositivi. I dispositivi sono composti da $N_t = 3$ e $N_r = 3$ antenne, che sono allineate in un ULA. I diagrammi di radiazione ottenibili da una singola antenna sono $P = 9$ e sono quelli di Figura 2.7. I clusters sono parametrizzati secondo le direttive esposte nel Capitolo 3, ovvero sono $N_c = 2$, hanno distribuzione laplaciana troncata, Angular Spread compreso nell'intervallo uniforme $[20^\circ, 40^\circ]$, angolo di arrivo e di partenza casuali.

In tale ambiente siamo andati a simulare le prestazioni in termini di rate raggiungibile dell'Algoritmo 1 e dell'Algoritmo 2 attraverso la realizzazione di 1000 canali diversi. La prima metrica considerata è la capacità media calcolata in funzione del valore dell'SNR, che si può trovare in Figura 6.1.

In tale Figura si può visualizzare l'andamento della capacità di canale per l'Algoritmo 1, per l'Algoritmo 2, per la scelta di configurazione ottima, e per la scelta casuale di una configurazione. Inoltre si trova l'andamento della capacità per un sistema MIMO 3×3 statico, ovvero con tre antenne in configurazione omnidirezionale.

Si può osservare che entrambi gli algoritmi sono subottimi per ogni valore del SNR. Si può vedere inoltre che scegliendo in modo casuale una configurazione resteremmo mediamente intorno alle prestazioni di un sistema statico.

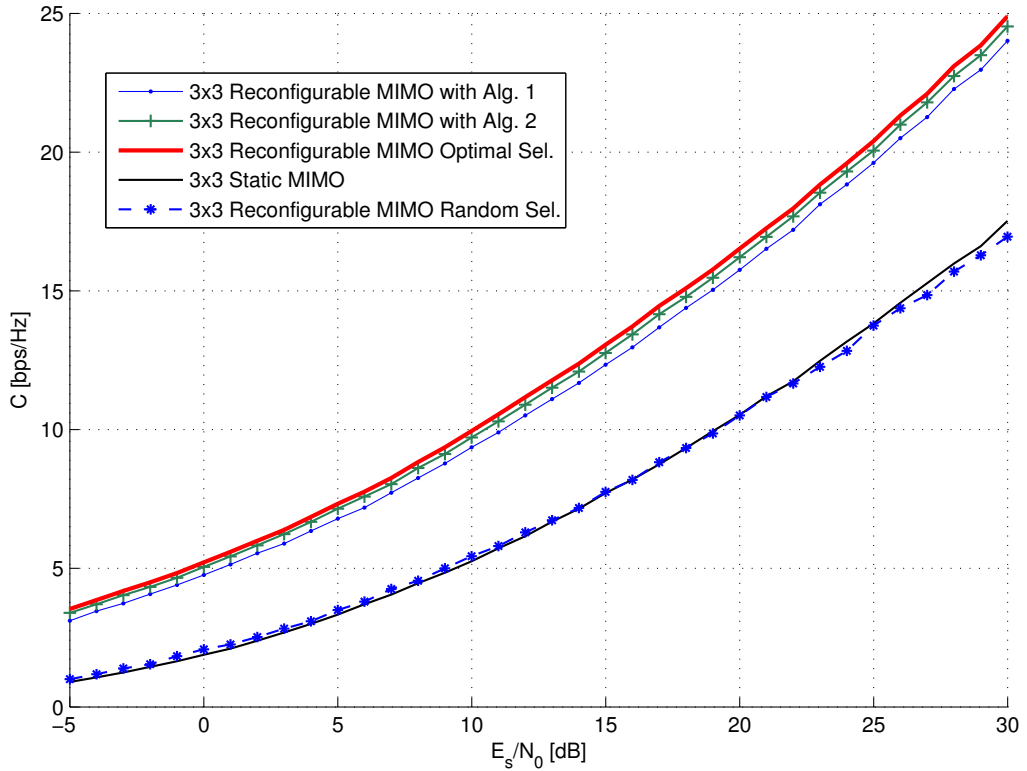


Figura 6.1: Capacità ottenute in media per il canale correlato a 2 clusters

La capacità media però non descrive con completezza le prestazioni di un sistema in quanto non permette di valutare le variazioni date dalla casualità del canale a parità di SNR, un aspetto fondamentale in quanto noi considereremo buono un algoritmo che non causi cadute di capacità. Quindi la misura deve essere affiancata dalla CDF (Cumulative Distribution Function)

$$F_C(R) = \Pr(C \leq R) \quad (6.1)$$

Abbiamo riportato in Figura 6.2 la CDF della capacità per alcuni valori del SNR. Questa misura è più informativa in quanto permette di legare le performances di un algoritmo alla capacità di interruzione. Da questa Figura possiamo concludere che entrambi gli algoritmi sono validi in quanto i loro grafici restano sempre vicini a quello della selezione ottima. Possiamo inoltre concludere che il Sweep Algorithm sia migliore dell'Incremental Algorithm.

Un ulteriore aspetto da considerare è la complessità temporale, che dipende essenzialmente dal numero di configurazioni che un algoritmo visita, sul totale di 729. L'Algoritmo 1 ha una complessità bassa perchè richiede di visitare solo $9+8+8 = 25$ configurazioni. L'Algoritmo 2 ha una complessità media: esso compie un numero non fissato di passi, in quanto ricerca nuove soluzioni finchè individua nuovi massimi. Come abbiamo visto, la prima fase dell'algoritmo ha un numero deterministico di passi, invece l'iterazione ha un numero non deterministico. Tramite la nostra simulazione abbiamo misurato che mediamente l'algoritmo compie 9 passi nella iterazione. Ne deriva che l'Algoritmo 2 richiede di visitare mediamente $9 + 3 \cdot 9 + 18 = 45$ configurazioni.

Infine abbiamo voluto condurre una ulteriore simulazione della CDF a vari valori dell'SNR, per confrontare le prestazioni del Sweep Algorithm in un ambiente a un cluster e in uno a due clusters. Le quantità confrontate sono: capacità del sistema statico, capacità massima ottenibile dal sistema riconfigurabile, capacità ottenuta dal sistema riconfigurabile con l'impiego dell'algoritmo. In questo modo abbiamo voluto verificare se le prestazioni variano in modo interessante se l'energia arriva al trasmettitore in modo meno diffuso. Nella Figura 6.3 possiamo notare alcuni fenomeni interessanti:

- Le prestazioni del sistema statico sono sempre migliori nel canale che ha due clusters, un risultato facilmente spiegabile in quanto il sistema statico utilizza le antenne omnidirezionali che sono favorite nel caso di PAS uniformemente distribuita.
- Il sistema direzionale a bassi valori dell'SNR ha prestazioni migliori in presenza di un unico cluster. Ciò comporta che in ambienti rumorosi è più vantaggioso direzionare parallelamente le antenne direttive per catturare quanta più energia utile possibile, piuttosto che usarle per sfruttare la diversità.
- Al contrario per alti valori dell'SNR il sistema direzionale è avvantaggiato nel caso in cui la PAS sia distribuita, perchè ciò consen-

te di mantenere i patterns orientati in direzioni diverse e quindi più decorrelati.

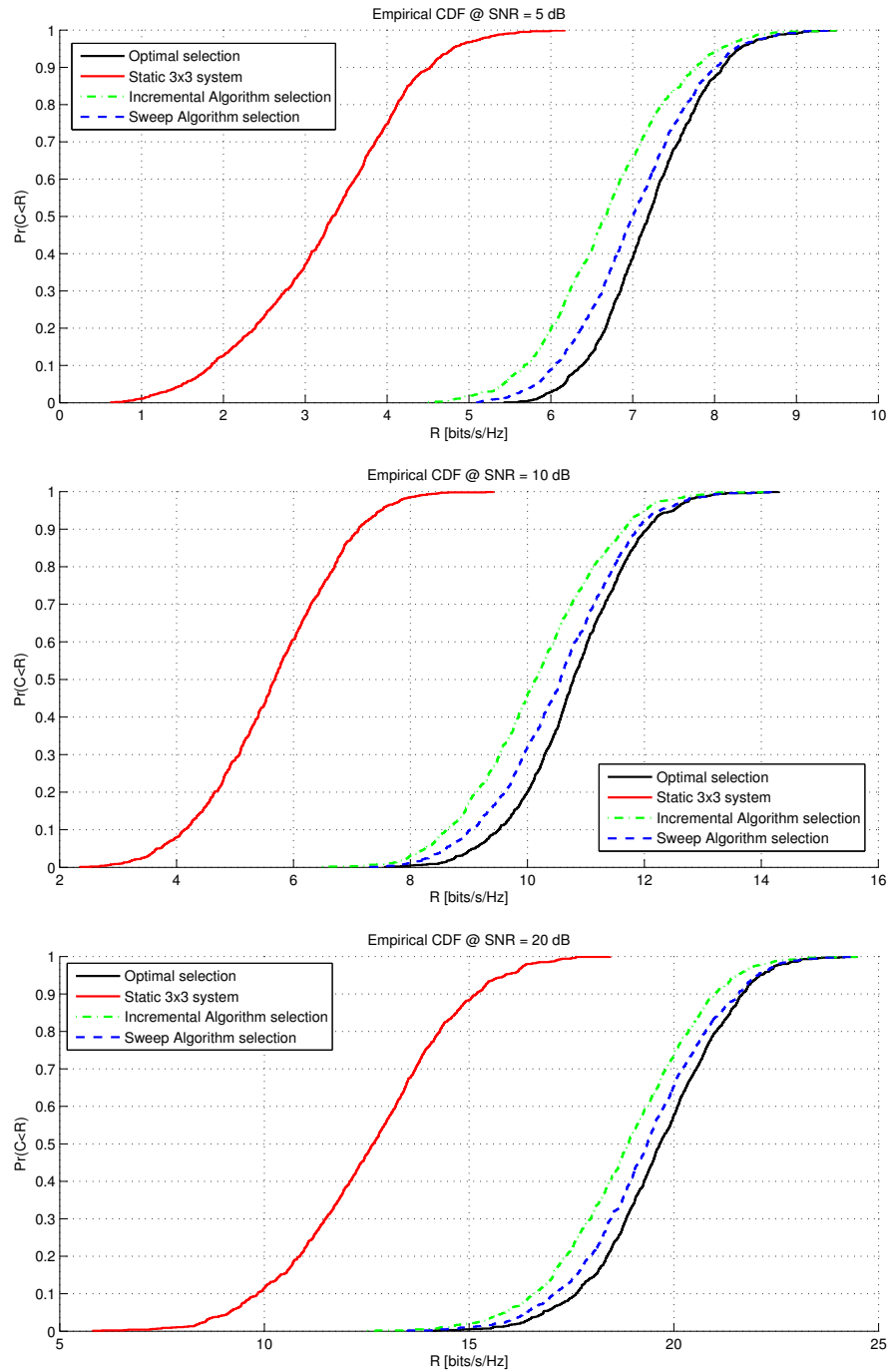


Figura 6.2: CDF simulate per gli algoritmi ad alcuni valori dell'SNR

6.1. ALGORITMI DI OTTIMIZZAZIONE DELLA CAPACITÀ DI CANALE 59

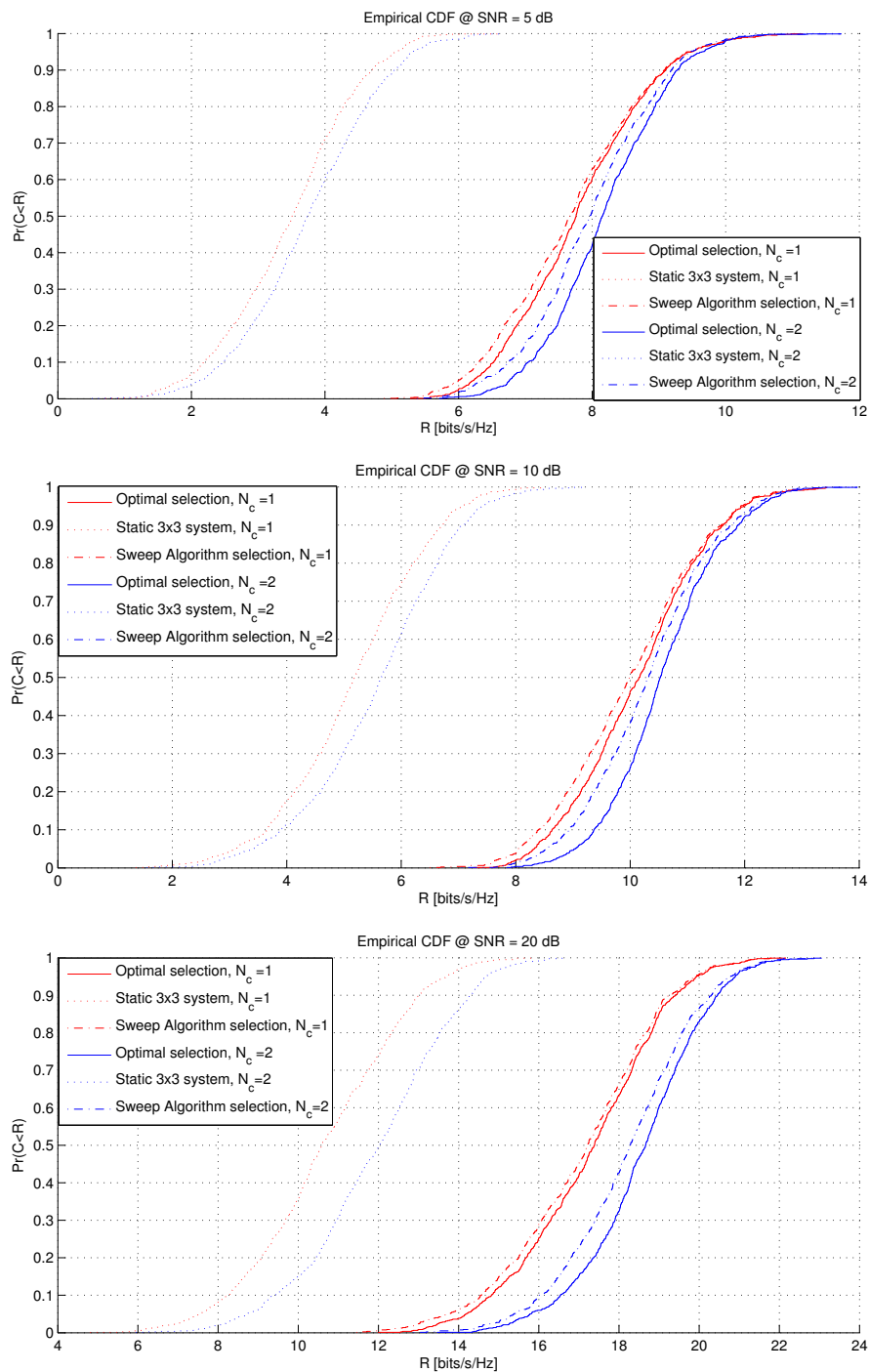


Figura 6.3: CDF simulate per l'Algoritmo 2 in un ambiente con 1 e 2 clusters

6.2 Algoritmi di ottimizzazione del collegamento

Gli algoritmi di ottimizzazione del collegamento sono stati testati utilizzando una procedura sperimentale. Infatti il test non è avvenuto con una simulazione puramente numerica, in quanto abbiamo avuto a disposizione una implementazione del sistema riconfigurabile. Abbiamo pertanto ritenuto di operare nel seguente modo: dapprima è stata condotta una campagna di misure in varie situazioni ambientali. In seguito, sui dati raccolti sono stati simulati gli algoritmi, tramite una loro implementazione al calcolatore.

6.2.1 Campagna di misure

La campagna di misure è stata attuata utilizzando una board Broadcom che implementa lo standard IEEE 802.11ac su cui è installato il sistema di antenna riconfigurabile Adant, che è un sistema MIMO 3×3 dove ogni antenna può assumere 9 configurazioni (8 direzionali e una omnidirezionale). Nel firmware sono stati implementati i tre algoritmi di controllo che abbiamo presentato in precedenza. Il dispositivo ricevitore invece è un sistema statico (quindi non riconfigurabile) 3×3 , e utilizza anch'esso il protocollo ac: si tratta del router Netgear R6300.

La campagna di misure è stata effettuata nel mese di Febbraio 2014 presso il sito di Villa Duodo (Monselice). Il trasmettore e il ricevitore sono stati posizionati in differenti luoghi dell'edificio e secondo varie topologie di comunicazione, chiamate locations (sono state testate 16 locations in totale). Questo ambiente può essere ricondotto a quello di tipo B della classificazione proposta dal Task Group IEEE (in Tabella 2.1). In ogni location sono stati acquisiti diversi angoli, ovvero si sono misurate le prestazioni disponendo il dispositivo secondo angolazioni diverse: per la precisione 8, dunque separate da 45° . Per generare il traffico e monitorare le prestazioni abbiamo usato il programma Iperf, che effettua una trasmissione di pacchetti tra un client e un server. La quantità misurata in questi test è il FSR , che è stato ottenuto per ogni configurazione di antenna e per ogni MCS inviando dei pacchetti IEEE 802.11ac (detti *pacchetti di training*). Dunque il valore del FSR è ricavabile dalla (5.3). Utilizzando questa procedura è stata creata una mappatura completa nello spazio delle configurazioni delle prestazioni che avrebbe potuto raggiungere il sistema.

Bisogna evidenziare ad ogni modo due aspetti critici della procedura:

Configurazione	MCS=0	MCS=1	...	MCS max
$p = [0, 0, 0]$	<i>Valore FSR misurato</i>	...		
$p = [0, 0, 1]$	\vdots			
\vdots				
$p = [0, 1, 0]$				
$p = [0, 2, 0]$				
\vdots		

Tabella 6.1: Un esempio di struttura di matrice corrispondente a un angolo di una location

- Essa presuppone che il canale rimanga coerente durante l'acquisizione di tutte le configurazioni di ogni MCS.
- La quantità esigua di location testate non garantisce che gli algoritmi funzioneranno allo stesso modo in altri tipi di ambienti.

6.2.2 Sviluppo del software di analisi

Tenendo a mente questi aspetti, abbiamo importato i dati acquisiti sotto forma di matrici, simili a quella di Tabella 6.1, all'interno del software Matlab.

Abbiamo in seguito sviluppato un tool che permettesse innanzitutto di visualizzare gli scatter plot delle configurazioni, e poi di testare gli algoritmi sulle tabelle di dati misurati. Per quanto riguarda gli scatter plot delle configurazioni, essi sono tridimensionali in quanto abbiamo 3 antenne. Per ogni combinazione di antenne è riportato il *FSR*, rappresentato da una diversa tonalità di colore, come si può vedere nell'esempio di Figura 6.4.

La prima fase di ogni algoritmo è quello di individuare l'MCS di cliff: abbiamo pertanto implementato in Matlab il cliff algorithm. La seconda fase è l'applicazione di uno dei tre procedimenti presentati nel Capitolo 6. Riportiamo come esempio una loro esecuzione su una stessa matrice di dati. In Figura 6.5 è raffigurata l'esecuzione dell'Incremental Adaptation eseguita dal nostro tool, che abbiamo dotato di una interfaccia grafica (GUI) che permette di seguirne i passi. In Figura 6.6 è raffigurata l'esecuzione della Sweep Adaptation. In Figura 6.7 è raffigurata l'esecuzione della PSO Adap-

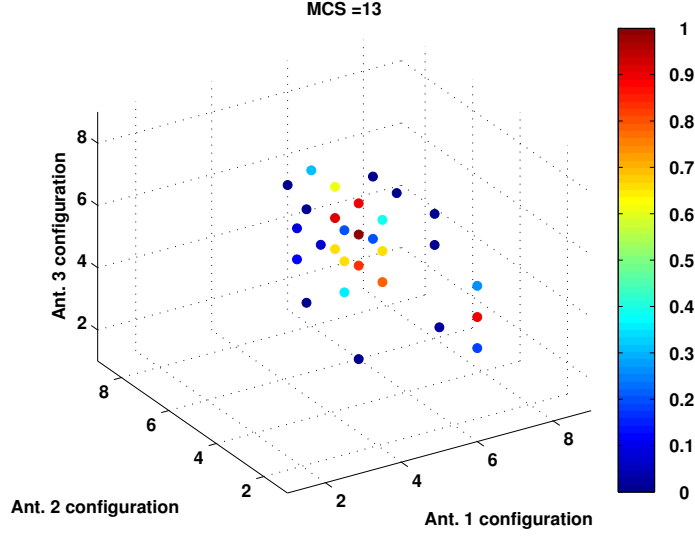


Figura 6.4: Esempio di scatter plot del FSR per una location, corrispondente ad una colonna della matrice dei dati. Nelle configurazioni con $FSR=0$, viene omesso il cerchio colorato. Si notano con chiarezza un cluster principale intorno alla configurazione $\mathbf{p} = [5, 6, 6]$ e uno secondario.

tation. Tutti gli algoritmi sono stati testati utilizzando 27 passi, in modo da essere confrontabili tra loro: la scelta di questo numero è data dal fatto che l'algoritmo Incremental Adaptation compie deterministicamente proprio questo numero di passi. Le configurazioni visitate dagli algoritmi sono rappresentate nelle figure da un triangolo colorato. Il triangolo assume lo stesso colore che assumerebbe il cerchio della funzione costo nello stesso punto del grafico. Ad esempio nella Figura 6.5(a) si possono vedere 9 triangoli colorati che corrispondono alle configurazioni esplorate da quel passo dell'algoritmo ovvero

$$S = \{[0, 0, 0], [0, 0, 1], [0, 0, 2], [0, 0, 3], [0, 0, 4], [0, 0, 5], [0, 0, 6], [0, 0, 7], [0, 0, 8]\}$$

Quindi mediante questo strumento abbiamo potuto quantificare le prestazioni degli algoritmi. La misura più interessante per noi è la perdita l di throughput che causano questi algoritmi rispetto alla ricerca esaustiva. Se chiamiamo η_{alg} il throughput garantito dalla selezione del nostro algoritmo, ed η_{max} quello che avrebbe garantito la selezione ottima, otteniamo la perdita percentuale

$$l = \frac{\eta_{alg} - \eta_{max}}{\eta_{max}} \cdot 100 \quad (6.2)$$

La misura è interessante perchè ci permette di capire se un algoritmo sfrutta pienamente le potenzialità dell'antenna configurabile. Se compaiono molti casi in cui la perdita è notevole, ciò significa che in quelle location l'algoritmo non permette di esplorare la riconfigurabilità in modo corretto. In Figura 6.10 abbiamo riportato gli istogrammi dei i valori di l per i tre algoritmi, fatti sul totale delle 128 misure. Possiamo notare dagli istogrammi che la Sweep Adaptation ottiene migliori prestazioni rispetto all'Incremental Adaptation: infatti ha permesso di rimuovere quasi completamente i cali percentuali maggiori del 20%. L'algoritmo PSO invece ha permesso solamente di attenuare le perdite superiori al 20%, in modo non significativo. Per questo motivo l'algoritmo che è stato ritenuto migliore è la Sweep Adaptation.

Un'altra misura interessante è il guadagno dato dal sistema riconfigurabile rispetto ad un sistema MIMO statico, che dovrebbe motivare il suo impiego nelle applicazioni che necessitano un incremento di throughput. Il guadagno (in percentuale) è definito come

$$g = \frac{\eta_{alg} - \eta_{stat}}{\eta_{stat}} \cdot 100 \quad (6.3)$$

Per la misura del guadagno abbiamo confrontato il sistema riconfigurabile controllato dall'algoritmo migliore, ovvero lo Sweep Algorithm, contro il sistema MIMO mantenuto statico (configurazione $\mathbf{p} = [0, 0, 0]$). In Figura 6.9 è possibile trovare i guadagni ottenuti per ogni simulazione. Il guadagno medio ottenuto è del 13.73%, mentre il guadagno di picco è del 110,81%.

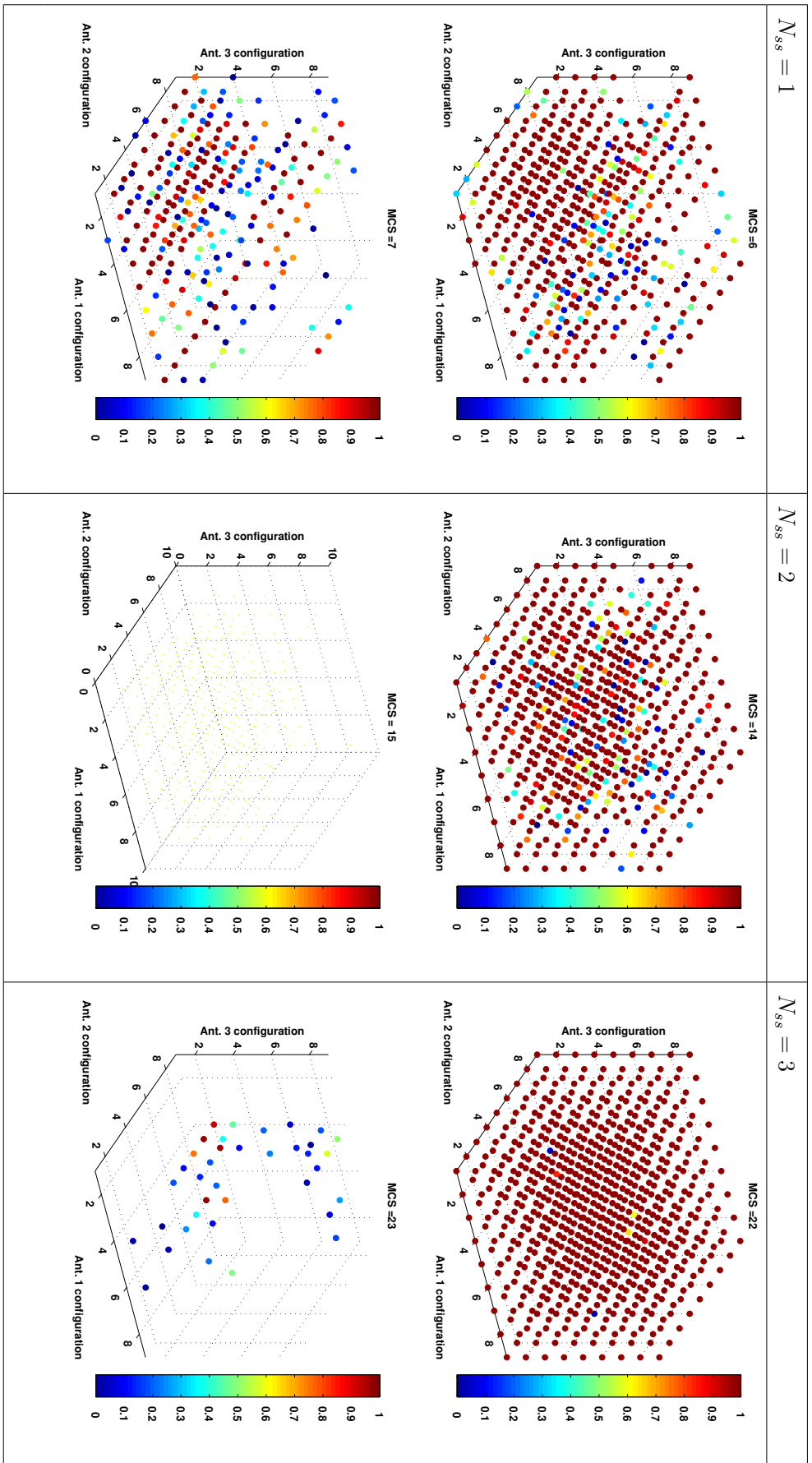
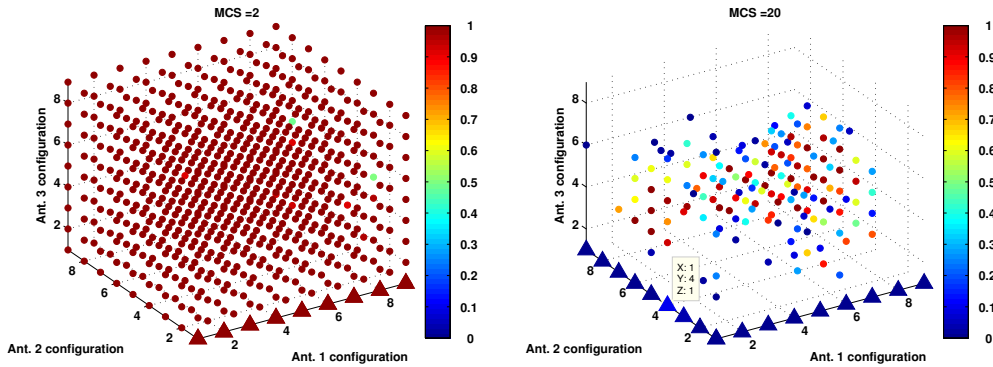


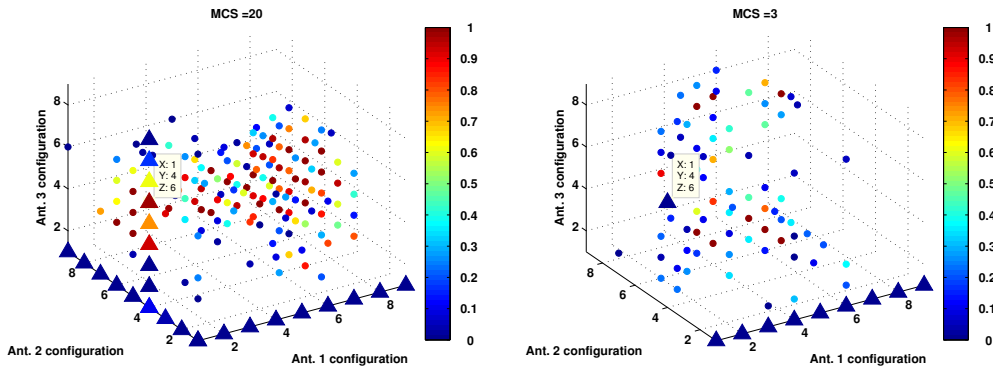
Tabella 6.2: Scatter plot delle misure di una location attorno all'MCS di cliff. Si può osservare come il valore ottimo si trovi all'MCS=23, all'interno di un cluster

Figura 6.5: Rappresentazione grafica dell'esecuzione della Incremental Adaptation. Si può osservare che il campionamento iniziale viene effettuato variando solo un'antenna. In Figura (a) viene selezionata casualmente la configurazione della prima antenna in quanto appaiono tutte equivalenti: viene selezionata $p_1 = 0$. In Figura (b) viene selezionata la seconda antenna ($p_2 = 4$) in quanto è quella con FSR più elevato. In Figura (c) viene selezionata la terza antenna, che permette di incontrare un massimo ($p_3 = 6$). In Figura (d) l'algoritmo prova quindi ad utilizzare la configurazione di massimo ad un MCS superiore, ma non ha successo.



(a) Il Cliff Algorithm seleziona l'MCS

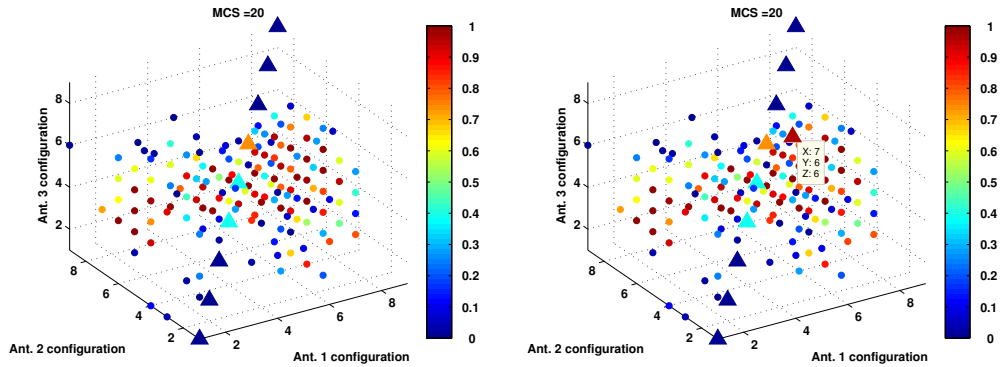
(b) Trova un nuovo massimo



(c) Sale all'MCS superiore

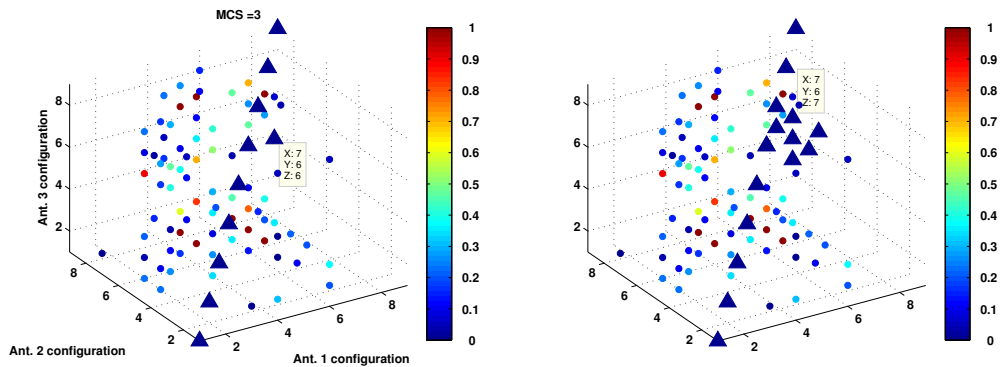
(d) Sale all'MCS superiore

Figura 6.6: Rappresentazione grafica dell'esecuzione della Sweep Adaptation (continua alla pagina successiva). Si può osservare il campionamento iniziale lungo le direzioni di massima direttività. In questo esempio l'algoritmo raggiunge il massimo in 25 passi.



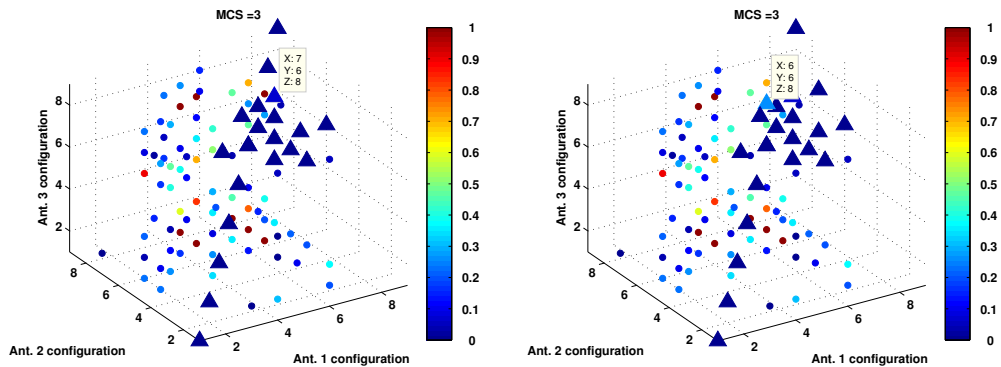
(a) Il Cliff Algorithm seleziona l'MCS

(b) Trova un nuovo massimo



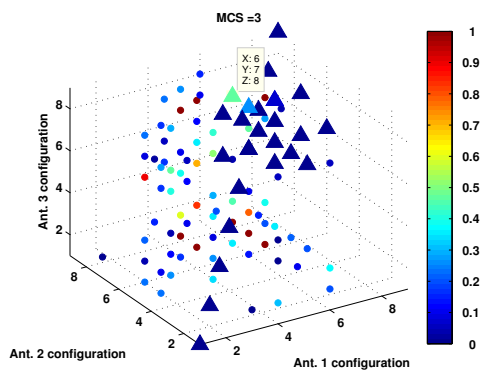
(c) Sale all'MCS superiore

(d) Trova un nuovo massimo

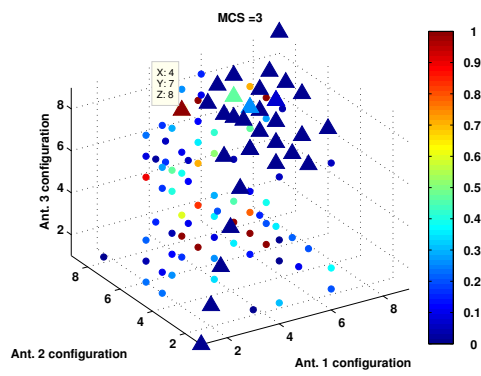


(e) Trova un nuovo massimo

(f) Trova un nuovo massimo

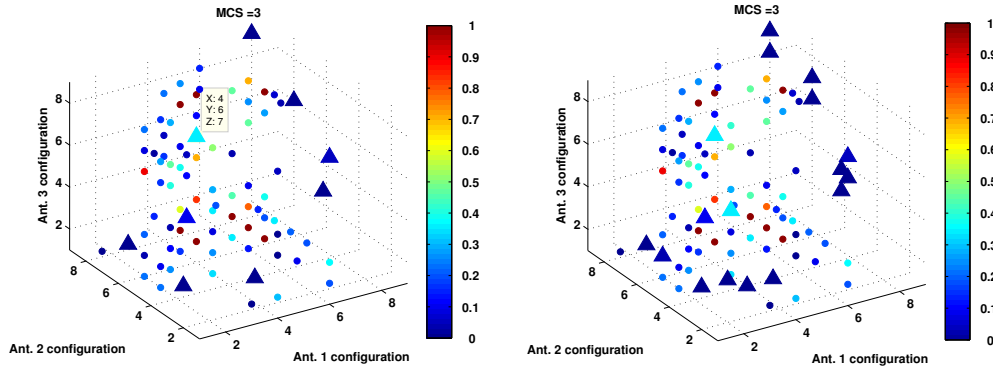


(g) Trova un nuovo massimo

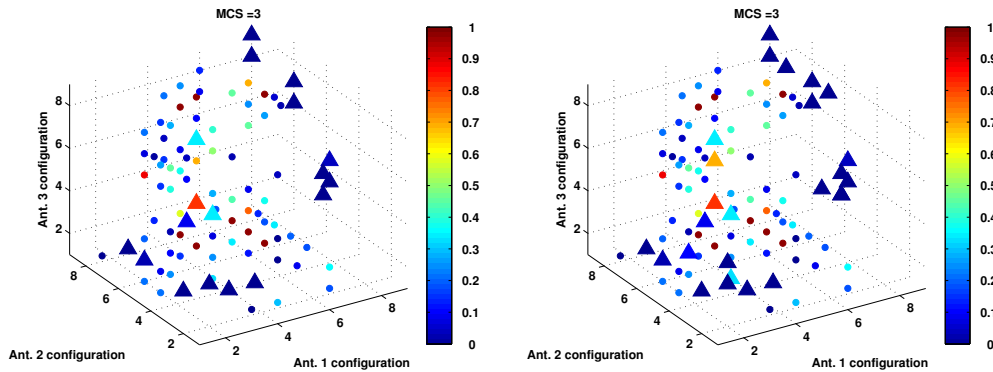


(h) Trova un nuovo massimo

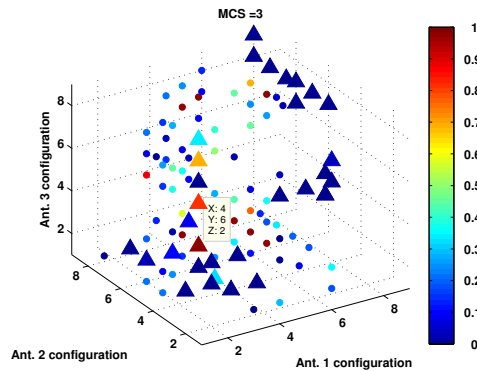
Figura 6.7: Rappresentazione grafica dell'esecuzione della PSO Adaptation. Si può osservare che il campionamento iniziale LHC in questo caso ci fa posizionare ad un MCS di cliff molto alto rispetto agli altri tipi di campionamento usati negli esempi precedenti. L'algoritmo trova un massimo assoluto all'MCS=3, aggiornando per due volte il $gbest$. Passando all'MCS=4 non trova valori non nulli.



(a) Il Cliff Algorithm seleziona l'MCS (b) Primo passo delle particelle



(c) Al secondo passo trova un $gbest$ (d) Le particelle cambiano direzione



(e) L'algoritmo trova un massimo assoluto

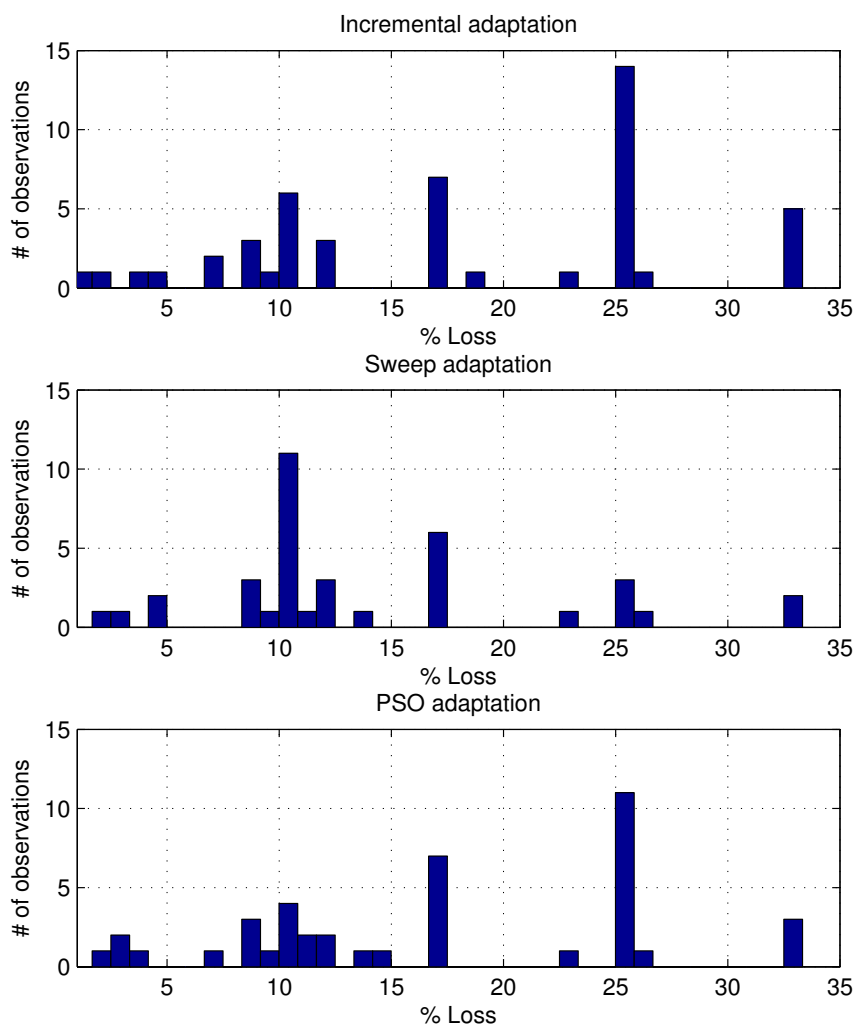


Figura 6.8: Istogrammi delle perdite dei tre algoritmi rispetto alla selezione ottima di MCS e configurazione.

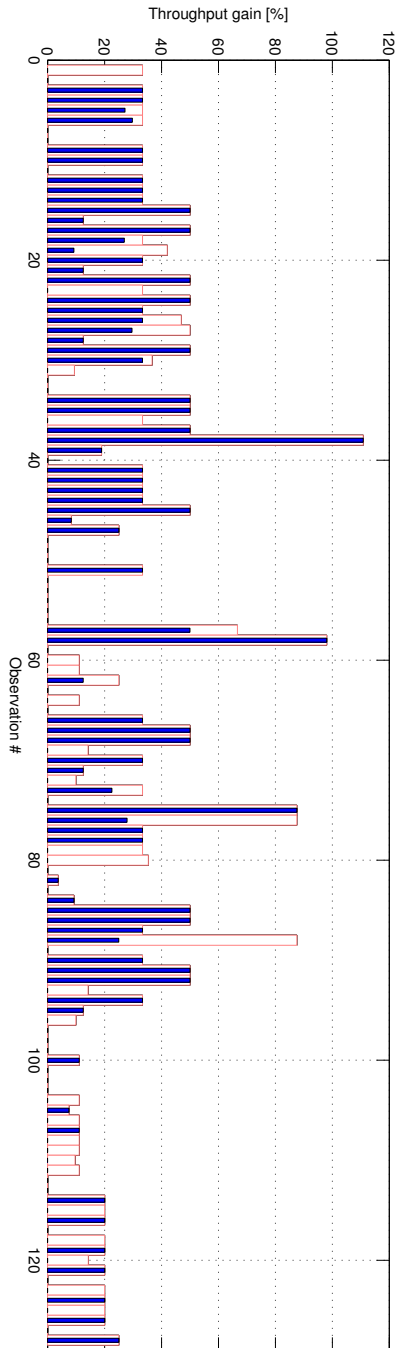


Figura 6.9: Guadagni del sistema riconfigurabile con l'impiego dell'algoritmo di controllo Sweep Adaptation (in blu) e con una scelta ottimale (in bianco con contorno rosso) rispetto al sistema statico. I guadagni sono sempre non negativi perchè la Sweep Adaptation visita in ogni caso la configurazione $\mathbf{p} = [0, 0, 0]$ del sistema statico.

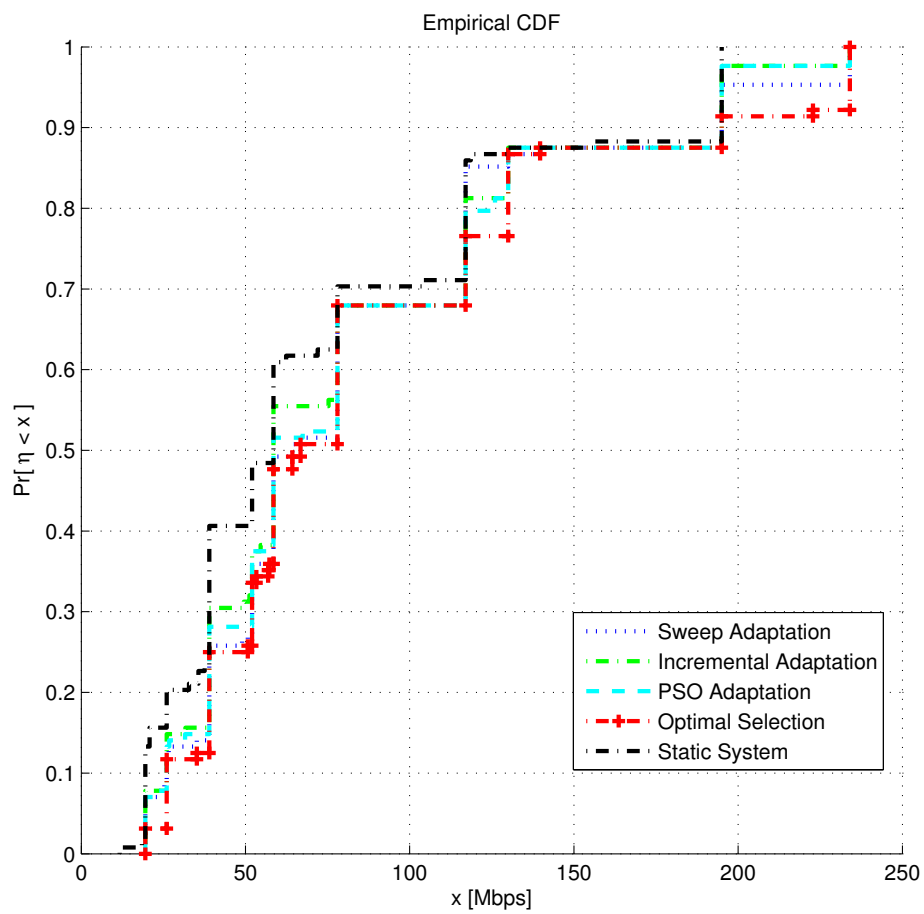


Figura 6.10: Funzione di distribuzione cumulativa (CDF) del throughput ottenuto negli esperimenti.

Capitolo 7

Conclusioni

In questo lavoro abbiamo introdotto un metodo di studio per una tecnologia emergente come la *smart antenna*. Esso ha comportato la necessità di introdurre un modello per sistemi MIMO sotto forma di canale a clusters, congiuntamente alla presentazione dei parametri che si utilizzano solitamente in tale modello.

Lo standard di ultima generazione 802.11ac è stato descritto nei suoi punti salienti, in particolare per quanto riguarda le novità nell'ambito multiantenna. Sarà interessante osservare se nel prossimo periodo esso troverà degli sbocchi applicativi che ne determineranno il successo.

Abbiamo poi introdotto i vantaggi derivanti dall'uso di antenne riconfigurabili, motivando perchè questa tecnologia può risultare vincente nell'ambito delle reti WLAN. Allo stesso tempo abbiamo evidenziato la necessità di sviluppare algoritmi di controllo per supportare la riconfigurabilità. Questi algoritmi aggiungono d'altro lato una certa complessità perchè sorge la necessità di un livello di controllo intermedio tra il PHY layer e il sistema di radiofrequenza. Abbiamo dunque presentato alcuni di questi possibili algoritmi, testandoli sui dati raccolti dal sistema Adant, grazie ai quali è stato individuato un algoritmo (chiamato Sweep Adaptation) che ha migliorato le prestazioni di throughput.

Riguardo agli sviluppi futuri, lo studio di tecniche di PS-MIMO si prospetta essere ricco di nuove possibilità che impieghino algoritmi sempre più sofisticati, che permettano di sfruttare al massimo le prestazioni delle antenne riconfigurabili. Per il sistema che abbiamo presentato, rimangono ancora aperti all'investigazione almeno due problemi. Il primo è lo sviluppo di algoritmi per sistemi che impieghino antenne riconfigurabili sia al ricevitore

che al trasmettitore: in questo caso l'ottimizzazione congiunta deve essere eseguita su entrambi i dispositivi. Il secondo è lo studio di algoritmi per un trasmettitore riconfigurabile che debba ottimizzare la sua configurazione per una comunicazione MU-MIMO.

Bibliografia

- [1] N. Benvenuto, M. Zorzi, *Principles of Communications Networks and Systems*, Wiley
- [2] I. Telatar, *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. European Trans. Tel., 10(6), 585–595
- [3] H. Özcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, E. Bonek, *Deficiencies of ‘Kronecker’ MIMO radio channel model*, IET Electronics Letters, Volume 39, Issue 16, 7 August 2003, p. 1209 – 1210
- [4] A. Graham, *Kronecker Products and Matrix Calculus with Applications*, Ellis Horwood, 1981
- [5] A. Sibille, C. Oestges, A. Zanella, *MIMO From Theory to Implementation*, Academic Press, 2011
- [6] IEEE 802.11n Technical Group (TG), *TGn Channel Models*, 2004
- [7] R. L. Haupt, M. Lanagan, *Reconfigurable Antenna*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 55, No. 1, February 2013
- [8] D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R. W. Heath, Jr., and K.R. Dandekar, *Design and Evaluation of a Reconfigurable Antenna Array for MIMO Systems*, IEEE Trans. on Antennas and propagations, Vol. 56, N. 3, March 2008
- [9] Ada S. Y. Poon and M. Ho, *Indoor Multiple-Antenna Channel Characterization from 2 to 8 GHz*, Communications and Interconnect Lab, Intel Corporation
- [10] Y. Soo Cho, J. K. Young Yang, C. G. Kang, *Mimo-OFDM communications with MatLab*

- [11] L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. and Mogensen, *From antenna spacings to theoretical capacities guidelines for simulating MIMO systems*, PIMRC'02, vol. 2, pp. 587–592.
- [12] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Costantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless communications*, Cambridge Press
- [13] A. Forenza, and R. W. Heath, Jr., *Benefit of Pattern Diversity via Two-Element Array of Circular Patch Antennas in Indoor Clustered MIMO Channels*, Ieee Trans. On Communications, Vol. 54, N. 5, May 2006
- [14] Oscar Bejarano and Edward W. Knightly, M. Park, *IEEE 802.11ac: From Channelization to Multi-User MIMO*, IEEE Communications Magazine, October 2013
- [15] M. Gast, *802.11ac: A Survival Guide*, O'Reilly
- [16] Aruba White Paper, *802.11ac In-Depth*, website: <http://www.arubanetworks.com/pdf/technology/whitepapers/>
- [17] A. Gorokhov, *Antenna selection algorithms for MEA transmission systems*, Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002, Page(s): III-2857 - III-2860
- [18] R. W. Heath, Jr., S. Sandhu, and A. Paulraj, *Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers*, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 5, NO. 4, APRIL 2001
- [19] R. W. Heath Jr. and Arogyaswami Paulraj, *Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems Based on Minimum Error Rate*
- [20] M. Lari, A. Mohammadi, A. Abdipour, *Cross Layer Transmit Antenna Selection in MQAM Modulation MIMO Systems*
- [21] S Kant, TL Jensen, *Fast link adaptation for IEEE 802.11n*, BW Channel - Agenda, 2007
- [22] F. Peng, J. Zhang and W. E. Ryan. *Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n*. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007
- [23] Ericsson, *System-Level evaluation of OFDM - Further Considerations*, 3GPP TSG-RAN WG1, November 2003
- [24] K. Sayana and J. Zhuang. *Link Performance Abstraction Based on Mean Mutual Information per Bit (MMIB) of the LLR Channel*, IEEE

- C802.16m-07/097, Motorola. Standardization Document, IEEE 802.16 BroadbandWireless Access Working Group, 2007.
- [25] M. R. McKay, I. B. Collings, A. Forenza, R. W. Heath, Jr., *Multiple-
xing/Beamforming Switching for Coded MIMO in Spatially Correlated
Channels Based on Closed-Form BER Approximations*
- [26] X. Li and J. F. Frigon , *Algorithms for Pattern Selection MIMO Systems
over Spatially Correlated Channels*
- [27] J. Kennedy and R. Eberhart, *Particle Swarm Optimization*, Neural Net-
works, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on Volume:
4
- [28] M. S. Tohidi, P. Azmi, *Low-Complexity Throughput-Based Antenna
Selection Method*, Wireless Personal Communications, Springer US
- [29] Hei Yongqiang, Li Wentao, Li Xiaohui, *Particle Swarm Optimization for
Antenna Selection in MIMO System*, Wireless Personal Communications
Volume 68, Issue 3, pp 1013-1029