



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
Corso di Laurea specialistica in Ingegneria delle
Telecomunicazioni

*Analisi del modello di canale e delle
prestazioni limite dei sistemi*

MIMO IEEE 802.11n

RELATORE: Prof. Pupolin Silvano

CORRELATORE: Assalini Antonio

CANDIDATO: Zambon Nicola

A.A. 2009 - 2010

Padova, 08/03/2010

e-mail: nicola.zambon.1985@gmail.com

INDICE

Introduzione	1
1 Lo standard IEEE 802.11n	5
1.1 Caratteristiche principali	5
1.2 Descrizione del trasmettitore IEEE 802.11n	8
1.2.1 Scrambler	9
1.2.2 Encoder Parser	10
1.2.3 FEC Encoder	10
1.2.4 Stream Parser	16
1.2.5 Interleaver	16
1.2.6 Constellation mapper	18
1.2.7 Space Time Block Coding (STBC)	20
1.2.8 CSD - Spatial Mapping	22
1.2.9 Transmit chain	25
1.3 Configurazioni previste dallo standard IEEE 802.11n	27
1.3.1 Modi di funzionamento	27
1.3.2 Caratteristiche delle configurazioni in IEEE 802.11n	31
1.3.3 OFDM in IEEE 802.11n	41
2 Studio del modello di canale IEEE 802.11n	43
2.1 Modello a cluster	43
2.2 Power Azimuth Spectrum (PAS)	49
2.3 Descrizione del modello	56
2.4 Determinazione delle matrici di correlazione	60
2.5 Doppler spectrum	66
2.6 Descrizione dei modelli di canale	69

2.7	Esempio di simulazione	78
2.8	Dal modello SISO al modello a clusters	80
3	Studio delle prestazioni limite	93
3.1	Capacità ergodica di sistemi MIMO-OFDM	93
3.1.1	Capacità ergodica per canali Flat Rayleigh Fading	97
3.1.2	Capacità ergodica per canali Multipath	101
3.1.3	Effetto dei parametri di canale sulla capacità	103
3.1.4	Analisi dei risultati	105
3.2	Outage Rate	106
3.2.1	Outage Rate approssimato	112
4	MIMO detection	117
4.1	Introduzione	117
4.2	Detection in canali flat-fading	118
4.3	Detection per sistemi OFDM	119
4.4	Detection per canali multipath	120
	Conclusioni	123
	A Simboli, acronimi e funzioni	127
	BIBLIOGRAFIA	131

Introduzione

Il contenuto di questa tesi è il risultato di un periodo di circa sei mesi dedicato allo studio di sistemi di trasmissione MIMO, i quali sono caratterizzati dall'utilizzo di schiere di antenne sia a lato trasmissione che a lato ricezione. Questa tecnologia occupa un ruolo importante nell'ambito delle trasmissioni wireless, in quanto è in grado di fornire un notevole incremento delle prestazioni rispetto alle tecnologie precedenti, senza incidere sulle risorse utilizzate, come ad esempio l'occupazione di banda o la potenza di trasmissione.

Lo standard IEEE 802.11n, la cui versione definitiva è stata pubblicata a fine 2009, introduce per primo la tecnologia MIMO nelle WLAN; per questo motivo, lo studio dello standard, ha rappresentato una parte importante del lavoro svolto.

Principalmente è stato necessario comprendere quali configurazioni di trasmettitore sono previste e cosa le differenzia una dall'altra; inoltre si è studiata la composizione della catena di trasmissione di base indicata dallo standard e gli effetti prodotti su quest'ultima dall'utilizzo di una particolare configurazione.

Un risultato utile dello studio dello standard, è riassunto dallo schema di Fig. 1.8, dove si riassumono tutte le configurazioni previste dallo standard, differenziandole per il valore che può assumere la portante, la tipologia di modulazione utilizzata ed il formato della trama di trasmissione.

Una grossa parte del lavoro di questa tesi ha riguardato lo studio dei modelli di canali multiantenna. A partire da un modello di canale già implementato, un'accurata analisi del codice ha consentito di isolare i concetti, sia teorici (PAS, cluster, ecc.) che prettamente matematici (normalizzazioni, distribuzioni troncate di variabili aleatorie, ecc.), necessari alla completa comprensione del modello teorico implementato, ma anche di altri presenti in letteratura.

In questa parte, come detto, vengono evidenziati diversi concetti considerati importanti, tra cui:

- dipendenza del PAS dalla variabile τ , che indica il ritardo nella risposta impulsiva;
- tecniche di normalizzazione per il calcolo delle matrici di canale;
- utilizzo di variabili aleatorie con distribuzione di probabilità troncate;
- derivazione di modelli MIMO a partire da modelli SISO noti in letteratura.

L'importanza di questi concetti non è legata unicamente al contenuto teorico, anche se sicuramente di primaria importanza, ma anche alla scarsa bibliografia individuata a riguardo. Per questo motivo, è stato necessario un studio, facente riferimento anche a fonti bibliografiche non prettamente legate all'argomento trattato, cercando di estrarre solo i concetti utili allo scopo della tesi.

È stata importante, in questa fase del lavoro, il confronto con altre persone coinvolte, anche se con finalità differenti, nello studio dei sistemi MIMO. In molteplici situazioni, il semplice confrontarsi con chi vedeva e studiava il problema da diverse prospettive, ha consentito di arrivare velocemente a soluzioni che con uno studio individuale, avrebbe richiesto un dispendio di tempo notevolmente superiore.

Completato lo studio dei modelli di canale, si è effettuata un'analisi delle prestazioni garantite da alcuni modelli in grado di descrivere ambienti tipici di trasmissioni wireless. In particolare si è effettuato lo studio di:

- informazione mutua;
- capacità ergodica;
- outage rate;
- outage rate approssimato.

Il primo passo in questa fase del lavoro, è stato lo studio della teoria che sta alla base di queste grandezze. Poi in ogni caso, i primi tentativi di calcolo numerico, riguardavano canali non selettivi in frequenza in assenza di correlazione tra le antenne (nel testo questo caso viene indicato con la sigla *iid*). Questo per un duplice motivo: il primo è la relativa semplicità implementativa che questi casi presentano; il secondo motivo, è la possibilità di confrontare i risultati ottenuti con

quelli presenti in letteratura; il fatto di ottenere le stesse prestazioni previste dai riferimenti bibliografici considerati, indicava la correttezza di quanto realizzato.

Una volta analizzato a fondo il caso iid, il passo successivo ha previsto lo studio di canali multipath, con particolare riferimento ai modelli di [7].

Questa parte del lavoro si è conclusa analizzando i risultati di una campagna di simulazioni, eseguita con lo scopo di osservare la differenza in termini di prestazioni tra modelli di canale con diverse caratteristiche. Data l'elevata quantità di codice prodotto e di simulazioni effettuate, questa fase ha richiesto un grosso sforzo, ma contemporaneamente è quella che ha portato maggiori soddisfazioni dati i risultati tangibili, ed interessanti ottenuti.

Il lavoro si è concluso, con uno studio delle principali tecniche di detection, che ha portato al calcolo, mediante una seconda campagna di simulazioni, della probabilità d'errore prodotta da un sistema che utilizza uno Zero Forcing detector al ricevitore.

Queste simulazioni per il calcolo della probabilità d'errore sul bit, si sono rivelate molto utili oltre che per il risultato in sè, anche per applicare alcuni dei concetti appresi in precedenza. In particolare, l'implementazione della catena di trasmissione ha richiesto l'applicazione di quanto visto durante lo studio dello standard, mentre la perfetta conoscenza del modello di canale a nostra disposizione, ha consentito di controllare in maniera consapevole alcune variabili di ambiente.

Riassumendo la tesi si compone dei seguenti capitoli:

- **Capitolo 1:** si riporta una descrizione dello standard, evidenziando in particolare la composizione della catena di trasmissione e le configurazioni di sistema previste;
- **Capitolo 2:** parte centrale del testo, si descrivono i concetti necessari alla modellizzazione di canali MIMO, con riferimento al modello descritto in [7];
- **Capitolo 3:** si effettua uno studio della teoria necessaria al calcolo delle prestazioni di sistemi MIMO, inoltre si riportano e si commentano i risultati ottenuti dalle simulazioni eseguite a questo proposito;
- **Capitolo 4:** studio ed analisi delle prestazioni, in termini di BER, del sistema di detection denominato Zero Forcing.

Alla fine, oltre che alla bibliografia si riporta in appendice, un elenco di simboli, acronimi e funzioni che compaiono lungo tutto il testo, al fine di facilitare la consultazione della tesi.

Concludendo l'introduzione di questa tesi, è importante considerare che il lavoro svolto si colloca all'interno di un più ampio progetto di Ateneo, dedicato allo studio ed analisi delle prestazioni di schiere di antenne a basso profilo per applicazioni WLAN MIMO, che ha consentito la collaborazione con diversi gruppi di ricerca del dipartimento.

Ringrazio il Prof. Silvano Pupolin per avermi dato la possibilità di svolgere questo lavoro, inoltre ringrazio il Prof. Antonio Capobianco, l'Ing. Francesco Sacchetto e l'Ing. Filippo Pigozzo per il contributo fornito nello studio del modello di canale.

Ringrazio Luca Brunetta, per il contributo dato lungo tutto il lavoro effettuato e per il supporto morale che ha saputo darmi.

In fine ringrazio Antonio Assalini, per la pazienza avuta nel guidarmi sia nella fase di studio e ricerca che nella fase di stesura della tesi.

LO STANDARD IEEE 802.11N

In questo primo capitolo si descrivono le caratteristiche, a livello fisico, introdotte dallo standard IEEE 802.11n, con particolare dettaglio ai modi di funzionamento ed alle configurazioni previste.

1.1 Caratteristiche principali

Lo standard IEEE 802.11n rappresenta una delle ultime evoluzioni della famiglia IEEE 802.11, ed è in grado di fornire un marcato incremento del throughput (fino a circa 600 Mbps) e del range di copertura rispetto agli standard IEEE 802.11a/g attualmente in uso. L'utilizzo di schiere di antenne sia a lato trasmissione che a lato ricezione, tecnologia denominata *MIMO*, rappresenta l'innovazione chiave per ottenere questo incremento di prestazioni. Lo standard prevede diverse configurazioni MIMO $N_T \times N_R$, comprese tra i casi 1×1 e 4×4 , dove N_T indica il numero di antenne utilizzate in trasmissione mentre N_R indica il numero di antenne utilizzate al lato ricezione. In Fig. 1.1 si riporta come esempio illustrativo un sistema MIMO 2×3 .

In generale, tante più antenne utilizza un dispositivo e tanto maggiore sarà il *data rate* in grado di supportare. L'utilizzo di più antenne introduce il concetto di **Spatial Multiplexing** (SM) dove lo spazio viene utilizzato come dimensione su cui effettuare il multiplexing dei dati, analogamente a come viene fatto in altre tecniche di multiplexing come per esempio la TDM o la FDM dove il multiplexing viene eseguito rispettivamente nel tempo ed in frequenza. Ogni coppia composta da un'antenna in trasmissione ed un'antenna in ricezione rappresenta un sottocanale (*signal path*), su cui è possibile trasmettere un flusso di dati; trasmettendo ad esempio segnali che portano la stessa informazione su ogni sot-

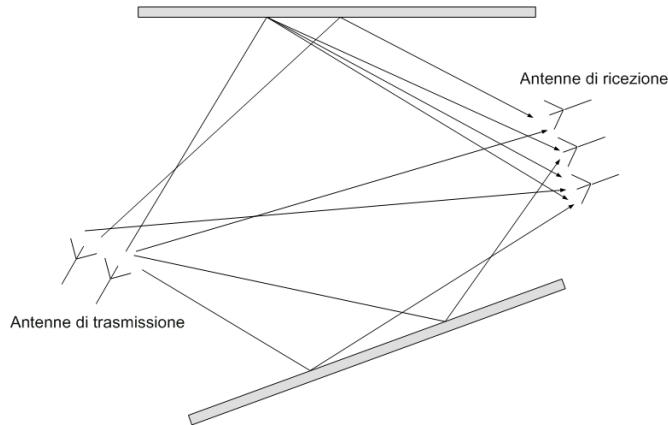


Figura 1.1: Esempio di sistema MIMO 2×3 .

to canale, sarà possibile ottenere al ricevitore repliche indipendenti del segnale. In generale questo garantisce un guadagno in termini di capacità di un fattore $\min\{N_T, N_R\}$ ad alti valori di SNR .

D'altro canto, per raggiungere le prestazioni indicate, oltre all'utilizzo della tecnologia MIMO lo standard introduce altre tecniche di *signal processing*.

Space-Time Block Coding (STBC): questa tecnica prevede di trasmettere un flusso di dati in modo ridondante, generando fino a 4 spatial stream utilizzando lo stesso flusso di dati codificato in maniera differente; ogni spatial stream ottenuto viene trasmesso mediante un'antenna differente. Il ricevitore, confrontando i diversi spatial stream ricevuti, avrà maggiori probabilità di ricostruire correttamente il segnale originale. Lo standard prevede di utilizzare lo STBC solo nel caso in cui il numero di antenne in trasmissione superi il numero di antenne in ricezione.

Transmit Beamforming (TxBF): questa tecnica di signal processing consente di concentrare la potenza trasmessa dall'array lungo una data direzione. In questo modo si sfruttano le interferenze costruttive e distruttive prodotte dall'ambiente per migliorare la qualità del segnale ricevuto e di conseguenza aumentare il *data rate*. Questa tecnica richiede una conoscenza del canale da parte del trasmettitore, per esempio per mezzo di un *feedback* fornito dal ricevitore.

Un'ulteriore novità, introdotta dallo standard IEEE 802.11n, consiste nella possibilità di utilizzare per la trasmissione, sia per portante a 2.4 GHz (*ISM frequency band*) che a 5.2 GHz (*UNII frequency band*), una banda di 40 MHz (Fig. 1.2) oltre che il caso previsto dagli standard precedenti di utilizzare una banda di 20 MHz. Come ovvio, l'utilizzo di una banda di ampiezza doppia consente di raddoppiare la velocità di trasmissione.

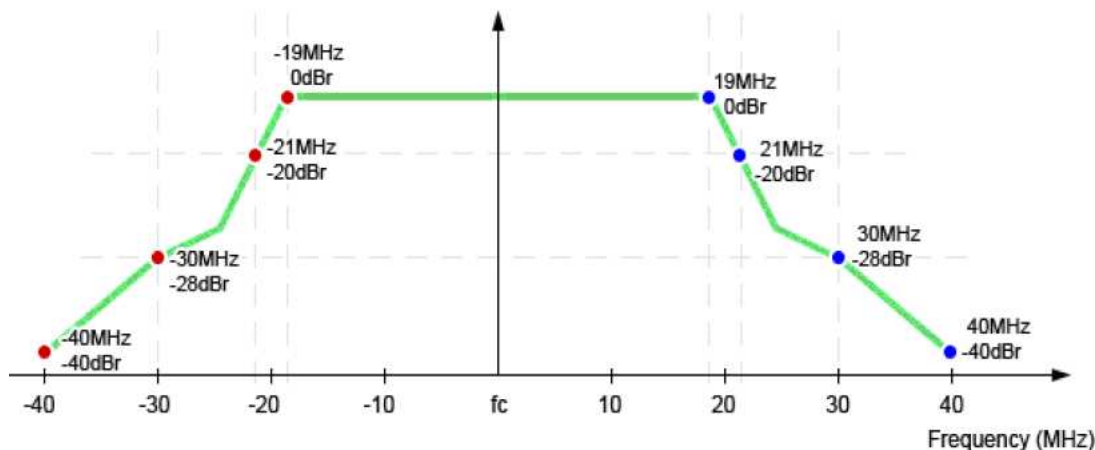


Figura 1.2: Maschera per la banda 40 MHz [4].

Quelle descritte fin'ora rappresentano delle tecniche introdotte a livello fisico; il raggiungimento di rate elevati come proposto dallo standard richiede l'utilizzo di particolari accorgimenti a livello MAC, soprattutto per incrementare l'efficienza di utilizzo delle risorse occupate. In particolare lo standard IEEE 802.11n utilizza le seguenti strategie [4]:

- **Block Acknowledgment:** riduce il numero di ACK che un ricevitore deve spedire al trasmettitore per confermare la corretta ricezione del frame; mentre negli standard IEEE 802.11a/g è richiesto un ACK per ogni frame di tipo unicast, un trasmettitore ammette l'utilizzo di Block ACK in grado di confermare più frame ricevuti. In questo modo è possibile ridurre il numero di ACK necessari.
- **Frame Aggregation:** incrementa il *payload* che può essere assegnato ad un singolo frame, aggregando più payload in un unico frame, riducendo in questo modo la quantità di risorse utilizzate per gestire la trasmissione di

più frame (spaziatura tra diversi frame, header, ecc.). Lo standard prevede due modalità di Frame Aggregation:

- MAC Service Data Unit Aggregation (A-MSDU);
- MAC Protocol Data Unit Aggregation (A-MPDU).

1.2 Descrizione del trasmettitore IEEE 802.11n

In questa sezione si fornisce la descrizione del trasmettitore IEEE 802.11n, e dell'elaborazione che viene eseguita sui dati. Con riferimento a Fig. 1.3, nei sottoparagrafi che seguono verranno presentati ad uno ad uno i blocchi che compongono il trasmettitore, evidenziandone la funzione che svolge e l'effetto prodotto sul flusso di dati da trasmettere.

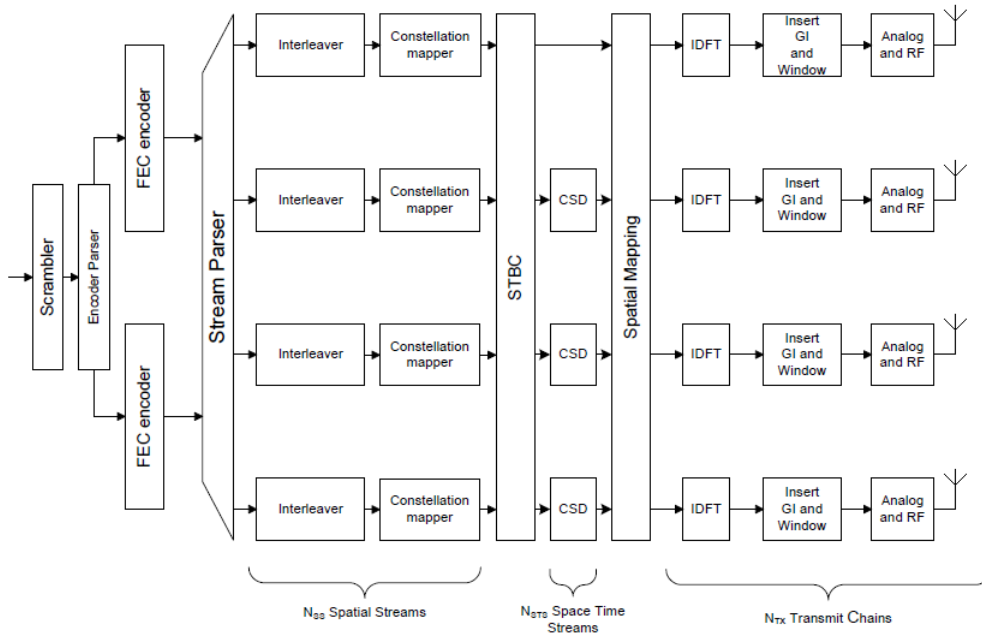


Figura 1.3: Schema a blocchi del trasmettitore IEEE 802.11n [1].

Per chiarezza, si elencano di seguito alcuni parametri utilizzati dai vari blocchi che compongono il trasmettitore:

N_{ES} : numero di codificatori previsti nel trasmettitore, $N_{ES} = 1, 2$;

N_{SS} : numero di spatial stream;

N_{STS} : numero di space-time stream;

R : code rate;

N_{TX} : numero di transmit chains;

i_{SS} : indice che rappresenta lo spatial stream corrente, $i_{SS} = 1, 2, \dots, N_{SS}$;

$N_{BPSCS}(i_{SS})$: numero di bit codificati assegnati ad una singola portante, per l' i_{SS} -esimo spatial stream;

$N_{CBPSS}(i_{SS})$: numero di bit elaborati contemporaneamente dall'interleaver, per l' i_{SS} -esimo spatial stream;;

i_{STS} : indice per lo space-time stream corrente, $i_{STS} = 1, 2, \dots, N_{ST}$;

N_{SYM} : numero di simboli OFDM che compone il flusso di dati da trasmettere;

N_{SD} : numero di simboli complessi contenuti in un singolo simbolo OFDM;

1.2.1 Scrambler

L'informazione da trasmettere viene data in ingresso ad uno scrambler che effettua un'elaborazione dei dati in modo che, il flusso di bit in ingresso ai codificatori presenti più a valle nella catena di trasmissione, sia composto da bit pressochè indipendenti uno dall'altro (sequenza i.i.d.). Viene utilizzato il polinomio generatore $S(x) = x^7 + x^4 + 1$ e l'inizializzazione avviene per mezzo di una sequenza pseudoaleatoria non nulla (Fig. 1.4).

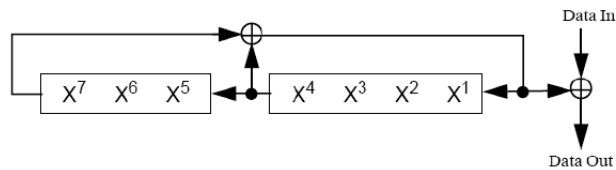


Figura 1.4: Schema a blocchi dello scrambler utilizzato in trasmissione.

1.2.2 Encoder Parser

Se il trasmettitore prevede più di un codificatore, il blocco in questione produce a partire dal flusso di dati in uscita dallo scrambler, N_{ES} flussi da dare in ingresso ad ognuno dei codificatori; l'algoritmo utilizzato è di tipo *round robin* (Fig. 1.5).

Nel caso in cui la catena di trasmissione preveda 2 codificatori, i dati in uscita dallo scrambler vengono suddivisi alternando i bit sui due codificatori. In generale si ha $x_i^{\{j\}} = b_{N_{ES} \cdot i + j}$ con $0 \leq j \leq N_{ES} - 1$, dove $x_i^{\{j\}}$ indica l' i -esimo bit indirizzato al j -esimo codificatore, mentre b_k rappresenta il flusso di bit in ingresso all'encoder parser. Lo standard prevede la presenza di al più due codificatori.

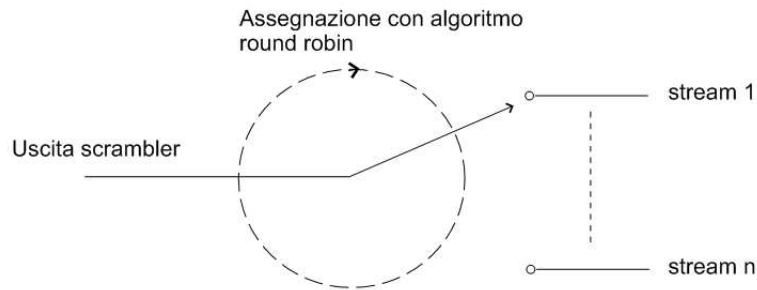


Figura 1.5: Schema logico dell'algoritmo di assegnazione *round robin*.

1.2.3 FEC Encoder

Questo blocco effettua la codifica dei dati, può essere effettuata per mezzo di un codificatore *BCC* seguito da un'operazione di puncturing oppure mediante un codificatore *LDPC*; nei seguenti sottoparagrafi si descrivono entrambe le tecniche di codifica.

Binary Convolutional Code (BCC)

I dati portati dallo spatial stream in questo caso vengono codificati per mezzo di un codificatore convoluzionale a rate $R = 1/2$, caratterizzati dai polinomi generatori $g_0 = 133_8$ e $g_1 = 171_8$. Nel caso in cui la configurazione di trasmettitore considerata preveda un rate di codifica $R = 1/2$, l'uscita del codificatore viene ricavata dai due flussi *Output A* e *Output B* (Fig. 1.6) per mezzo di una semplice operazione di demultiplexing.

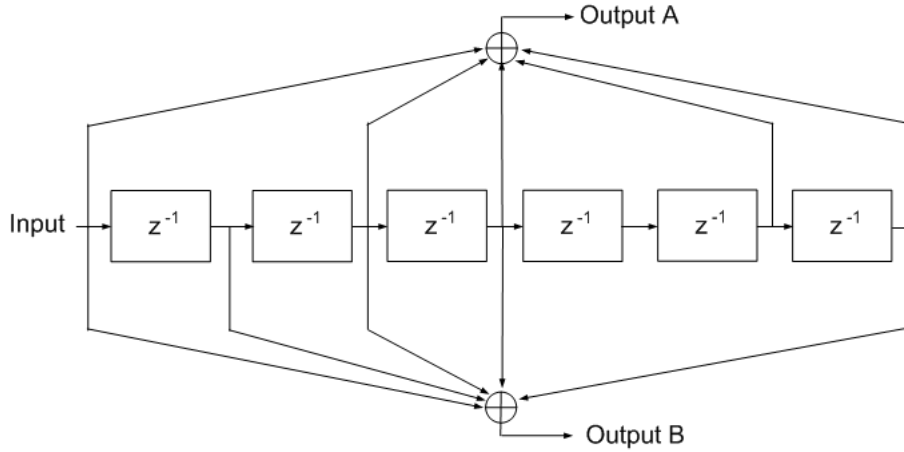


Figura 1.6: Schema a blocchi di un codificatore BCC utilizzato in IEEE 802.11n (profondità di memoria $k = 7$), con $g_0 = 133_8$ e $g_1 = 171_8$.

Nel caso in cui sia richiesto un rate diverso, la codifica è seguita da un'operazione di puncturing, in grado di adattare il rate di codifica a quello desiderato eliminando alcuni dei bit in uscita dal codificatore. In Fig. 1.7 si descrive la procedura per passare rispettivamente ad un rate $R = 2/3$, $R = 3/4$ ed $R = 5/6$.

Low Density Parity Check (LDPC)

In questo caso la codifica prevista è di tipo sistematico, in grado di supportare tutti i rate richiesti dallo standard. L'elaborazione avviene in blocchi di informazione; la codifica a partire da un blocco di bit $\mathbf{i} = (i_0, i_1, \dots, i_{(k-1)})$ di dimensioni k , produce in uscita una parola di codice

$$\mathbf{c} = (i_0, i_1, \dots, i_{(k-1)}, p_0, p_1, \dots, i_{(n-k-1)}) \quad (1.1)$$

di dimensione n , mediante l'aggiunta di $n - k$ bit di parità ottenuti dalla seguente:

$$\mathbf{H}\mathbf{c}^T = 0, \quad (1.2)$$

dove \mathbf{H} , di dimensioni $(n - k) \times n$, viene definita *matrice di parità*. Tale matrice, può essere rappresentata come l'unione di matrici quadrate $Z \times Z$, derivate dalla matrice identità mediante traslazione delle colonne verso destra. Ad esempio la matrice indicata con il numero 6 sarà ottenuta dalla matrice identità con una

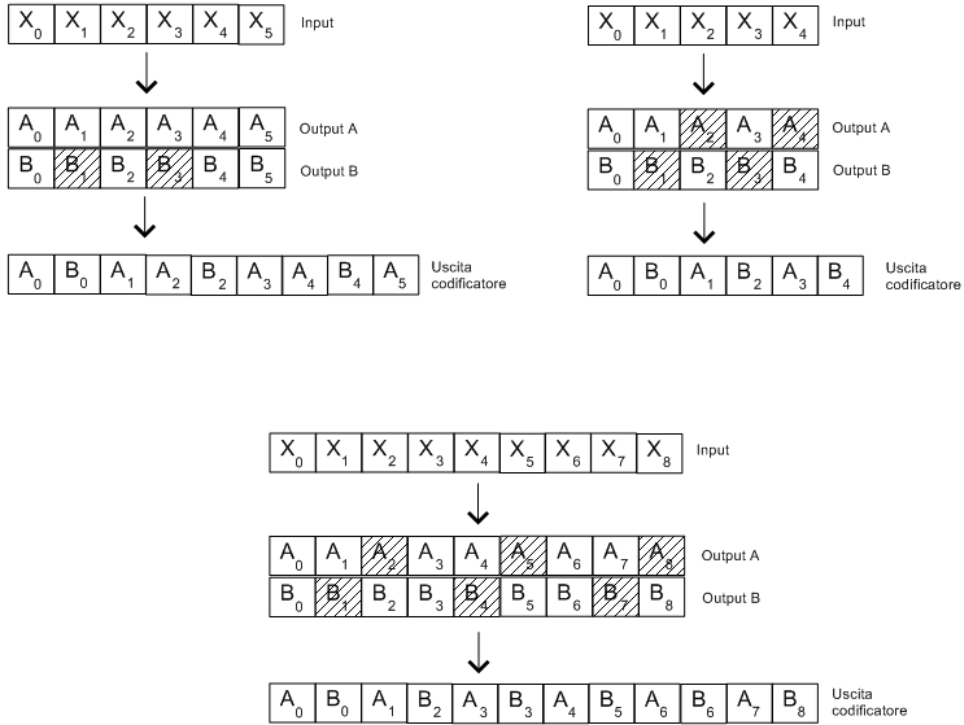


Figura 1.7: Operazione di puncturing a $R = 2/3$ (in alto a sinistra), a $R = 3/4$ (in alto a destra) e a $R = 5/6$ (in basso).

rotazione di 6 posizioni:

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{P}_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

In Tab.1.1 si riportano le lunghezze di k ed n previste dallo standard. Nelle Tab. 1.2-1.4 si riportano le strutture delle matrici di parità utilizzate per tre differenti valori di n .

Coding Rate $R = 1/2$																			
40	-	-	-	22	-	49	23	43	-	-	-	1	0	-	-	-	-	-	-
50	1	-	-	48	35	-	-	13	-	30	-	-	0	0	-	-	-	-	-
39	50	-	-	4	-	2	-	-	-	49	-	-	0	0	-	-	-	-	-
33	-	-	38	37	-	-	4	1	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-
45	-	-	-	0	22	-	-	20	42	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-
51	-	-	48	35	-	-	-	44	-	18	-	-	-	-	-	0	0	-	-
47	11	-	-	-	17	-	-	51	-	-	-	0	-	-	-	-	0	0	-
5	-	25	-	6	-	45	-	13	40	-	-	-	-	-	-	-	-	0	0
33	-	-	34	24	-	-	-	23	-	-	46	-	-	-	-	-	-	0	0
1	-	27	-	1	-	-	-	38	-	44	-	-	-	-	-	-	-	-	0
-	18	-	-	23	-	-	8	0	35	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0
49	-	17	-	30	-	-	-	34	-	-	19	1	-	-	-	-	-	-	0
Coding Rate $R = 2/3$																			
39	31	22	43	-	40	4	-	11	-	-	50	-	-	6	1	0	-	-	-
25	52	41	2	6	-	14	-	34	-	-	24	-	37	-	-	0	0	-	-
43	31	29	0	21	-	28	-	-	2	-	7	-	17	-	-	0	0	-	-
20	33	48	-	4	13	-	26	-	-	22	-	-	46	42	-	-	-	0	0
45	7	18	51	12	25	-	-	-	50	-	-	5	-	-	-	0	-	-	0
35	40	32	16	5	-	-	18	-	-	43	51	-	32	-	-	-	-	-	0
9	24	13	22	28	-	-	37	-	-	25	-	-	52	-	13	-	-	-	0
32	22	4	21	16	-	-	-	27	28	-	38	-	-	-	8	1	-	-	0
Coding Rate $R = 3/4$																			
39	40	51	41	3	29	8	36	-	14	-	6	-	33	-	11	-	4	1	0
48	21	47	9	48	35	51	-	38	-	28	-	34	-	50	-	50	-	-	0
30	39	28	42	50	39	5	17	-	6	-	18	-	20	-	15	-	40	-	0
29	0	1	43	36	30	47	-	49	-	47	-	3	-	35	-	34	-	0	0
1	32	11	23	10	44	12	7	-	48	-	4	-	9	-	17	-	16	-	0
13	7	15	47	23	16	47	-	43	-	29	-	52	-	2	-	53	-	1	-
Coding Rate $R = 5/6$																			
48	29	37	52	2	16	6	14	53	31	34	5	18	42	53	31	45	-	46	52
17	4	30	7	43	11	24	6	14	21	6	39	17	40	47	7	15	41	19	-
7	2	51	31	46	23	16	11	53	40	10	7	46	53	33	35	-	25	35	38
19	48	41	1	10	7	36	47	5	29	52	52	31	10	26	6	3	2	-	51

Tabella 1.3: Composizione della matrice di parità nel caso $n = 1296$ con $Z = 54$, con "—" si indica la matrice $Z \times Z$ identicamente nulla.

Coding Rate $R = 1/2$																					
57	-	-	-	50	-	11	-	50	-	79	-	1	0	-	-	-	-	-	-	-	
3	-	28	-	0	-	-	-	55	7	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	-	
30	-	-	-	24	37	-	-	56	14	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	-	
62	53	-	-	53	-	-	3	35	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	
40	-	-	20	66	-	-	22	28	-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	
0	-	-	-	8	-	42	-	50	-	-	8	-	-	-	-	0	0	-	-	-	
69	79	79	-	-	-	56	-	52	-	-	-	0	-	-	-	-	0	0	-	-	
65	-	-	-	38	57	-	-	72	-	27	-	-	-	-	-	-	-	0	0	-	
64	-	-	-	14	52	-	-	30	-	-	32	-	-	-	-	-	-	-	0	0	
-	45	-	70	0	-	-	-	77	9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0	0	
2	56	-	57	35	-	-	-	-	-	12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0	0
24	-	61	-	60	-	-	27	51	-	-	16	1	-	-	-	-	-	-	-	0	
Coding Rate $R = 2/3$																					
61	75	4	63	56	-	-	-	-	-	8	-	2	17	25	1	0	-	-	-	-	
56	74	77	20	-	-	-	64	24	4	67	-	7	-	-	-	0	0	-	-	-	
28	21	68	10	7	14	65	-	-	-	23	-	-	-	75	-	-	0	0	-	-	
48	38	43	78	76	-	-	-	-	5	36	-	15	72	-	-	-	0	0	-	-	
40	2	53	25	-	52	62	-	20	-	44	-	-	-	-	0	-	-	0	0	-	
69	23	64	10	22	-	21	-	-	-	-	-	68	23	29	-	-	-	-	0	0	
12	0	68	20	55	61	-	40	-	-	-	52	-	-	-	44	-	-	-	-	0	0
58	8	34	64	78	-	-	11	78	24	-	-	-	-	-	58	1	-	-	-	0	
Coding Rate $R = 3/4$																					
48	29	28	39	9	61	-	-	-	63	45	80	-	-	-	37	32	22	1	0	-	
4	49	42	48	11	30	-	-	-	49	17	41	37	15	-	54	-	-	-	0	0	
35	76	78	51	37	35	21	-	17	64	-	-	-	59	7	-	-	32	-	0	0	
9	65	44	9	54	56	73	34	42	-	-	-	35	-	-	-	46	39	0	-	0	
3	62	7	80	68	26	-	80	55	-	36	-	26	-	9	-	72	-	-	-	0	
26	75	33	21	69	59	3	38	-	-	-	35	-	62	36	26	-	-	1	-	0	
Coding Rate $R = 5/6$																					
13	48	80	66	4	74	7	30	76	52	37	60	-	49	73	31	74	73	23	-	1	
69	63	74	56	64	77	57	65	6	16	51	-	64	-	68	9	48	62	54	27	-	
51	15	0	80	24	25	42	54	44	71	71	9	67	35	-	58	-	29	-	53	0	
16	29	36	41	44	56	59	37	50	24	-	65	4	65	52	-	4	-	73	52	1	

Tabella 1.4: Composizione della matrice di parità nel caso $n = 1944$ con $Z = 81$, con “-” si indica la matrice $Z \times Z$ identicamente nulla.

1.2.4 Stream Parser

In seguito alle operazioni di codifica e puncturing, i bit in uscita dagli N_{ES} codificatori, vengono riordinati in blocchi di $N_{CBPSS}(i_{SS})$ bit, dove $i_{SS} = 1, \dots, N_{SS}$ ed N_{SS} indica il numero di spatial stream; si osservi che, con riferimento alle tabelle di Sez. 1.3.2, il valore di $N_{CBPSS}(i_{SS})$ dipende dalla configurazione di trasmettitore considerata. Il numero di bit assegnati ad una singola componente di un simbolo complesso (parte reale o parte immaginaria) relativo ad uno spatial stream i_{SS} vale:

$$s(i_{SS}) = \max \left\{ 1, \frac{N_{BPSCS}(i_{SS})}{2} \right\} \quad (1.4)$$

dove $N_{BPSCS}(i_{SS})$ indica il numero di bit codificati assegnati ad una singola portante (si vedano le tabelle in Sez. 1.3.2); da quanto detto, la funzione dello stream parser è quella di assegnare, ciclicamente per ogni spatial stream, un blocco di bit di lunghezza $s(i_{SS})$. Nel caso si utilizzino 2 codificatori ($N_{ES} = 2$), un ciclo completo di assegnazione ($\sum_{i_{SS}=1}^{N_{SS}} s(i_{SS})$ bit) avverrà utilizzando i dati provenienti dal primo codificatore, mentre per il ciclo successivo i bit utilizzati saranno quelli provenienti dal secondo codificatore per poi ripartire dal primo.

1.2.5 Interleaver

I dati, una volta divisi in blocchi di $N_{CBPSS}(i_{SS})$ bit, vengono elaborati per mezzo di un interleaver che effettua un ulteriore riordino dello stream di dati in ingresso. L'operazione di interleaving prevede essenzialmente l'organizzazione dei dati all'interno di una matrice, in particolare il riempimento della suddetta matrice avviene per righe mentre lo svuotamento della stessa viene eseguito per colonne.

Più in dettaglio l'operazione di interleaving prevede tre differenti permutazioni, definite dalle seguenti regole:

$$i = N_{ROW} (k \bmod N_{COL}) + \left\lfloor \frac{k}{N_{COL}} \right\rfloor \quad (1.5)$$

$$k = 0, 1, \dots, N_{CBPSS}(i_{SS}) - 1,$$

$$\begin{aligned}
j = (i_{SS}) \left\lfloor \frac{i}{s(i_{SS})} \right\rfloor + \left(i + N_{CBPSS}(i_{SS}) + \dots \right. \\
\left. \dots - \left\lfloor N_{COL} \frac{i}{N_{CBPSS}(i_{SS})} \right\rfloor \right) \bmod s(i_{SS}) \quad (1.6) \\
i = 0, 1, \dots, N_{CBPSS}(i_{SS}) - 1,
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r = \left(j - \left(\left(2(i_{SS} - 1) \bmod 3 + 3 \left\lfloor \frac{i_{SS} - 1}{3} \right\rfloor \right) \times \dots \right. \right. \\
\left. \left. \dots \times N_{ROT} N_{BPSCS}(i_{SS}) \right) \right) \bmod N_{CBPSS}(i_{SS}) \quad (1.7) \\
j = 0, 1, \dots, N_{CBPSS}(i_{SS}) - 1
\end{aligned}$$

dove

k : indice di bit prima dell'elaborazione;

i : indice di bit dopo la prima permutazione;

j : indice di bit dopo la seconda permutazione;

r : indice di bit dopo la terza permutazione;

N_{ROW} : numero di righe che compone la matrice utilizzata dall'interleaver (Tab. 1.5);

N_{COL} : numero di colonne che compone la matrice utilizzata dall'interleaver (Tab. 1.5);

N_{ROT} : numero di rotazioni applicate verso destra alla matrice di interleaving (Tab. 1.5);

$N_{CBPSS}(i_{SS})$: dimensioni del blocco di bit in cui vengono organizzati i bit dell' i_{SS} -esimo spatial stream;

$N_{BPSCS}(i_{SS})$: dimensioni del blocco di dati in uscita dall'interleaver all' i_{SS} -esimo spatial stream.

B	20 MHz	40 MHz
N_{COL}	13	18
N_{ROW}	$4 N_{BPSCS}(i_{SS})$	$6 N_{BPSCS}(i_{SS})$
N_{ROT}	11	29

Tabella 1.5: Parametri dello scrambler in funzione della banda di funzionamento.

La procedura descritta può essere applicata a tutti i *MCS* previsti dallo standard, ad eccezione di *MCS* 32, che prevede un'operazione di interleaving analoga a quella riportata nello standard IEEE 802.11a, composta da due operazioni:

$$i = \left(\frac{N_{CBPSS}(i_{SS})}{16} \right) (k \bmod 16) + \left\lfloor \frac{k}{16} \right\rfloor, \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPSS}(i_{SS}) - 1 \quad (1.8)$$

$$j = s \left\lfloor \frac{k}{16} \right\rfloor + \left(i + N_{CBPSS}(i_{SS}) - \left\lfloor 16 \frac{i}{N_{CBPSS}(i_{SS})} \right\rfloor \right) \bmod 16, \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPSS}(i_{SS}) - 1 \quad (1.9)$$

$$s = \max \left\{ \frac{N_{BPSCS}(i_{SS})}{2}, 1 \right\}.$$

1.2.6 Constellation mapper

Lo standard prevede l'utilizzo di modulazioni *BPSK*, *QPSK*, *16QAM*, *64QAM*; il mapping viene effettuato mediante l'utilizzo di un codice Gray (Tab. 1.6-1.9).

Per imporre che il segnale da trasmettere sia a potenza unitaria, i simboli complessi d vengono normalizzati per mezzo della seguente:

$$d = K_{MOD} (I + jQ) \quad (1.10)$$

dove K_{MOD} indica il fattore di normalizzazione, che assume i valori 1 , $1/\sqrt{2}$, $1/\sqrt{10}$, $1/\sqrt{42}$ a seconda che si utilizzi rispettivamente una modulazione *BPSK*, *QPSK*, *16QAM* o *64QAM*.

Dopo questo blocco, il flusso di simboli complessi viene suddiviso in blocchi di N_{SD} elementi ognuno del quale andrà a formare un singolo simbolo OFDM; da questo punto quindi i simboli sono anche suddivisi per portanti. Lo stream di

dati, per un generico spatial stream può essere indicato come segue:

$$d_{0,0}, d_{0,1}, \dots, d_{0,k}, \dots, d_{0,N_{SD}-2}, d_{0,N_{SD}-1}, d_{1,0}, \dots, d_{1,k}, \dots, d_{1,N_{SD}-1}, \dots \\ \dots, d_{N_{SYM}-2,0}, \dots, d_{N_{SYM}-2,k}, \dots, d_{N_{SYM}-2,N_{SD}-1}, d_{N_{SYM}-1,0}, d_{N_{SYM}-1,1}, \dots \\ \dots, d_{N_{SYM}-1,k}, \dots, d_{N_{SYM}-1,N_{SD}-2}, d_{N_{SYM}-1,N_{SD}-1}.$$

Si osservi che, per esempio nel caso di banda a 20 MHz, le portanti sono numerate da -28 ($-N_{SR}$) a 28 (N_{SR}), per un totale di 57 portanti mentre il numero di simboli N_{SD} è pari a 52. Questo è dovuto al fatto che la portante a frequenza nulla viene mantenuta spenta mentre le quattro portanti di indice -21 , -7 , 7 e 21 sono utilizzate come portanti pilota, per la trasmissione di dati utili alla sincronizzazione del sistema. Per questo il mapping dei simboli alle portanti avviene in maniera sistematica, saltando gli indici delle portanti pilota.

Input bit (b_0)	I	Q
0	-1	0
1	1	0

Tabella 1.6: Tabella di codifica per modulazione *BPSK*.

Input bit (b_0)	I	Input bit (b_1)	Q
0	-1	0	-1
1	1	1	1

Tabella 1.7: Tabella di codifica per modulazione *QPSK*.

Input bit (b_0 b_1)	I	Input bit (b_2 b_3)	Q
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	1	11	1
10	3	10	3

Tabella 1.8: Tabella di codifica per modulazione *16QAM*.

Input bit (b_0 b_1 b_2)	I	Input bit (b_3 b_4 b_5)	Q
000	-7	000	-7
001	-5	001	-5
011	-3	011	-3
010	-1	010	-1
110	1	110	1
111	3	111	3
101	5	101	5
100	7	100	7

Tabella 1.9: Tabella di codifica per modulazione 64QAM.

1.2.7 Space Time Block Coding (STBC)

Questo blocco è presente nel caso in cui il numero di space-time stream N_{STS} è maggiore del numero di spatial stream N_{SS} (vedi Fig. 1.3). In questo caso, N_{SS} spatial stream vengono mappati nei N_{STS} space-time stream, che a loro volta vengono mappati in N_{TX} *transmit chain*. Se lo STBC è presente nella catena di trasmissione, gli stream di simboli complessi $\{d_{k,i,n}\}$ $k = 0, \dots, N_{SD} - 1$, $i = 1, \dots, N_{SS}$, $n = 0, \dots, N_{SYM} - 1$ (N_{SYM} indica il numero di simboli OFDM) in uscita dai *constellation mapper* rappresentano gli ingressi dello STBC, che produce in uscita i flussi di dati $\{\tilde{d}_{k,i,n}\}$ $k = 0, \dots, N_{SD} - 1$, $i = 1, \dots, N_{STS}$, $n = 0, \dots, N_{SYM} - 1$.

Fissati k ed i , l'elaborazione dei simboli complessi avviene a coppie di simboli OFDM, di modo che $\tilde{d}_{k,i,2m}$ dipende da $d_{k,i,2m}$ e da $d_{k,i,2m+1}$ ed analogamente $\tilde{d}_{k,i,2m+1}$ dipende da $d_{k,i,2m}$ e da $d_{k,i,2m+1}$; questo mapping viene eseguito come descritto in Tab. 1.10. Nel caso in cui lo STBC non sia utilizzato, si avrà $d_{k,i,n} = \tilde{d}_{k,i,n}$ ed $N_{SS} = N_{STS}$.

In particolare, le quattro tipologie di STBC previste dallo standard, si basano tutte sull'*Alamouti code* [5]. Con riferimento a quanto riportato in Tab. 1.10 si ha:

- $N_{STS} = 2$, $N_{SS} = 1$: in questo caso i 2 flussi di dati vengono generati da un singolo spatial stream per mezzo di un Alamouti code;

- $N_{STS} = 3$, $N_{SS} = 2$: in questo caso 2 flussi vengono generati per mezzo di un Alamouti code dal primo spatial stream, mentre il terzo space-time stream viene generato in maniera sistematica dal secondo spatial-stream;
- $N_{STS} = 4$, $N_{SS} = 2$: in questo caso i 4 space-time streams vengono generati a coppie per mezzo di due Alamouti code, considerando separatamente i due spatial stream;
- $N_{STS} = 4$, $N_{SS} = 3$: in questo caso i primi due space-time stream vengono generati da un Alamouti code applicato al primo spatial stream, mentre gli altri due space-time stream vengono generati in maniera sistematica dal secondo a dal terzo spatial stream.

Si osservi inoltre, che i quattro casi elencati, fissano anche i valori previsti dallo standard per N_{STS} e N_{SS} ; ad esempio lo standard non prevede un trasmettitore caratterizzato da un solo spatial stream con quattro space-time stream.

In Tab. 1.11 si riporta un esempio di codifica, per il caso $N_{STS} = 4 - N_{SS} = 3$ con modulazione 16QAM, per quattro istanti di tempo consecutivi.

N_{STS}	N_{SS}	i_{STS}	$\tilde{d}_{k,i,2m}$	$\tilde{d}_{k,i,2m+1}$
2	1	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
3	2	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
4	2	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
		4	$-d_{k,2,2m+1}^*$	$d_{k,2,2m}^*$
4	3	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
		4	$d_{k,3,2m}$	$d_{k,3,2m+1}$

Tabella 1.10: Operazione di mapping eseguita dallo STBC.

\mathbf{i}_{SS}	$\mathbf{d}_{k,i,0}$	$\mathbf{d}_{k,i,1}$	$\mathbf{d}_{k,i,2}$	$\mathbf{d}_{k,i,3}$
1	-3-i	3+i	1+3i	1-i
2	1-3i	3-3i	-3+3i	-1+i
3	1+i	3-i	3+i	1+i
\mathbf{i}_{STS}	$\tilde{\mathbf{d}}_{k,i,0}$	$\tilde{\mathbf{d}}_{k,i,1}$	$\tilde{\mathbf{d}}_{k,i,2}$	$\tilde{\mathbf{d}}_{k,i,3}$
1	-3-i	3+i	1+3i	1-i
2	-3+i	-3+i	-1-i	1-3i
3	1-3i	3-3i	-3+3i	-1+i
4	1+i	3-i	3+i	1+i

Tabella 1.11: Esempio di operazione di mapping eseguita dallo STBC, per quattro istanti di tempo successivi (i simboli complessi non sono normalizzati).

1.2.8 CSD - Spatial Mapping

In fase di trasmissione dei dati, può essere prevista una rotazione o uno scalamento dei dati generati dal *Constellation Mapper* (o dallo *STBC* se previsto). Indicando con $X_k^{(i_{STS})}$ i dati da trasmettere mediante la k -esima portante provenienti dallo space-time stream i_{STS} , il segnale in uscita dallo spatial mapping (relativo alla transmit chain i_{TX} può essere descritto dalla relazione:

$$r^{(i_{TX})} = \sum_{k=-N_{SR}}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [\mathbf{Q}_k]_{i_{TX}, i_{STS}} X_k^{(i_{STS})} \exp(j2\pi k \Delta_f (t - T_{CS}^{i_{STS}})) \quad (1.11)$$

dove

Δ_f : spaziatura tra sottoportanti, pari a 312.5 kHz nel caso di banda a 20 MHz;

N_{SR} : indice massimo di portante (vedi Tab. 1.32);

$[\mathbf{Q}_k]_{i_{TX}, i_{STS}}$: elemento di posizione (i_{TX}, i_{STS}) della matrice \mathbf{Q}_k di dimensioni $N_{TX} \times N_{STS}$, variabile in frequenza;

$T_{CS}^{i_{STS}}$: fattore di ritardo relativo all' i_{STS} -esimo space-time stream (blocco CSD di Fig. 1.3, vedi Tab. 1.12).

Si osservi che il termine $r^{(i_{TX})}$ rappresenta il segnale nel dominio nel tempo corrispondente ad un simbolo OFDM.

Lo spatial mapping è caratterizzato dalla matrice \mathbf{Q}_k ; di seguito si riportano alcuni casi previsti dallo standard:

- a) *Direct Mapping*: la matrice \mathbf{Q}_k è una matrice diagonale, con elementi complessi a modulo unitario, che può assumere due forme:
- $\mathbf{Q}_k = \mathbf{I}$, matrice identità;
 - matrice di ritardo ciclico (*CSD matrix*), nella quale gli elementi sulla diagonale rappresentano il ritardo nel dominio del tempo:

$$[\mathbf{Q}_k]_{i,j} = \exp(-j2\pi k\Delta_f\tau_{CS}^i), \quad (1.12)$$

dove τ_{CS}^i $i = 1, \dots, N_{TX}$ rappresenta il ritardo applicato (Tab. 1.13);

- b) *Indirect Mapping*: la matrice \mathbf{Q}_k è data dal prodotto di una matrice di ritardo ciclico con una matrice unitaria; ad esempio può essere utilizzata una matrice di *Hadamard* \mathcal{H} , che può essere costruita mediante il seguente procedimento iterativo:

$$\mathcal{S}_1 = [1] \quad \mathcal{S}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \mathcal{S}_k = \begin{bmatrix} \mathcal{S}_{k-1} & \mathcal{S}_{k-1} \\ \mathcal{S}_{k-1} & -\mathcal{S}_{k-1} \end{bmatrix}, \quad (1.13)$$

matrici che godono della proprietà di essere composte da righe tra loro ortogonali. Considerando il caso $N_{TX} = 4$ e $N_{STS} = 4$, la matrice \mathcal{H} avrà la seguente forma:

$$\mathcal{S}_k = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

da cui si può osservare che i segnali alle transmit chain sono dati da una combinazione degli spatial stream in ingresso al blocco di mapping; da qui deriva la denominazione indirect mapping. Oltre alle matrici di *Hadamard*, vengono utilizzate anche altre tipologie di matrice, come ad esempio le matrici di *Hadamard complesse*, i cui elementi sono le radici complesse dell'unità.

- c) *Spatial Expansion*: in questo caso \mathbf{Q}_k è data dal prodotto di una matrice di ritardo ciclico con una matrice unitaria composta da colonne tra loro ortogonali.

Ad esempio una tipologia di spatial mapping, prevede di duplicare alcuni degli N_{STS} space-time stream in modo da formare N_{TX} stream, scalando ogni flusso per un fattore $\sqrt{N_{STS}/N_{TX}}$. La matrice di mapping può essere scritta come segue:

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{M}_{CSD}(k) \cdot \mathbf{D}, \quad (1.15)$$

dove $\mathbf{M}_{CSD}(k)$ indica la matrice di ritardo ciclico (generata in maniera analoga a quanto descritto nella (1.12)), mentre la matrice \mathbf{D} descrive il mapping, ed assume una delle seguenti forme in base al numero di space-time stream ed al numero di *transmit chain* disponibili:

i) $N_{TX} = 2, N_{STS} = 1$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (1.16)$$

ii) $N_{TX} = 3, N_{STS} = 1$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (1.17)$$

iii) $N_{TX} = 4, N_{STS} = 1$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (1.18)$$

iv) $N_{TX} = 3, N_{STS} = 2$

$$\mathbf{D} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

v) $N_{TX} = 4, N_{STS} = 2$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

vi) $N_{TX} = 4, N_{STS} = 3$

$$\mathbf{D} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

- d) *Beamforming Steering Matrix*: in questo caso \mathbf{Q}_k è una matrice, in grado di migliorare la ricezione del segnale, e viene determinata grazie ad alcune conoscenze sul canale tra trasmettitore e ricevitore.

Come già accennato in precedenza, e come si può vedere da Fig. 1.3, il ritardo ciclico può essere inserito a monte dello spatial mapping. In questo caso il ritardo verrà applicato separatamente per ogni space-time stream; in Tab. 1.12 si riportano i valori dei ritardi previsti nei vari casi ($T_{CS}^{i_{STS}}$).

N_{STS}	i_{STS}			
	1	2	3	4
1	0 ns	-	-	-
2	0 ns	-400 ns	-	-
3	0 ns	-400 ns	-200 ns	-
4	0 ns	-400 ns	-200 ns	-600 ns

Tabella 1.12: Valori dei ritardi $T_{CS}^{i_{STS}}$ al variare del numero di space-time stream.

N_{TX}	i			
	1	2	3	4
1	0 ns	-	-	-
2	0 ns	-400 ns	-	-
3	0 ns	-400 ns	-200 ns	-
4	0 ns	-400 ns	-200 ns	-600 ns

Tabella 1.13: Valori dei ritardi τ_{CS}^i al variare del numero di antenne.

1.2.9 Transmit chain

In questo sottoparagrafo si riuniscono gli ultimi tre blocchi della catena di trasmissione, che formano appunto la cosiddetta *transmit chain*. Inizialmente, lo stream in uscita dallo spatial mapping nel dominio della frequenza, viene portato nel dominio del tempo per mezzo di un'antitrasformata di Fourier discreta (termine $r^{(i_{TX})}$ di (1.11)).

Una volta effettuata l'antitrasformata, il flusso di dati nel dominio del tempo viene elaborato dal blocco denominato *Insert GI and Window*. Viene aggiunto l'intervallo ciclico di 400 ns o 800 ns, quindi per ogni tratto di segnale $r^{(iTX)}$ si ottiene il termine $r_{long}^{(iTX)}$ per estensione ciclica; poi lo stesso segnale viene finestrato ottenendo il segnale descritto dalla seguente relazione:

$$r_{Field}^{(iTX)} = \frac{1}{\sqrt{N_{STS} N_{Field}^{Tone}}} w_{T_F} r_{long}^{(iTX)} \quad (1.22)$$

dove

N_{Field}^{Tone} : fattore di scala da applicare ai vari campi della trama (Tab. 1.14);

$w_{T_F}(t)$: funzione di windowing, caratterizzata dai parametri T_F e T_R :

$$w_{T_F}(t) = \begin{cases} \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\left(0.5 + \frac{t}{T_R}\right)\right) & -\frac{T_R}{2} \leq t < \frac{T_R}{2} \\ 1 & \frac{T_R}{2} \leq t < T_F - \frac{T_R}{2} \\ \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\left(0.5 + \frac{(t-T_F)}{T_R}\right)\right) & T_F - \frac{T_R}{2} \leq t < T_F + \frac{T_R}{2} \end{cases} \quad (1.23)$$

Field	N_{Field}^{Tone}	
	20 MHz	40 MHz
L-STF	12	24
HT-GF-STF	12	24
L-LTF	52	104
L-SIG	52	104
HT-SIG/Greenfield Format	52	104
HT-SIG/Mixed Format	56	114
HT-STF	12	24
HT-LTF	56	114
HT-Data	56	114
MCS32-Data	-	104

Tabella 1.14: Valori assunti dal fattore di scala N_{Field}^{Tone} , in funzione del campo della trama da trasmettere (*Field*) e delle dimensioni della banda di trasmissione.

In uscita dal blocco di inserimento dell'intervallo di guardia, il segnale da mandare all'antenna è composto da N_{SYM} termini $r_{Field}^{(iTX)}$, uno in seguito all'altro a formare un unico segnale.

In fine, il blocco *Analog and RF*, effettua la traslazione del segnale attorno alla frequenza della portante.

1.3 Configurazioni previste dallo standard IEEE 802.11n

Come descritto nei paragrafi precedenti, lo standard prevede molteplici configurazioni dello schema di trasmissione. Ad esempio, a livello fisico, è possibile selezionare la tipologia di modulazione, il numero e tipo di codificatori da utilizzare. Lo scopo di questa sezione è elencare tutte le possibili configurazioni previste dallo standard descrivendo cosa le differenzia una dall'altra. A questo proposito, in Fig. 1.8 si riporta un diagramma di tutte le configurazioni previste per lo standard IEEE 802.11n.

1.3.1 Modi di funzionamento

I diversi modi di funzionamento introdotti dallo standard, si differenziano sia al livello MAC che al livello fisico del sistema.

Per quanto riguarda il livello MAC, essi si distinguono per il formato del pacchetto (PLCP Protocol Data Unit) utilizzato per la trasmissione dati.

Sono previsti i seguenti formati:

- Non-HT format (**N-HT**): i dispositivi che implementano questo formato, utilizzano frame del tipo descritto dagli standard IEEE 802.11a e IEEE 802.11g trasmettendo in bande da 20 MHz. Tutti i dispositivi che implementano lo standard IEEE 802.11n devono prevedere questa configurazione in modo da garantire la backward compatibility;
- HT-mixed format (**HT-MF**): i pacchetti di questo formato contengono un preambolo compatibile con ricevitore di tipo IEEE 802.11a e IEEE 802.11g (Non-HT) mentre il resto del pacchetto non è compatibile con gli standard citati. Lo standard indica come obbligatorio il supporto di questo formato;
- HT-greenfield format (**HT-GF**): questo tipo di pacchetto non contiene parti compatibili con standard Non-HT, quindi frame trasmessi in questo forma-

to non possono essere interpretati da ricevitori che non implementino lo standard IEEE 802.11n.

Oltre che una distinzione a livello MAC dei modi di funzionamento, è prevista una distinzione anche per le caratteristiche del livello fisico del sistema, in questo caso si parla di PHY-Format. Sono previsti i seguenti (Fig. 1.8):

- HT-PHY format;
- Non HT-PHY format (IEEE 802.11a, IEEE 802.11g);
- Non HT-Duplicate-PHY format;
- MCS 32-PHY format;

Per quanto riguarda il formato **HT-PHY**, è prevista un'ulteriore suddivisione, secondo le seguenti:

- EQM (Equal Modulation): in questo formato viene utilizzata la stessa modulazione per tutti gli N_{SS} spatial stream;
- UEQM (Unequal Modulation): in questo caso è prevista la possibilità che ogni spatial stream sia mappato mediante una differente costellazione.

Entrambi i formati elencati precedentemente prevedono un funzionamento con una banda di 20 MHz oppure di 40 MHz; inoltre è prevista un'ulteriore suddivisione in base al numero di spatial stream N_{SS} previsti e, nel caso di banda a 40 MHz in base al numero di codificatori N_{ES} utilizzati.

Lo standard, per indicare la tipologia di HT-PHY format utilizza il parametro MCS (Modulation and Coding Schemes), con un valore intero che varia da 0 a 76.

Di seguito si elencano tutte le categorie di HT-PHY Format previste dallo standard, riportando il relativo valore di MCS:

- EQM a 20 MHz con $N_{SS} = 1$ e $MCS = 0 \dots 7$ (Tab. 1.16);
- EQM a 20 MHz con $N_{SS} = 2$ e $MCS = 8 \dots 15$ (Tab. 1.17);
- EQM a 20 MHz con $N_{SS} = 3$ e $MCS = 16 \dots 23$ (Tab. 1.18);
- EQM a 20 MHz con $N_{SS} = 4$ e $MCS = 24 \dots 31$ (Tab. 1.19);

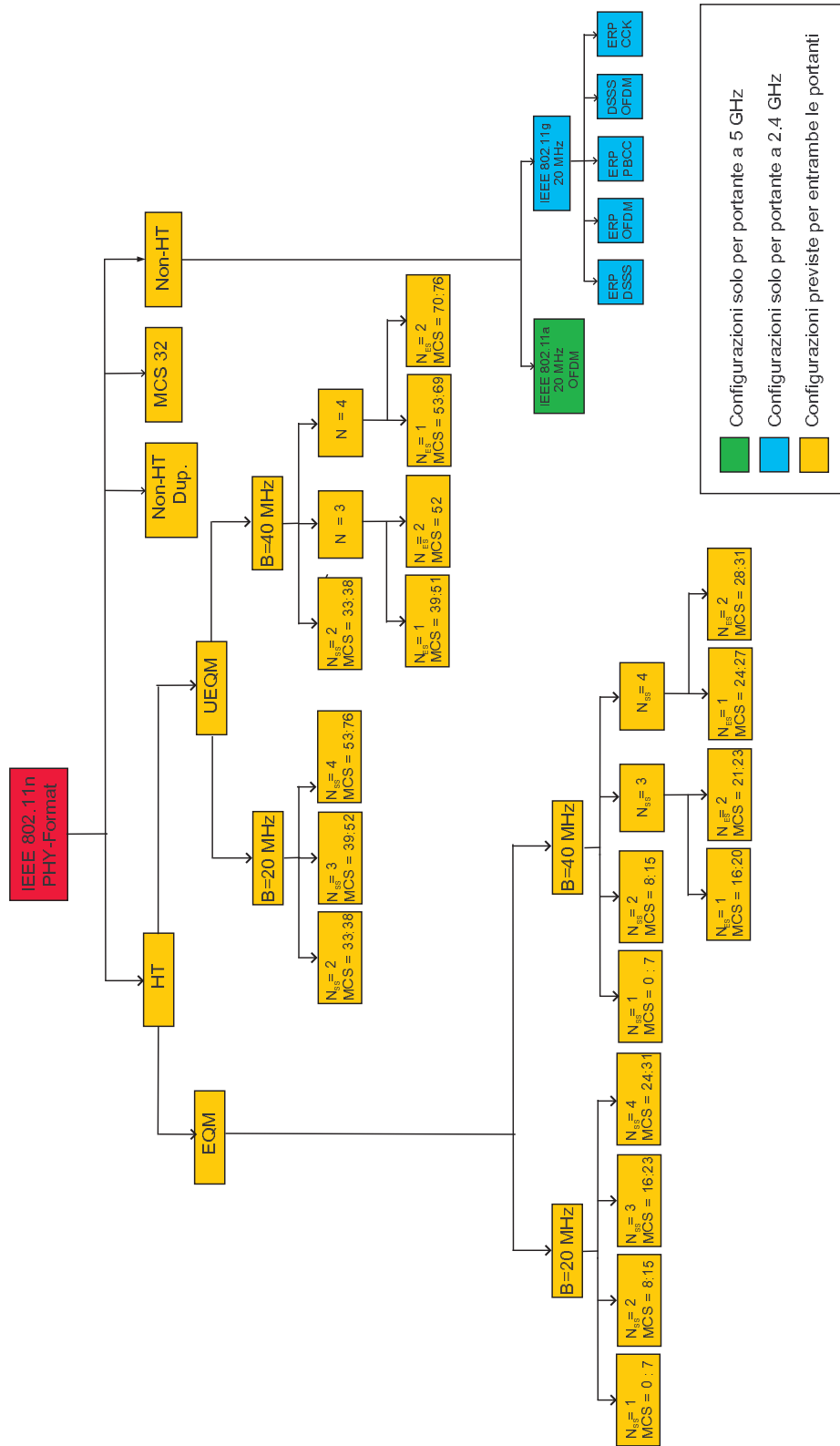


Figura 1.8: Diagramma delle configurazioni previste dallo standard.

- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 1$ e $MCS = 0 \dots 7$ (Tab. 1.20);
- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 2$ e $MCS = 8 \dots 15$ (Tab. 1.21);
- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 3$, $N_{ES} = 1$ e $MCS = 16 \dots 20$ (Tab. 1.22);
- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 3$, $N_{ES} = 2$ e $MCS = 21 \dots 23$ (Tab. 1.22);
- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 4$, $N_{ES} = 1$ e $MCS = 24 \dots 27$ (Tab. 1.23);
- EQM a 40 MHz con $N_{SS} = 4$, $N_{ES} = 2$ e $MCS = 28 \dots 31$ (Tab. 1.23);
- UEQM a 20 MHz con $N_{SS} = 2$ e $MCS = 33 \dots 38$ (Tab. 1.25);
- UEQM a 20 MHz con $N_{SS} = 3$ e $MCS = 39 \dots 52$ (Tab. 1.26);
- UEQM a 20 MHz con $N_{SS} = 4$ e $MCS = 53 \dots 76$ (Tab. 1.27);
- UEQM a 40 MHz con $N_{SS} = 2$ e $MCS = 33 \dots 38$ (Tab. 1.28);
- UEQM a 40 MHz con $N_{SS} = 3$, $N_{ES} = 1$ e $MCS = 39 \dots 51$ (Tab. 1.29);
- UEQM a 40 MHz con $N_{SS} = 3$, $N_{ES} = 2$ e $MCS = 52$ (Tab. 1.29);
- UEQM a 40 MHz con $N_{SS} = 4$, $N_{ES} = 1$ e $MCS = 53 \dots 69$ (Tab. 1.30-1.31);
- UEQM a 40 MHz con $N_{SS} = 4$, $N_{ES} = 2$ e $MCS = 70 \dots 76$ (Tab. 1.30-1.31);

Sempre con riferimento a Fig. 1.8, lo standard prevede delle configurazioni che garantiscano la compatibilità, dal punto di vista del livello fisico, con gli standard IEEE 802.11a [2] e IEEE 802.11g [3]. Questi formati sono definiti **Non HT PHY-Format** e seguono quanto definito dai rispettivi standard. Questi differiscono sia per la frequenza della portante che per la tipologia di schema di modulazione; con portante a 5 GHz è previsto un solo formato che utilizza uno schema OFDM e segue le specifiche dello standard IEEE 802.11a. Per quanto riguarda i sistemi con portante a 2.4 GHz, sono previsti i seguenti Non HT PHY-Format che utilizzano tutta una banda di 20 MHz (descritti in IEEE 802.11g):

- ERP-DSSS (Extended Rate PHY - Direct Sequence Spread Spectrum);
- ERP-OFDM (Extended Rate PHY - OFDM);
- ERP-PBCC (Extended Rate PHY - Packet Binary Convolutional Code);
- DSSS-OFDM (Direct Sequence Spread Spectrum - OFDM);
- ERP-CCK (Extended Rate PHY - Complementary Code Keying).

Oltre alle due categorie di configurazioni citate, esistono altre due soluzioni intermedie. La prima, definita **Non-HT-Duplicate-PHY-Format** consiste in una particolare configurazione che fa riferimento ancora agli standard IEEE 802.11a e IEEE 802.11g, con l'unica variante introdotta dall'IEEE 802.11n data dall'utilizzo di una banda di $40MHz$. Il secondo formato intermedio, definito **MCS32 PHY-Format** (Tab. 1.24), è una particolare configurazione, che occupa una banda di $40MHz$ ma che fornisce un rate trasmissivo paragonabile a quello dato da configurazioni a 20 MHz, in quanto la banda complessiva viene divisa a metà, ed ogni metà viene utilizzata per trasmettere la stessa informazione.

1.3.2 Caratteristiche delle configurazioni in IEEE 802.11n

In questa sezione si raggruppano le tabelle, in cui sono riportate le caratteristiche relative alle configurazioni elencate alla sezione precedente; inoltre in Tab. 1.15 si elenca il numero di space-time stream massimo $N_{STS,max}$, in funzione del numero di antenne in trasmissione e ricezione. Di seguito si elencano i simboli utilizzati ed il loro significato:

N_{SS} : numero di spatial stream;

R : rate di codifica;

N_{BPSC} : numero di bit, complessivi su tutti gli spatial stream, codificati per singola portante (presente solo nel caso UEQM);

$N_{BPSCS}(i_{SS})$: numero di bit codificati per singola portante per spatial stream, $i_{SS} = 1, \dots, NSS$ (presente solo in EQM); nel caso di UEQM il termine $N_{BPSCS}(i_{SS})$ va ricavato dal corrispondente MCS con EQM;

N_{SD} : numero di simboli complessi contenuti in un simbolo OFDM, per spatial stream;

N_{SP} : numero di simboli pilota per simbolo OFDM;

N_{CBPS} : numero di bit codificati per simbolo OFDM:

$$N_{CBPS} = \sum_{i=1}^{i_{ss}} N_{SD} N_{BPSCS}(i); \quad (1.24)$$

N_{DBPS} : numero di bit per simbolo OFDM:

$$N_{DBPS} = N_{CBPS}R; \quad (1.25)$$

N_{ES} : numero di codificatori.

N_{TX}	N_{RX}	$N_{STS,max}$ (senza STBC)	$N_{STS,max}$ (con STBC)
1	1	1	N/A
2	1	1	2
3	1	1	2
3	2	2	3
4	1	1	2
4	2	2	4

Tabella 1.15: Numero di space-time stream massimo in funzione del numero di catene di trasmissione e ricezione.

MCS	Mod.	R	$N_{BPSCS(i_{ss})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
0	BPSK	1/2	1	52	4	52	26	6.5	7.2
1	QPSK	1/2	2	52	4	104	52	13.0	14.4
2	QPSK	3/4	2	52	4	104	78	19.5	21.7
3	16-QAM	1/2	4	52	4	208	104	26.0	28.9
4	16-QAM	3/4	4	52	4	208	156	39.0	43.3
5	64-QAM	2/3	6	52	4	312	208	52.0	57.8
6	64-QAM	3/4	6	52	4	312	234	58.5	65.0
7	64-QAM	5/6	6	52	4	312	260	65.0	72.2

Tabella 1.16: Caratteristiche della configurazione EQM a 20 MHz, $N_{SS} = 1$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{BPSCS(i_{ss})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
8	BPSK	1/2	1	52	4	104	52	13.0	14.4
9	QPSK	1/2	2	52	4	208	104	26.0	28.9
10	QPSK	3/4	2	52	4	208	156	39.0	43.3
11	16-QAM	1/2	4	52	4	416	208	52.0	57.8
12	16-QAM	3/4	4	52	4	416	312	78.0	86.7
13	64-QAM	2/3	6	52	4	624	416	104.0	115.6
14	64-QAM	3/4	6	52	4	624	468	117.0	130.0
15	64-QAM	5/6	6	52	4	624	520	130.0	144.4

Tabella 1.17: Caratteristiche della configurazione EQM a 20 MHz, $N_{SS} = 2$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}(i_{\text{ss}})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
16	BPSK	1/2	1	52	4	156	78	19.5	21.7
17	QPSK	1/2	2	52	4	312	156	39.0	43.3
18	QPSK	3/4	2	52	4	312	234	58.5	65.0
19	16-QAM	1/2	4	52	4	624	312	78.0	86.7
20	16-QAM	3/4	4	52	4	624	468	117.0	130.0
21	64-QAM	2/3	6	52	4	936	624	156.0	173.3
22	64-QAM	3/4	6	52	4	936	702	175.5	195.0
23	64-QAM	5/6	6	52	4	936	780	195.0	216.7

Tabella 1.18: Caratteristiche della configurazione EQM a 20 MHz, $N_{\text{SS}} = 3$, $N_{\text{ES}} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}(i_{\text{ss}})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
24	BPSK	1/2	1	52	4	208	104	26.0	28.9
25	QPSK	1/2	2	52	4	416	208	52.0	57.8
26	QPSK	3/4	2	52	4	416	312	78.0	86.7
27	16-QAM	1/2	4	52	4	832	416	104.0	115.6
28	16-QAM	3/4	4	52	4	832	624	156.0	173.3
29	64-QAM	2/3	6	52	4	1248	832	208.0	231.1
30	64-QAM	3/4	6	52	4	1248	936	234.0	260.0
31	64-QAM	5/6	6	52	4	1248	1040	260.0	288.9

Tabella 1.19: Caratteristiche della configurazione EQM a 20 MHz, $N_{\text{SS}} = 4$, $N_{\text{ES}} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}(i_{\text{ss}})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
0	BPSK	1/2	1	108	6	108	54	13.5	15.0
1	QPSK	1/2	2	108	6	216	108	27.0	30.0
2	QPSK	3/4	2	108	6	216	162	40.5	45.0
3	16-QAM	1/2	4	108	6	432	216	54.0	60.0
4	16-QAM	3/4	4	108	6	432	324	81.0	90.0
5	64-QAM	2/3	6	108	6	648	432	108.0	120.0
6	64-QAM	3/4	6	108	6	648	486	121.5	135.0
7	64-QAM	5/6	6	108	6	648	540	135.0	150.0

Tabella 1.20: Caratteristiche della configurazione EQM a 40 MHz, $N_{SS} = 1$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}(i_{\text{ss}})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
8	BPSK	1/2	1	108	6	216	108	27.0	30.0
9	QPSK	1/2	2	108	6	432	216	54.0	60.0
10	QPSK	3/4	2	108	6	432	324	81.0	90.0
11	16-QAM	1/2	4	108	6	864	432	108.0	120.0
12	16-QAM	3/4	4	108	6	864	648	162.0	180.0
13	64-QAM	2/3	6	108	6	1296	864	216.0	240.0
14	64-QAM	3/4	6	108	6	1296	972	243.0	270.0
15	64-QAM	5/6	6	108	6	1296	1080	270.0	300.0

Tabella 1.21: Caratteristiche della configurazione EQM a 40 MHz, $N_{SS} = 2$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}(i_{\text{ss}})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	N_{ES}	Data Rate (Mb/s)	
									800 ns GI	400 ns GI
16	BPSK	1/2	1	108	6	324	162	1	40.5	45.0
17	QPSK	1/2	2	108	6	648	324	1	81.0	90.0
18	QPSK	3/4	2	108	6	648	486	1	121.5	135.0
19	16-QAM	1/2	4	108	6	1296	648	1	162.0	180.0
20	16-QAM	3/4	4	108	6	1296	972	1	243.0	270.0
21	64-QAM	2/3	6	108	6	1944	1296	2	324.0	360.0
22	64-QAM	3/4	6	108	6	1944	1458	2	364.5	405.0
23	64-QAM	5/6	6	108	6	1944	1620	2	405.0	450.0

Tabella 1.22: Caratteristiche della configurazione EQM a 40 MHz, $N_{SS} = 3$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}}(i_{\text{ss}})$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	N_{ES}	Data Rate (Mb/s)	
									800 ns GI	400 ns GI
24	BPSK	1/2	1	108	6	432	216	1	54.0	60.0
25	QPSK	1/2	2	108	6	864	432	1	108.0	120.0
26	QPSK	3/4	2	108	6	864	648	1	162.0	180.0
27	16-QAM	1/2	4	108	6	1728	864	1	216.0	240.0
28	16-QAM	3/4	4	108	6	1728	1296	2	324.0	360.0
29	64-QAM	2/3	6	108	6	2592	1728	2	432.0	480.0
30	64-QAM	3/4	6	108	6	2592	1944	2	486.0	540.0
31	64-QAM	5/6	6	108	6	2592	2160	2	540.0	600.0

Tabella 1.23: Caratteristiche della configurazione EQM a 40 MHz, $N_{SS} = 4$.

MCS	Mod.	R	$N_{\text{BPSCS}}(i_{\text{ss}})$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
32	BPSK	1/2	1	48	4	48	24	6.0	6.7

Tabella 1.24: Caratteristiche della configurazione MCS 32 a 40 MHz, $N_{SS} = 1$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.		R	N_{BPSC}	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
	Str. 1	Str. 2							800 ns GI	400 ns GI
33	16-QAM	QPSK	1/2	6	52	4	312	156	39.0	43.3
34	64-QAM	QPSK	1/2	8	52	4	416	208	52.0	57.8
35	64-QAM	16-QAM	1/2	10	52	4	520	260	65.0	72.2
36	16-QAM	QPSK	3/4	6	52	4	312	234	58.5	65.0
37	64-QAM	QPSK	3/4	8	52	4	416	312	78.0	86.7
38	64-QAM	16-QAM	3/4	10	52	4	520	390	97.5	108.3

Tabella 1.25: Caratteristiche della configurazione UEQM a 20 MHz, $N_{SS} = 2$, $N_{ES} = 1$.

1.3. CONFIGURAZIONI PREVISTE DALLO STANDARD IEEE 802.11N 37

MCS	Mod.			R	N _{BPS}	N _{SD}	N _{SP}	N _{CBPS}	N _{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
	Str. 1	Str. 2	Str. 3							800 ns GI	400 ns GI
39	16-QAM	QPSK	QPSK	1/2	8	52	4	416	208	52.0	57.8
40	16-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	10	52	4	520	260	65.0	72.2
41	64-QAM	QPSK	QPSK	1/2	10	52	4	520	260	65.0	72.2
42	64-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	12	52	4	624	312	78.0	86.7
43	64-QAM	16-QAM	16-QAM	1/2	14	52	4	728	364	91.0	101.1
44	64-QAM	64-QAM	QPSK	1/2	14	52	4	728	364	91.0	101.1
45	64-QAM	64-QAM	16-QAM	1/2	16	52	4	832	416	104.0	115.6
46	16-QAM	QPSK	QPSK	3/4	8	52	4	416	312	78.0	86.7
47	16-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	10	52	4	520	390	97.5	108.3
48	64-QAM	QPSK	QPSK	3/4	10	52	4	520	390	97.5	108.3
49	64-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	12	52	4	624	468	117.0	130.0
50	64-QAM	16-QAM	16-QAM	3/4	14	52	4	728	546	136.5	151.7
51	64-QAM	64-QAM	QPSK	3/4	14	52	4	728	546	136.5	151.7
52	64-QAM	64-QAM	16-QAM	3/4	16	52	4	832	624	156.0	173.3

Tabella 1.26: Caratteristiche della configurazione UEQM a 20 MHz, $N_{SS} = 3$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.				R	N _{BPS}	N _{SD}	N _{SP}	N _{CBPS}	N _{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
	Stream ₁	Stream ₂	Stream ₃	Stream ₄							800 ns GI	400 ns GI
53	16-QAM	QPSK	QPSK	QPSK	1/2	10	52	4	520	260	65.0	72.2
54	16-QAM	16-QAM	QPSK	QPSK	1/2	12	52	4	624	312	78.0	86.7
55	16-QAM	16-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	14	52	4	728	364	91.0	101.1
56	64-QAM	QPSK	QPSK	QPSK	1/2	12	52	4	624	312	78.0	86.7
57	64-QAM	16-QAM	QPSK	QPSK	1/2	14	52	4	728	364	91.0	101.1
58	64-QAM	16-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	16	52	4	832	416	104.0	115.6
59	64-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM	1/2	18	52	4	936	468	117.0	130.0
60	64-QAM	64-QAM	QPSK	QPSK	1/2	16	52	4	832	416	104.0	115.6
61	64-QAM	64-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	18	52	4	936	468	117.0	130.0
62	64-QAM	64-QAM	16-QAM	16-QAM	1/2	20	52	4	1040	520	130.0	144.4
63	64-QAM	64-QAM	64-QAM	QPSK	1/2	20	52	4	1040	520	130.0	144.4
64	64-QAM	64-QAM	64-QAM	16-QAM	1/2	22	52	4	1144	572	143.0	158.9
65	16-QAM	QPSK	QPSK	QPSK	3/4	10	52	4	520	390	97.5	108.3
66	16-QAM	16-QAM	QPSK	QPSK	3/4	12	52	4	624	468	117.0	130.0
67	16-QAM	16-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	14	52	4	728	546	136.5	151.7
68	64-QAM	QPSK	QPSK	QPSK	3/4	12	52	4	624	468	117.0	130.0
69	64-QAM	16-QAM	QPSK	QPSK	3/4	14	52	4	728	546	136.5	151.7
70	64-QAM	16-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	16	52	4	832	624	156.0	173.3
71	64-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM	3/4	18	52	4	936	702	175.5	195.0
72	64-QAM	64-QAM	QPSK	QPSK	3/4	16	52	4	832	624	156.0	173.3
73	64-QAM	64-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	18	52	4	936	702	175.5	195.0
74	64-QAM	64-QAM	16-QAM	16-QAM	3/4	20	52	4	1040	780	195.0	216.7
75	64-QAM	64-QAM	64-QAM	QPSK	3/4	20	52	4	1040	780	195.0	216.7
76	64-QAM	64-QAM	64-QAM	16-QAM	3/4	22	52	4	1144	858	214.5	238.3

Tabella 1.27: Caratteristiche della configurazione UEQM a 20 MHz, $N_{SS} = 4$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.		R	N_{BPSCS}	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data Rate (Mb/s)	
	Str. 1	Str. 2							800 ns GI	400 ns GI
33	16-QAM	QPSK	1/2	6	108	6	648	324	81.0	90.0
34	64-QAM	QPSK	1/2	8	108	6	864	432	108.0	120.0
35	64-QAM	16-QAM	1/2	10	108	6	1080	540	135.0	150.0
36	16-QAM	QPSK	3/4	6	108	6	648	486	121.5	135.0
37	64-QAM	QPSK	3/4	8	108	6	864	648	162.0	180.0
38	64-QAM	16-QAM	3/4	10	108	6	1080	810	202.5	225.0

Tabella 1.28: Caratteristiche della configurazione UEQM a 40 MHz, $N_{SS} = 2$, $N_{ES} = 1$.

MCS	Mod.			R	N_{BPSC}	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	N_{ES}	Data Rate (Mb/s)	
	Str. 1	Str. 2	Str. 3								800 ns GI	400 ns GI
39	16-QAM	QPSK	QPSK	1/2	8	108	6	864	432	1	108.0	120.0
40	16-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	10	108	6	1080	540	1	135.0	150.0
41	64-QAM	QPSK	QPSK	1/2	10	108	6	1080	540	1	135.0	150.0
42	64-QAM	16-QAM	QPSK	1/2	12	108	6	1296	648	1	162.0	180.0
43	64-QAM	16-QAM	16-QAM	1/2	14	108	6	1512	756	1	189.0	210.0
44	64-QAM	64-QAM	QPSK	1/2	14	108	6	1512	756	1	189.0	210.0
45	64-QAM	64-QAM	16-QAM	1/2	16	108	6	1728	864	1	216.0	240.0
46	16-QAM	QPSK	QPSK	3/4	8	108	6	864	648	1	162.0	180.0
47	16-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	10	108	6	1080	810	1	202.5	225.0
48	64-QAM	QPSK	QPSK	3/4	10	108	6	1080	810	1	202.5	225.0
49	64-QAM	16-QAM	QPSK	3/4	12	108	6	1296	972	1	243.0	270.0
50	64-QAM	16-QAM	16-QAM	3/4	14	108	6	1512	1134	1	283.5	315.0
51	64-QAM	64-QAM	QPSK	3/4	14	108	6	1512	1134	1	283.5	315.0
52	64-QAM	64-QAM	16-QAM	3/4	16	108	6	1728	1296	2	324.0	360.0

Tabella 1.29: Caratteristiche della configurazione UEQM a 40 MHz, $N_{SS} = 3$.

MCS	Mod.				R	N_{BPS}	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	N_{ES}	Data Rate (Mb/s)	
	Stream 1	Stream 2	Stream 3	Stream 4								800 ns GI	400 ns GI
53	16- QAM	QPSK	QPSK	QPSK	1/2	10	108	6	1080	540	1	135.0	150.0
54	16- QAM	16- QAM	QPSK	QPSK	1/2	12	108	6	1296	648	1	162.0	180.0
55	16- QAM	16- QAM	16- QAM	QPSK	1/2	14	108	6	1521	756	1	189.0	210.0
56	64- QAM	QPSK	QPSK	QPSK	1/2	12	108	6	1296	648	1	162.0	180.0
57	64- QAM	16- QAM	QPSK	QPSK	1/2	14	108	6	1512	756	1	189.0	210.0
58	64- QAM	16- QAM	16- QAM	QPSK	1/2	16	108	6	1728	864	1	216.0	240.0
59	64- QAM	16- QAM	16- QAM	16- QAM	1/2	18	108	6	1944	972	1	243.0	270.0
60	64- QAM	64- QAM	QPSK	QPSK	1/2	16	108	6	1728	864	1	216.0	240.0
61	64- QAM	64- QAM	16- QAM	QPSK	1/2	18	108	6	1944	972	1	243.0	270.0
62	64- QAM	64- QAM	16- QAM	16- QAM	1/2	20	108	6	2160	1080	1	270.0	300.0
63	64- QAM	64- QAM	64- QAM	QPSK	1/2	20	108	6	2160	1080	1	270.0	300.0
64	64- QAM	64- QAM	64- QAM	16- QAM	1/2	22	108	6	2376	1188	1	297.0	330.0
65	16- QAM	QPSK	QPSK	QPSK	3/4	10	108	6	1080	810	1	202.5	225.0
66	16- QAM	16- QAM	QPSK	QPSK	3/4	12	108	6	1296	972	1	243.0	270.0

Tabella 1.30: Caratteristiche della configurazione UEQM a 40 MHz, $N_{SS} = 4$ (1/2).

MCS	Mod.				R	N_{BPSC}	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	N_{ES}	Data Rate (Mb/s)	
	Stream 1	Stream 2	Stream 3	Stream 4								800 ns <i>GI</i>	400 ns <i>GI</i>
67	16- QAM	16- QAM	16- QAM	QPSK	3/4	14	108	6	1512	1134	1	283.5	315.0
68	64- QAM	QPSK	QPSK	QPSK	3/4	12	108	6	1296	972	1	243.0	270.0
69	64- QAM	16- QAM	QPSK	QPSK	3/4	14	108	6	1512	1134	1	283.5	315.0
70	64- QAM	16- QAM	16- QAM	QPSK	3/4	16	108	6	1728	1296	1	324.0	360.0
71	64- QAM	16- QAM	16- QAM	16- QAM	3/4	18	108	6	1944	1458	1	364.5	405.0
72	64- QAM	64- QAM	QPSK	QPSK	3/4	16	108	6	1728	1296	1	324.0	360.0
73	64- QAM	64- QAM	16- QAM	QPSK	3/4	18	108	6	1944	1458	1	364.5	405.0
74	64- QAM	64- QAM	16- QAM	16- QAM	3/4	20	108	6	2160	1620	1	405.0	450.0
75	64- QAM	64- QAM	64- QAM	QPSK	3/4	20	108	6	2160	1620	1	405.0	450.0
76	64- QAM	64- QAM	64- QAM	16- QAM	3/4	22	108	6	2376	1620	1	445.5	495.0

Tabella 1.31: Caratteristiche della configurazione UEQM a 40 MHz, $N_{\text{SS}} = 4$ (2/2).

1.3.3 OFDM in IEEE 802.11n

Lo standard IEEE 802.11n prevede l'utilizzo di una modulazione OFDM, con caratteristiche differenti a seconda della configurazione utilizzata tra quelle descritte precedentemente.

La prima differenza deriva dalle dimensioni della banda di trasmissione: con banda a 20 MHz le portanti utilizzate sono 64, dove 56 utilizzate per la trasmissione di dati, includendo 4 pilota per la trasmissione di dati utili al funzionamento del sistema. Le 8 portanti rimanenti comprendono la portante a frequenza nulla (DC) che viene mantenuta "spenta", e 7 portanti agli estremi del simbolo OFDM anch'esse mantenute "spente" per garantire un basso livello di interferenza con bande adiacenti (definite portanti *virtuali*).

Nel caso di trasmissione con banda a 40 MHz le portanti sono complessivamente 128, 114 per la trasmissione dell'informazione e dei dati pilota (sono previste 6 portanti pilota), mentre le restanti 14 sono mantenute "spente" come nel caso precedente.

Ad affiancare queste due configurazioni, lo standard inserisce altre due formati di modulazione OFDM con caratteristiche analoghe a quelle descritte dallo standard IEEE 802.11a; in questo caso le portanti complessivamente sono 64 ma soltanto 52 utilizzate per la trasmissione dei dati e le restanti utilizzate come portanti virtuali (Fig. 1.9).

In Tab. 1.32 sono confrontate le caratteristiche delle modulazioni OFDM utilizzate nelle varie configurazioni, i simboli riportati hanno i seguenti significati:

N_{SD} : numero di simboli complessi (dati) trasmessi per simbolo OFDM;

N_{SP} : numero di dati pilota trasmessi per simbolo OFDM;

N_{ST} : numero totale di sottoportanti

N_{SR} : indice massimo utilizzato dallo standard nell'indicare le sottoportanti;

Δ_F : spaziatura tra sottoportanti.

Banda	20 MHz		40 MHz		
Formato	NON-HT	HT	HT	MCS 32	Non HT-Dupl.
N_{SD}	48	52	108	48	48
N_{SP}	4	4	6	4	4
N_{ST}	52	56	114	104	104
N_{SR}	26	28	58	58	58
Δ_f	312.5 kHz	312.5 kHz	312.5 kHz	312.5 kHz	312.5 kHz

Tabella 1.32: Parametri dell'OFDM.

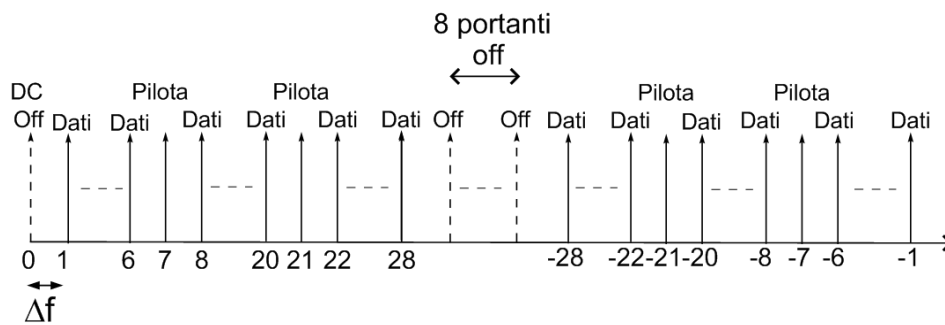


Figura 1.9: Utilizzo delle portanti in IEEE 802.11n, con banda a 20 MHz.

STUDIO DEL MODELLO DI CANALE IEEE 802.11N

In questo capitolo si effettua uno studio del modello di canale MIMO presentato in [7], approfondendo alcuni aspetti teorici, come il concetto di cluster e di PAS, necessari alla comprensione della teoria utilizzata nella modellizzazione di canali multiantenna. Inoltre, nel capitolo, viene evidenziata in maniera particolare la dipendenza del PAS dallo specifico coefficiente della risposta impulsiva, aspetto che in letteratura non viene spesso evidenziato.

2.1 Modello a cluster

Nel caso di trasmissioni wireless in ambienti di tipo indoor, la caratterizzazione del canale dal punto di vista dello scattering e del multipath, ha portato all'affermazione di un modello definito *a clusters* introdotto da *Saleh e Valenzuela* [9].

Prerogativa di questo modello è la definizione di *cluster*; infatti in seguito a numerose campagne di misura svoltesi in differenti ambienti è stato possibile osservare un andamento tipico della potenza ricevuta nel dominio del tempo. Come schematizzato in Fig. 2.1(a), la potenza risulta ricevuta a blocchi con profilo esponenziale decadente; un cluster consiste in uno di questi blocchi e viene caratterizzato nel dominio temporale (continuo) da un tempo di arrivo T_l e da una costante di decadimento γ (per convenienza di esposizione considerata uguale per ogni blocco). Inoltre si assume che l'andamento complessivo della risposta impulsiva abbia anch'esso un andamento esponenziale decrescente (linea tratteggiata in Fig. 2.1(a)), con costante di decadimento Γ .

La necessità di effettuare simulazioni al calcolatore, porta ad utilizzare una versione a tempo discreto del modello a cluster, basato analogamente al caso continuo sullo studio di dati raccolti per via sperimentale; in Fig. 2.1(b) si riporta una realizzazione del modello a tempi discreti.

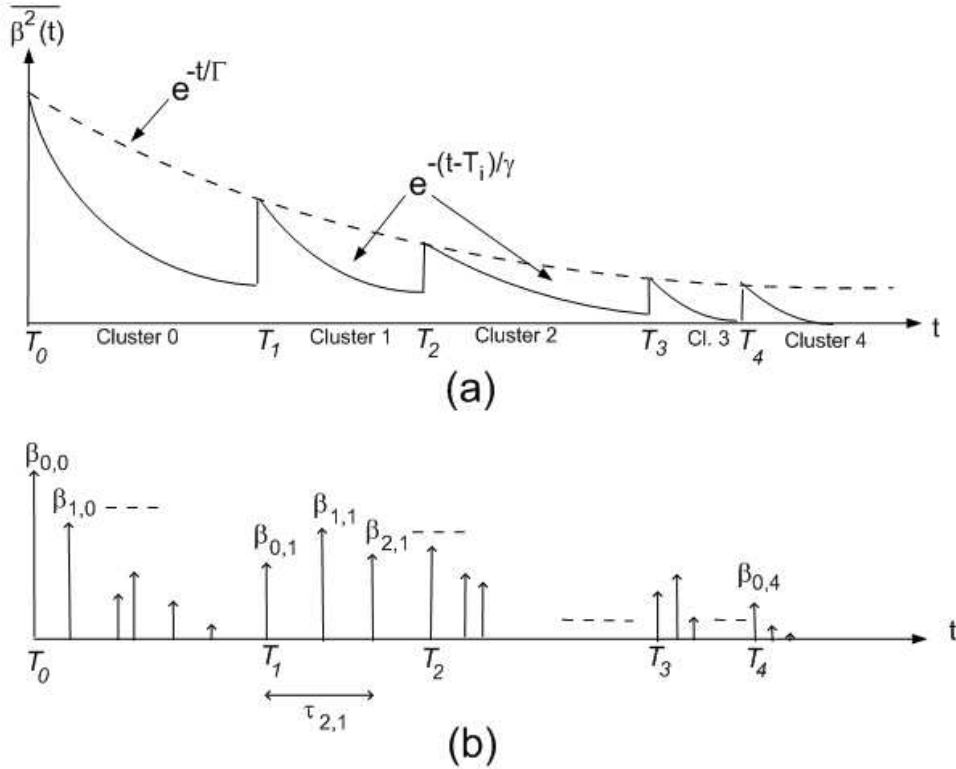


Figura 2.1: Rappresentazione schematica del modello a cluster. (a) Andamento medio della potenza dei tappi a decadimento esponenziale. (b) Esempio di realizzazione a tempo discreto [9].

Il modello discreto, presentato in [9], parte dall'ipotesi che le componenti multipath arrivino a clusters. Il tempo di arrivo dei clusters, inteso come tempo di arrivo del primo raggio del cluster, viene modellato come un processo di Poisson a intensità costante Λ (processo omogeneo). Ogni cluster è composto da più tappi, il cui ritardo dal primo è regolato da un processo di Poisson con intensità λ ; tipicamente ogni cluster consiste di molti tappi ($\lambda \gg \Lambda$).

Indicando con T_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1$, il tempo di arrivo dell' n -esimo cluster e con $\tau_{k,n}$, $k = 0, 1, 2, \dots, K_n - 1$, il ritardo del k -esimo tappo del cluster n dal primo tappo del cluster stesso (K_n indica il numero di tappi che compongono il

cluster n -esimo), il modello considerato ne descrive la *pdf* secondo le seguenti:

$$p(T_n|T_{n-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_n - T_{n-1})}, \quad n > 0; \quad (2.1)$$

$$p(\tau_{k,n}|\tau_{(k-1),n}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,n} - \tau_{(k-1),n})}, \quad k > 0. \quad (2.2)$$

Nel dominio del tempo, la risposta impulsiva del canale può essere scritta:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{K_n-1} \beta_{k,n} e^{j\theta_{k,n}} \delta(t - T_n - \tau_{k,n}), \quad (2.3)$$

dove $\theta_{k,n}$ tiene conto della fase e viene modellato secondo una distribuzione uniforme $[0, 2\pi]$ mentre $\beta_{k,n}$ indica l'ampiezza del tappo ed è statisticamente descritta da una distribuzione di Rayleigh:

$$p(\beta_{k,n}) = \left(\beta_{k,n} \overline{\beta_{k,n}^2} \right) e^{-(\beta_{k,n}^2 / \overline{\beta_{k,n}^2})}. \quad (2.4)$$

Complessivamente un singolo tappo, dato che l'ampiezza ha distribuzione di Rayleigh e fase uniforme, può essere descritto secondo un processo aleatorio gaussiano complesso; questo coincide con l'idea intuitiva di tappo che può essere visto come la somma di molti contributi indipendenti che vanno a cadere entro un intervallo di tempo. In (2.4) compare il termine $\overline{\beta_{k,n}^2}$, che rappresenta il *mean square value* di $\beta_{k,n}$ [7] (si osservi la dipendenza dal cluster n):

$$\overline{\beta_{k,n}^2} = \overline{\beta_{0,0}^2} e^{-T_n/\Gamma} e^{-\tau_{k,n}/\gamma}, \quad (2.5)$$

dove $\overline{\beta_{0,0}^2}$ indica il valor medio del primo tappo del primo cluster.

In generale, tenendo conto degli N_c cluster si ha [7]:

$$\overline{\beta^2(t)} = \overline{\beta_{0,0}^2} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{-T_n/\Gamma} e^{-(t-T_n)/\gamma} \mathbf{1}(t - T_n). \quad (2.6)$$

Si osservi che i concetti introdotti in precedenza sono utili per lo studio della teoria che descrive la propagazione in un canale MIMO, ma non sono strettamente necessari alla comprensione del modello di canale presentato in [7], dato che le ampiezze delle componenti multipath e i ritardi sono imposti dai modelli A-F (Tab. 2.3 - 2.10).

Lo studio dello scattering introdotto dall'ambiente, in termini di potenza ricevuta da una schiera di antenne in funzione dello spazio, ha portato ad un ulteriore

definizione di cluster. In particolare, diverse campagne di misura hanno evidenziato come i raggi arrivino in cluster non solo nel dominio del tempo, ma anche nel dominio azimutale come si può vedere da Fig. 2.2, dove nell'intero intervallo $[0^\circ, 360^\circ]$ si possono individuare 3 differenti clusters. In particolare si può osservare, nell'ipotesi che il diagramma riguardi la potenza ricevuta dalla schiera in ricezione, la presenza di clusters centrati attorno ad angoli di circa 55° , 180° e 290° .

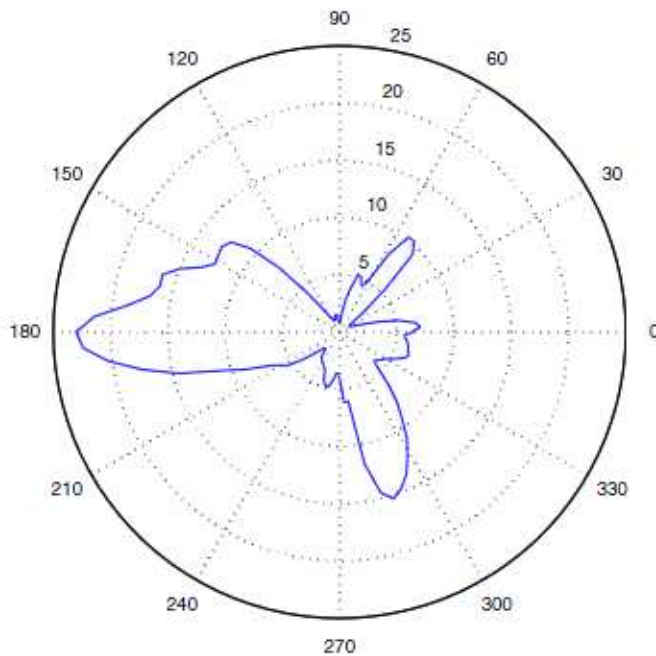


Figura 2.2: Esempio di potenza ricevuta da un'antenna omnidirezionale in un tipico ambiente indoor [11].

La definizione di un modello teorico, derivato dalle misure effettuate, richiede l'introduzione di alcune definizioni basate sull'ipotesi di utilizzare una schiera ULA composta da antenne omnidirezionali.

- **Profilo del cluster:** analogamente a quanto si fa nel dominio temporale dove si assume che i cluster abbiano un andamento esponenziale, nel caso del dominio azimutale si suppone che i cluster abbiano una distribuzione angolare tipica (laplaciana, gaussiana, uniforme, ecc.);
- **Angle of Arrival (AoA):** per ogni cluster si definisce Angle of Arrival l'angolo su cui è centrata la distribuzione che ne descrive il profilo nel dominio

azimutale; l'AoA viene determinato dai diagrammi della potenza ricevuta nel dominio angolare come quello riportato in Fig. 2.2, come la differenza tra l'angolo a cui si ha massima potenza ricevuta all'interno del cluster e la direzione broadside alla schiera di ricezione (direzione perpendicolare all'asse della schiera). Intuitivamente, l'AoA può essere individuato anche da una descrizione dell'ambiente di trasmissione, come l'angolo su cui è centrato l'elemento che produce lo scattering rispetto alla direzione broadside alla schiera (Fig. 2.3);

- **Angular Spread (AS)**: questo parametro fornisce ulteriori informazioni sulla distribuzione di probabilità che descrive il cluster, viene definita in letteratura come la deviazione standard relativa alla distribuzione di probabilità troncata che descrive il profilo del cluster; in Fig. 2.4 si riporta l'andamento di un cluster per diversi valori di AS nel caso di profilo laplaciano. In base alla definizione, l'AS quantifica la dispersione della potenza ricevuta nell'intorno dell'AoA;
- **Angle of Departure (AoD)**: definito in modo duale all'AoA, considerando il sistema a lato trasmissione;
- $\Delta\Phi_i$: semiampiezza del supporto dell' i -esimo cluster.

In Fig. 2.4, in basso, viene schematizzato il significato degli angoli introdotti sopra.

Date le precedenti convenzioni, anche in questo caso la necessità di introdurre un modello discreto, porta ad una formalizzazione della definizione (sia nel dominio temporale che azimutale) di risposta impulsiva del canale, introducendo la seguente [11]:

$$h(t, \phi) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{K_n-1} \alpha_{k,n} \delta(t - T_n - \tau_{k,n}) \delta(\phi - \Psi_n - \psi_{k,n}) \quad (2.7)$$

dove, oltre ai simboli usati in (2.3), si indica

Ψ_n : AoA dell' n -esimo cluster;

$\psi_{k,n}$: AoA del raggio k -esimo del cluster n -esimo.

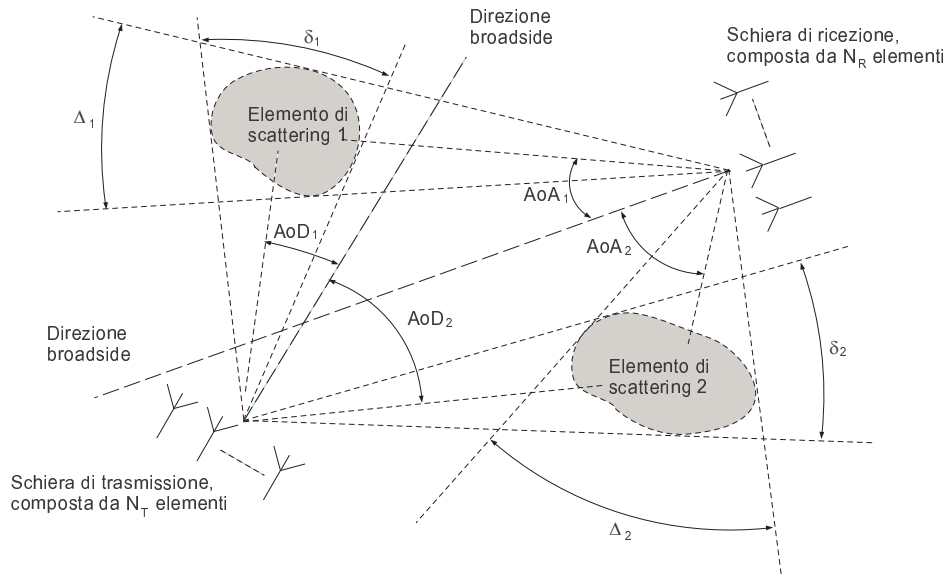


Figura 2.3: Schema di ambiente MIMO a 2 clusters; con δ_i e Δ_i si indica il dominio di definizione del cluster i -esimo rispettivamente in trasmissione e ricezione.

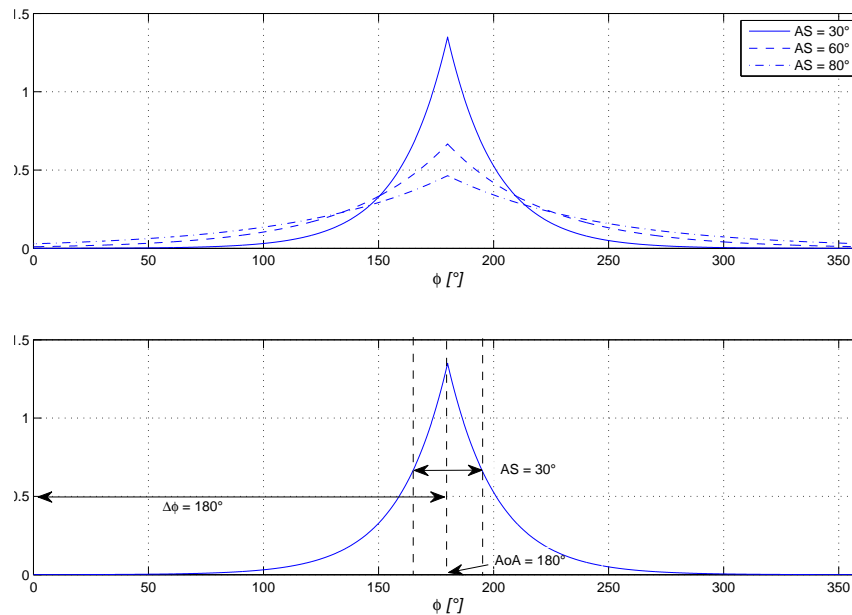


Figura 2.4: In alto: andamento di un cluster a profilo laplaciano per tre differenti AS , con $AoA = 180^\circ$ e $\Delta\phi = 180^\circ$. In basso: significato di AS , AoA (AoD) e $\Delta\phi$.

Un particolare importante riguarda la natura statistica delle definizioni di cluster fin'ora date. Nel considerare ambienti differenti, sia indoor che outdoor, l'eventuale misura della potenza ricevuta da una schiera ULA nel dominio angolare, porterebbe all'identificazione di un numero di cluster sempre diverso con andamenti casuali, dato che lo scattering introdotto dall'ambiente è influenzato da molti fattori. Quello che si considera dunque è un modello caratteristico del canale, che rappresenta in modo il più veritiero possibile, la tipologia di ambiente in cui ci si trova. Per questo motivo in letteratura sono presenti diversi modelli per diverse tipologie di ambienti, descritti in tabelle che forniscono una completa caratterizzazione del canale.

Fin'ora si è assunta, nelle varie definizioni, completa dualità tra lato ricezione e lato trasmissione, come per esempio nella definizione di AoA ed AoD. Si osservi però, come riscontrabile dalle Tab. 2.3 - 2.10, che gli AoA e AoD non coincidono come si può facilmente intuire dalla definizione data, nella quale come riferimento si utilizza la direzione broadside alla schiera. Allo stesso modo per l'AS si dà il valore sia a lato trasmissione che ricezione; in questo caso però per alcuni clusters si può avere lo stesso valore in trasmissione e ricezione, soprattutto per quelli che portano la potenza maggiore (primo arrivo).

2.2 Power Azimuth Spectrum (PAS)

La definizione di cluster, implica l'introduzione del concetto di *Power Azimuth Spectrum*; come si può vedere da Fig. 2.2, la potenza ricevuta da un ULA può essere vista come la sovrapposizione di cluster centrati a diversi AoA, supposti tutti descritti dalla stessa distribuzione, sommati uno all'altro nelle eventuali intersezioni. Formalmente, il *PAS* viene definito come la media rispetto al tempo t del modulo quadro del campo incidente dalla direzione ϕ :

$$PAS(\phi, \tau) = \mathbb{E} [|E_\phi(t)|^2 | \tau], \quad (2.8)$$

dove

$E_\phi(t)$: ampiezza del campo incidente dalla direzione ϕ al tempo t ;

ϕ : AoA (AoD se si considera il lato trasmissione) del campo incidente sulla schiera;

τ : ritardo relativo della componente multipath considerata.

Per chiarirne il significato, può essere utile considerare il procedimento su come la misura pratica di tale grandezza viene effettuata. Ad esempio in [13], per l'acquisizione del *PAS* viene utilizzata un'antenna con diagramma di radiazione molto stretto, utilizzata per misurare la risposta impulsiva del canale in quella direzione. Tale misura viene estesa a tutto il dominio azimutale ruotando l'antenna e ripetuta nel tempo in modo da poter disegnare un profilo medio della potenza ricevuta. Come si vede dalla (2.8) ed in base al precedente esempio, il *PAS* descrive la potenza ricevuta mediamente dalla schiera nel dominio azimutale una volta fissato τ . Da quest'ultima considerazione si deduce come insita nella definizione sia presente una dipendenza del *PAS* dalla variabile τ , che può non apparire quando si suppone di essere in presenza di un canale radio *Flat Rayleigh Fading*, in cui la risposta impulsiva è composta da un solo tappo; per questo la dipendenza dalla variabile τ verrà per ora omessa per essere discussa in dettaglio alla Sezione 2.2.

Nei prossimi sottoparagrafi si descrivono tre tipologie di *PAS*, utilizzate dal modello di canale [12] preso in esame.

PAS a profilo Uniforme [6]

$$PAS_U(\phi) = \sum_{n=1}^{N_c} Q_{U,n} \{ \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n} - \Delta\phi_n)] - \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n} + \Delta\phi_n)] \}, \quad (2.9)$$

dove

N_c : numero di cluster;

$Q_{U,n}$: costante di normalizzazione relativa al cluster n -esimo;

$\Psi_{0,n}$: AoA (AoD se si considera il lato trasmissione) del cluster n -esimo;

$\Delta\phi_n$: semi-ampiezza del supporto (angoli per cui risulta non nulla la potenza ricevuta) del cluster n -esimo.

Le costanti $Q_{U,n}$ vengono derivate imponendo per prima cosa la condizione di normalizzazione per la *pdf*

$$\int_{-\pi}^{+\pi} PAS(\phi) d\phi = 1, \quad (2.10)$$

che implica

$$2 \sum_{n=1}^{N_c} Q_{U,n} \Delta\phi_n = 1. \quad (2.11)$$

Inoltre nel caso in cui $N_c > 1$, le $N_c - 1$ condizioni necessarie a ricavare le costanti $Q_{U,n}$ sono del tipo:

$$\frac{Q_{U,1}}{Q_{U,n}} = \frac{P_1}{P_n}, \quad \text{per } n = 2, \dots, N_c \quad (2.12)$$

dove P_n indica la potenza del tappo relativa al cluster n -esimo (riga **Power** delle Tab. 2.3 - 2.10). Per comprendere il significato delle (2.12), si osservi come la costante di normalizzazione $Q_{U,n}$ fissi l'ampiezza del cluster n -esimo; in base a questa considerazione risulta chiaro come per mezzo delle condizioni (2.12) si imponga che il rapporto tra le ampiezze dei cluster sia lo stesso che si ha tra le potenze dei clusters stessi. A questo proposito, un aspetto importante riguarda le potenze dei tappi: si noti come tutti i *PAS* una volta normalizzati risultino a potenza unitaria; sebbene le potenze dei singoli cluster entrino in gioco nella fase di normalizzazione, come descritto precedentemente tali valori vengono utilizzati solo per regolare il rapporto tra le ampiezze dei cluster che compongono il *PAS*, ma la potenza viene resa unitaria per mezzo della (2.10).

PAS a profilo Gaussiano troncato [6]

$$PAS_G(\phi) = \sum_{n=1}^{N_c} \frac{Q_{G,n}}{\sigma_{G,n} \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\phi - \Psi_{0,n})^2}{2\sigma_{G,n}^2} \right] \times \dots \quad (2.13)$$

$$\dots \times \{ \mathbf{1} [\phi - (\Psi_{0,n} - \Delta\phi_n)] - \mathbf{1} [\phi - (\Psi_{0,n} + \Delta\phi_n)] \},$$

dove

N_c : numero di cluster;

$Q_{G,n}$: costante di normalizzazione relativa al cluster n -esimo;

$\Psi_{0,n}$: AoA (AoD se si considera il lato trasmissione) del cluster n -esimo;

$\Delta\phi_n$: semi-ampiezza del supporto (angoli per cui risulta non nulla la potenza ricevuta) del cluster n -esimo;

$\sigma_{G,n}$: deviazione standard della distribuzione gaussiana **non troncata** che descrive il cluster n -esimo.

Condizione di normalizzazione:

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{G,n} \operatorname{erf} \left(\frac{\Delta\phi_n}{\sigma_{G,n}\sqrt{2}} \right) = 1. \quad (2.14)$$

Per il caso $N_c > 1$, le $N_c - 1$ condizioni aggiuntive risultano:

$$\frac{Q_{G,1}/\sigma_{G,1}}{Q_{G,n}/\sigma_{G,n}} = \frac{P_1}{P_n}, \quad \text{per } n = 2, \dots, N_c \quad (2.15)$$

dove P_n indica di nuovo la potenza del tappo relativa al cluster n -esimo (riga **Power** delle Tab. 2.3 - 2.10), mentre $\sigma_{G,n}$ indica la deviazione standard della distribuzione relativa all' n -esimo cluster.

Anche in questo caso, analogamente a quanto accade per il caso uniforme, le condizioni (2.15) impongono che il rapporto tra le ampiezze dei cluster sia pari al rapporto tra le potenze dei cluster. Si osservi inoltre che anche in questo caso come la potenza del *PAS* risulti ancora unitaria grazie alla condizione (2.14).

Dalla relazione (2.13) si osserva che la descrizione del *PAS* utilizza parametri relativi a distribuzioni non troncate.

Come già detto in precedenza il *PAS* viene definito come la somma di distribuzioni gaussiane opportunamente troncate; nonostante ciò compare il parametro $\sigma_{G,n}$ nel termine relativo all' n -esimo cluster, che rappresenta la deviazione standard della distribuzione non troncata. Come noto, la deviazione standard di una variabile aleatoria dà un'idea di come la *pdf* si distribuisca attorno al valore medio; da questo concetto si intuisce che il valore $\sigma_{G,n}$ sarà legato all'angular spread del cluster n -esimo.

I modelli utilizzati forniscono, come si può vedere da Tab. 2.3 - 2.10, il valore dell'AS. Per questo è necessario ricavare, dal valore della deviazione standard della variabile troncata (ovvero il valore di AS), il valore della deviazione standard della variabile aleatoria non troncata (ovvero il valore di $\sigma_{G,n}^2$). La relazione che le lega è la seguente:

$$\sigma_{G,n} = \left\{ AS_n^2 \left[1 + \frac{\frac{a-\Psi_{0,n}}{AS_n} \phi \left(\frac{a-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right) - \frac{b-\Psi_{0,n}}{AS_n} \phi \left(\frac{b-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right)}{\Phi \left(\frac{b-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right) - \Phi \left(\frac{a-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right)} + \dots \right. \right. \quad (2.16)$$

$$\left. \left. \dots - \left(\frac{\phi \left(\frac{a-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right) - \phi \left(\frac{b-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right)}{\Phi \left(\frac{b-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right) - \Phi \left(\frac{a-\Psi_{0,n}}{AS_n} \right)} \right)^2 \right] \right\}^{\frac{1}{2}},$$

dove

$\sigma_{G,n}$: deviazione standard della distribuzione non troncata, relativa al cluster n -esimo;

AS_n : Angular Spread del cluster n -esimo;

$\Psi_{0,n}$: Angle of Arrival (Angle of Departure) del cluster n -esimo;

a : estremo inferiore del supporto del cluster n -esimo, pari a $\Psi_{0,n} - \Delta\phi_n$;

b : estremo superiore del supporto del cluster n -esimo, pari a $\Psi_{0,n} + \Delta\phi_n$;

$\phi(x)$: densità di probabilità di una variabile aleatoria gaussiana $\mathcal{N}(0, 1)$,

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}; \quad (2.17)$$

$\Phi(y)$: funzione di distribuzione di una variabile aleatoria gaussiana $\mathcal{N}(0, 1)$,

$$\Phi(y) = \int_{-\infty}^y \phi(x) dx; \quad (2.18)$$

PAS a profilo Laplaciano troncato [6]

$$\begin{aligned} PAS(\phi) = \sum_{n=1}^{N_c} \frac{Q_{L,n}}{\sigma_{L,n}\sqrt{2}} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\phi - \Psi_{0,n}|}{\sigma_{L,n}} \right] \times \dots \\ \dots \times \{ \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n} - \Delta\phi_n)] - \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n} + \Delta\phi_n)] \}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

dove

N_c : numero di cluster;

$Q_{L,n}$: costante di normalizzazione relativa al cluster n -esimo;

$\Psi_{0,n}$: AoA (AoD se si considera il lato trasmissione) del cluster n -esimo;

$\Delta\phi_n$: semi-ampiezza del supporto (angoli per cui risulta non nulla la potenza ricevuta) del cluster n -esimo;

$\sigma_{L,n}$: deviazione standard della distribuzione laplaciana **non troncata** che descrive il cluster n -esimo.

Condizione di normalizzazione:

$$\sum_{n=1}^{N_c} Q_{L,n} \left[1 - e^{\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_n}{\sigma_{L,n}} \right)} \right] = 1. \quad (2.20)$$

Per il caso $N_c > 1$, le $N_c - 1$ aggiuntive risultano:

$$\frac{Q_{L,1}/\sigma_{L,1}}{Q_{L,n}/\sigma_{L,n}} = \frac{P_1}{P_n}, \quad \text{per } n = 2, \dots, N_c \quad (2.21)$$

dove P_n e $\sigma_{L,n}$ mantengono significato simile al caso di *PAS* gaussiano. Le condizioni riportate in (2.21) hanno anche in questo caso lo scopo di imporre che le ampiezze dei cluster mantengano lo stesso rapporto tra le potenze dei clusters stessi.

Anche per questa tipologia di *PAS*, è necessario la conoscenza delle deviazioni standard relative alle distribuzioni non troncate dei clusters, che andranno ricavate a partire dall'AS. Al contrario di quanto fatto nel caso gaussiano, non è stato possibile trovare una relazione analoga alla (2.16), che descrivesse il legame tra la varianza della variabile aleatoria troncata e quella non troncata.

In Fig. 2.5 si riportano 3 tipologie di *PAS* con i 3 profili descritti, ottenuti supponendo la presenza di $N_c = 2$ clusters non sovrapposti centrati rispettivamente a -90° e 90° .

Tra le tre tipologie di *PAS* elencate precedentemente, il modello descritto in [7] utilizza solo il profilo laplaciano, in quanto è stato determinato essere il più adatto alla descrizione di ambienti di interesse per lo standard IEEE 802.11n. Per quanto riguarda il profilo uniforme, questo viene utilizzato per la descrizione di ambienti *canyon type*, dove gli AoA possono essere assunti uniformemente distribuiti [15]. Il *PAS* a profilo gaussiano viene invece utilizzato per la modellazione di ambienti molto vari, dove ogni cluster può essere visto come l'effetto di scattering dovuto a molti oggetti distribuiti in maniera casuale [6].

Il PAS come funzione del ritardo

Come accennato in precedenza, la dipendenza dalla variabile τ (vedi equazione (2.3)) nelle relazioni che descrivono il *PAS* può essere omessa nel momento in cui si considerano canali non selettivi, oppure nel caso in cui si descriva il canale per un fissato ritardo τ . Una volta eliminata questa ipotesi, la distribuzione angolare

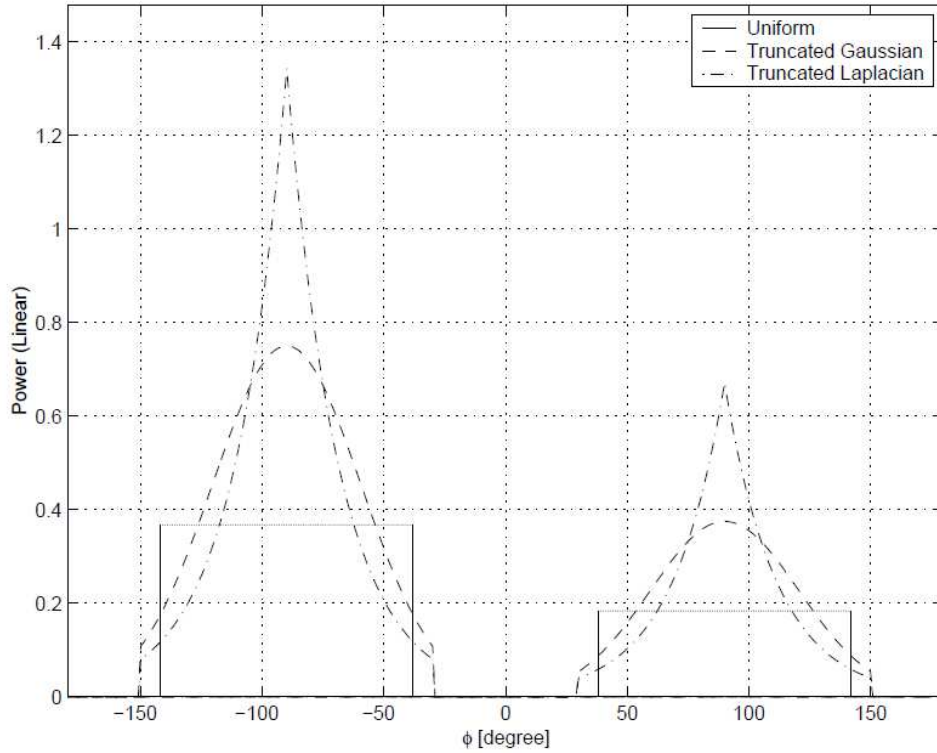


Figura 2.5: Esempi di PAS , per i tre profili considerati ($N_c = 2$, $\Psi_0 = \pm 90^\circ$, $AS = 30^\circ$, $\Delta\phi = 60^\circ$).

della potenza ricevuta da una schiera, sarà descritta da un insieme di differenti PAS , uno per ogni tappo della risposta impulsiva del canale.

Questo fenomeno può essere evidenziato, con riferimento ai modelli di canale descritti dalle Tab. 2.3 - 2.10, in base alle seguenti considerazioni:

- al variare del tappo che si considera il numero di cluster che contribuiscono alla potenza ricevuta varia;
- prendendo come riferimento le condizioni in (2.12), il calcolo delle costanti $Q_{U,n}$ richiede il valore delle potenze portate dai singoli cluster, che come si può vedere per esempio in Tab. 2.3 sono variabili in funzione del tappo considerato;
- ancora dalle relazioni che descrivono il PAS , si nota la dipendenza dai parametri angolari del cluster (AoA , AoD , $\Delta\phi$, AS), valori che dipendono dal tappo considerato.

Dalle precedenti considerazioni si intuisce da dove deriva la dipendenza da τ che compare nella definizione in (2.8). Per questo motivo una simbologia rigorosa richiederebbe di utilizzare, per esempio nella definizione di *PAS* a profilo uniforme in (2.9), una relazione del tipo:

$$\begin{aligned}
 PAS_U(\phi, \tau) = \sum_{n=1}^{N_c(\tau)} Q_{U,n}(\tau) \{ & \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n}(\tau) - \Delta\phi_n(\tau))] + \dots \\
 & \dots - \mathbf{1}[\phi - (\Psi_{0,n}(\tau) + \Delta\phi_n(\tau))]\}, \tag{2.22}
 \end{aligned}$$

dove si indica la dipendenza da τ dei diversi parametri di definizione del *PAS*.

Nel prosieguo del documento, dato che tutti i calcoli che utilizzano il *PAS* vengono effettuati nell'ipotesi di fissare τ , tale dipendenza verrà ancora omessa, evidenziandola solo quando strettamente necessario.

Le definizioni introdotte in precedenza, saranno utili nel resto del testo per la comprensione dei modelli di canale presentato. In particolare, il *PAS* risulta fondamentale nel calcolo dei coefficienti di correlazione, necessari per ricavare le matrici di canale.

2.3 Descrizione del modello

Una delle caratteristiche principali dello standard IEEE 802.11n consiste nell'utilizzo di un sistema di antenne MIMO; ciò richiede, nello studio delle caratteristiche del canale di propagazione, un'estensione del classico modello SISO.

In questa sezione si descrive la teoria alla base del modello di canale descritto in *TGn channel model specification* [7]. Questo documento descrive alcuni modelli di canali MIMO per ambienti indoor, sviluppati in base a numerosi risultati sperimentali riportati in letteratura; in particolare sono riportati 7 modelli per la descrizione di una vasta gamma di scenari di propagazione, a partire da ambienti molto piccoli (modelli A-C) ad ambienti più vasti (D-F).

In generale, la risposta impulsiva di un canale radio MIMO tra due array di antenne, rispettivamente composti da N_T ed N_R elementi, viene descritto da una serie di matrici \mathbf{H}_l , una per ogni tappo della risposta impulsiva, dove $\mathbf{H}_l \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ descrive la trasformazione lineare tra i segnali in trasmissione e ricezione

al ritardo τ_l :

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \cdots & \alpha_{1N_T}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \cdots & \alpha_{2N_T}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N_R1}^{(l)} & \alpha_{N_R2}^{(l)} & \cdots & \alpha_{N_RN_T}^{(l)} \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad (2.23)$$

in cui $\alpha_{mn}^{(l)}$ indica il coefficiente di canale complesso tra l'antenna n in trasmissione e l'antenna m in ricezione, descritto nel modello considerato da una variabile aleatoria complessa gaussiana $\mathcal{CN}(0, 1)$. La caratterizzazione del canale di trasmissione è analoga a quella utilizzata per un normale canale SISO, con l'unica differenza che il singolo tappo viene descritto da una matrice complessa $N_R \times N_T$.

Di conseguenza alla modellizzazione considerata, il legame tra i segnali alle antenne in trasmissione $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_{N_T}(t)]^T$ ed i segnali alle antenne in ricezione $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T$, è dato dalla relazione:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(t - \tau_l) + \mathbf{w}(t) \quad (2.24)$$

dove

$\mathbf{w}(t)$: rumore additivo;

L : numero di tappi che compongono la risposta impulsiva;

τ_l : ritardo introdotto dall' l -esimo tappo.

Risulta evidente quindi che la caratterizzazione del canale passa necessariamente per la determinazione delle matrici \mathbf{H}_l . Di seguito si tralascia il pedice l , supponendo di considerare la matrice \mathbf{H} relativa al generico tappo di potenza P .

Nel modello considerato [7] si usa un approccio di tipo matriciale, supponendo una conoscenza a priori di alcune caratteristiche dell'ambiente tra cui:

- il numero di cluster N_c e la tipologia di Power Angular Spectrum (*PAS*);
- Angular Spread (AS) per ogni clusters;
- Angle of Arrival (AoA) per ogni clusters;

- Angle of Departure (AoD) per ogni clusters;
- Power Delay Profile (PDP) del canale.

Nel modello è prevista la scelta tra 7 differenti scenari di propagazione, le cui caratteristiche vengono riportate nelle Tab. 2.3 - 2.10.

Oltre alle precedenti si suppone che il sistema di trasmissione utilizzi schiere di tipo ULA (Uniform Linear Array), composte da antenne con **diagramma di radiazione omnidirezionale** ed insensibili alla polarizzazione del campo.

Sotto queste ipotesi la matrice \mathbf{H} viene definita, per ogni tappo, come la somma di una componente costante (Line of Sight) e di una componente aleatoria (Non Line of Sight):

$$\mathbf{H} = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_V \right); \quad (2.25)$$

$$\mathbf{H}_F = \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{11}} & e^{j\Phi_{12}} & \dots & e^{j\Phi_{1N_T}} \\ e^{j\Phi_{21}} & e^{j\Phi_{22}} & \dots & e^{j\Phi_{2N_T}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\Phi_{N_R1}} & e^{j\Phi_{N_R2}} & \dots & e^{j\Phi_{N_R N_T}} \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad (2.26)$$

$$\mathbf{H}_V = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & \dots & X_{1N_T} \\ X_{21} & X_{22} & \dots & X_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N_R1} & X_{N_R2} & \dots & X_{N_R N_T} \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad (2.27)$$

dove X_{ij} sono variabili aleatorie gaussiane complesse $\mathcal{CN}(0, 1)$ correlate, mentre P indica la potenza del tappo considerato.

Con K è indicato il Rice Factor, definito come il rapporto tra la potenza della componente deterministica (C) e la potenza statistica di tutte le componenti riflesse (M_d):

$$K = \frac{C^2}{M_d}. \quad (2.28)$$

Partendo dalla definizione classica di matrice di correlazione:

$$\mathbf{R} = \mathbb{E} \left[\text{vect}(\mathbf{H}) \text{vect}(\mathbf{H})^H \right] \quad N_T N_R \times N_T N_R, \quad (2.29)$$

supponendo di poter caratterizzare in modo indipendente le schiere ai lati trasmissione e ricezione, si determina la seguente relazione [8]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx} \quad (2.30)$$

dove con \otimes si indica il prodotto di Kronecker mentre

\mathbf{R}_{Tx} : matrice di correlazione $N_T \times N_T$ complessa, relativa alla schiera in trasmissione;

\mathbf{R}_{Rx} : matrice di correlazione $N_R \times N_R$ complessa, relativa alla schiera in ricezione.

Essendo la matrice \mathbf{H}_V composta da variabili gaussiane correlate si ha:

$$\text{vect}(\mathbf{H}_V) = \mathbf{C} \text{vect}(\mathbf{H}_{iid}), \quad (2.31)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx}]^{1/2} \quad (2.32)$$

con \mathbf{C} matrice $N_R N_T \times N_R N_T$, calcolata per esempio mediante la fattorizzazione di Cholesky di \mathbf{R} , ed \mathbf{H}_{iid} matrice $N_R \times N_T$ composta da variabili aleatorie gaussiane $\mathcal{CN}(0, 1)$ ($\text{vect}(\mathbf{H}_{iid})$ avrà dimensioni $N_R N_T \times 1$).

Un approccio alternativo derivante dalle proprietà del prodotto di Kronecker, utilizza la seguente relazione:

$$\mathbf{H}_V = \mathbf{R}_{Rx}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \left(\mathbf{R}_{Tx}^{1/2} \right)^T. \quad (2.33)$$

Per provare l'equivalenza delle relazioni (2.31) e (2.33), si considera un caso particolare con $N_T = N_R = 2$; dalla proprietà del prodotto di Kronecker ¹:

$$(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{\frac{1}{2}} = \mathbf{A}^{\frac{1}{2}} \otimes \mathbf{B}^{\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

e definendo la seguente simbologia:

$$\mathbf{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{Tx}^{\frac{1}{2}} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{iid} = \begin{bmatrix} \xi_{11} & \xi_{12} \\ \xi_{21} & \xi_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

¹In totale generalità vale:

$$\text{vect}(\mathbf{D}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) \text{vect}(\mathbf{C}) \Rightarrow \mathbf{D} = \mathbf{BCA} \quad (2.34)$$

Svolgendo la (2.31) si ottiene:

$$\mathit{vect}(\mathbf{H}_V) = \begin{bmatrix} t_{11}r_{11}\xi_{11} + t_{11}r_{12}\xi_{21} + t_{12}r_{11}\xi_{21} + t_{12}r_{12}\xi_{21} \\ t_{11}r_{21}\xi_{11} + t_{11}r_{22}\xi_{21} + t_{12}r_{21}\xi_{21} + t_{12}r_{22}\xi_{21} \\ t_{21}r_{11}\xi_{11} + t_{21}r_{12}\xi_{21} + t_{22}r_{11}\xi_{21} + t_{22}r_{12}\xi_{21} \\ t_{21}r_{21}\xi_{11} + t_{21}r_{22}\xi_{21} + t_{22}r_{21}\xi_{21} + t_{22}r_{22}\xi_{21} \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

considerando ora la (2.33) si ha:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_V &= \begin{bmatrix} r_{11}\xi_{11} + r_{12}\xi_{21} & r_{11}\xi_{12} + r_{12}\xi_{22} \\ r_{21}\xi_{11} + r_{22}\xi_{21} & r_{21}\xi_{12} + r_{22}\xi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{21} \\ t_{12} & t_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} r_{11}t_{11}\xi_{11} + r_{12}t_{11}\xi_{21} + r_{11}t_{12}\xi_{12} + r_{12}t_{12}\xi_{22} & \dots \\ r_{21}t_{11}\xi_{11} + r_{22}t_{11}\xi_{21} + r_{21}t_{12}\xi_{12} + r_{22}t_{12}\xi_{22} & \dots \\ \dots & \dots \\ r_{11}t_{21}\xi_{11} + r_{12}t_{21}\xi_{21} + r_{11}t_{22}\xi_{12} + r_{12}t_{22}\xi_{22} & \dots \\ \dots & \dots \\ r_{21}t_{21}\xi_{11} + r_{22}t_{21}\xi_{21} + r_{21}t_{22}\xi_{12} + r_{22}t_{22}\xi_{22} & \dots \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Confrontando la (2.37) con gli elementi dell'ultimo termine della precedente opportunamente riordinati, si dimostra l'equivalenza tra (2.31) e (2.33).

Per quanto riguarda la matrice \mathbf{H}_F in (2.25), questa tiene conto dello sfasamento che subisce il segnale nel propagarsi dall'array di trasmissione a quello di ricezione. In particolare si ha $\phi_{ij} = 2\pi \frac{l}{\lambda}$, dove l rappresenta la distanza tra l'antenna di trasmissione i e l'antenna di ricezione j , mentre λ indica la lunghezza d'onda. Concludendo si ha che la matrice \mathbf{H}_F descrive la componente LOS del canale, ma considerando unicamente lo sfasamento prodotto sui segnali che si propagano, mentre non viene considerata l'attenuazione dovuta alla propagazione.

2.4 Determinazione delle matrici di correlazione

Nel caso già descritto di sistema MIMO $N_T \times N_R$, con array ULA di antenne omnidirezionali, la caratterizzazione del canale, richiede il calcolo delle matrici di correlazione:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12}^{tx} & \dots & \rho_{1N_T}^{tx} \\ \rho_{21}^{tx} & 1 & \dots & \rho_{2N_T}^{tx} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_T1}^{tx} & \rho_{N_T2}^{tx} & \dots & 1 \end{bmatrix}_{N_T \times N_T} \quad (2.39)$$

dove l'elemento ρ_{ij}^{tx} rappresenta il coefficiente di correlazione tra i due sottocanali prodotti dalle antenne i e j in trasmissione verso la generica antenna in ricezione k (nell'ipotesi che valga la fattorizzazione (2.30)):

$$\rho_{ij}^{tx} = \mathbb{E} [\alpha_{ki} \alpha_{kj}^*], \quad \forall k. \quad (2.40)$$

Al lato ricezione si ha:

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12}^{rx} & \cdots & \rho_{1N_R}^{rx} \\ \rho_{21}^{rx} & 1 & \cdots & \rho_{2N_R}^{rx} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R1}^{rx} & \rho_{N_R2}^{rx} & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{N_R \times N_R}, \quad (2.41)$$

dove in questo caso il generico elemento ρ_{ij}^{rx} rappresenta il coefficiente di correlazione tra i due sottocanali prodotti dalla generica antenna di trasmissione k verso le antenne in ricezione i e j :

$$\rho_{ij}^{rx} = \mathbb{E} [\alpha_{ik} \alpha_{jk}^*], \quad \forall k. \quad (2.42)$$

Per i termini α_{mn} utilizzati nelle (2.40) e (2.42), si faccia riferimento alla simbologia introdotta alla (2.23).

Se si considera un'onda piana che incide su di una schiera ad un angolo ϕ rispetto alla normale, con riferimento a Fig. 2.6, i segnali ricevuti da due antenne distanti d possono essere scritti [10]:

$$s_1(t) = m(t) \quad s_2(t) = m(t) e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\phi)}. \quad (2.43)$$

Nel caso in cui il messaggio $m(t)$ sia a potenza unitaria si ha $\mathbb{E} [s_1(t) s_2^*(t)] = e^{-j2\pi d/\lambda \sin(\phi)}$.

Se il segnale di interesse che giunge all'array di ricezione può scriversi come la somma di molteplici onde piane con una distribuzione angolare $PAS(\phi)$, il coefficiente di correlazione spaziale può essere calcolato mediante la seguente:

$$\rho \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \right) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \phi} PAS(\phi) d\phi. \quad (2.44)$$

Di conseguenza posto $D = d/\lambda$, separando parte reale e parte immaginaria:

$$\rho(D) = R_{XX}(D) + jR_{XY}(D) \quad (2.45)$$

dove, essendo $e^{j\phi} = \cos(\phi) + j \sin(\phi)$, i termini $R_{XX}(D)$ e $R_{XY}(D)$ sono definiti dai seguenti integrali:

$$\begin{aligned} R_{XX}(D) &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi D \sin \phi) PAS(\phi) d\phi, \\ R_{XY}(D) &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(2\pi D \sin \phi) PAS(\phi) d\phi. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Dalle precedenti relazioni si deduce che il calcolo dei coefficienti di correlazione richiede la conoscenza della potenza di ogni tappo, il Power Angular Spectrum (*PAS*) ed il relativo Angular Spread (*AS*), oltre che le distanze tra gli elementi dell'array. Si osservi inoltre che i risultati riportati valgono nell'ipotesi di array ULA, quindi è lecito aspettarsi andamenti differenti per array con geometrie diverse da quella ipotizzata (Fig. 2.7).

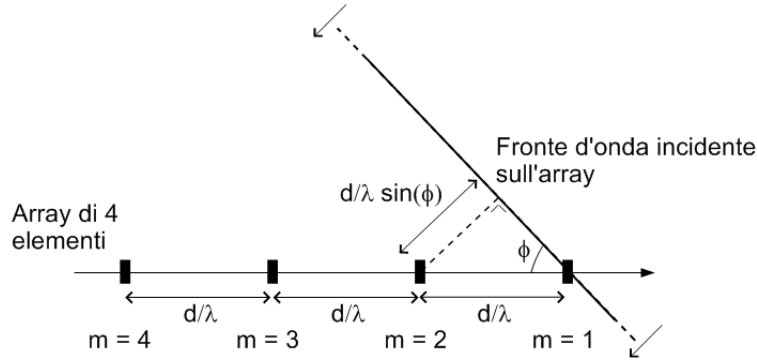


Figura 2.6: Sfasamento del segnale ricevuto da antenne adiacenti in un array ULA a 4 elementi.

Applicando gli integrali (2.46) ai *PAS* introdotti precedentemente in Sez. 2.2 si ottengono le relazioni:

PAS a profilo uniforme [6]

$$\begin{aligned} R_{XX}(D) &= J_0(D) + 4 \sum_{n=1}^{N_c} Q_{U,n} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{(2m+1)}(D)}{(2m+1)} \times \dots \\ &\dots \times \cos(2m \Psi_{0,n}) \sin(2m \Delta\phi_n), \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} R_{XY}(D) &= 4 \sum_{n=1}^{N_c} Q_{U,n} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{J_{(2m+1)}(D)}{(2m+1)} \times \dots \\ &\dots \times \sin[(2m+1) \Psi_{0,n}] \sin[(2m+1) \Delta\phi_n]. \end{aligned} \quad (2.48)$$

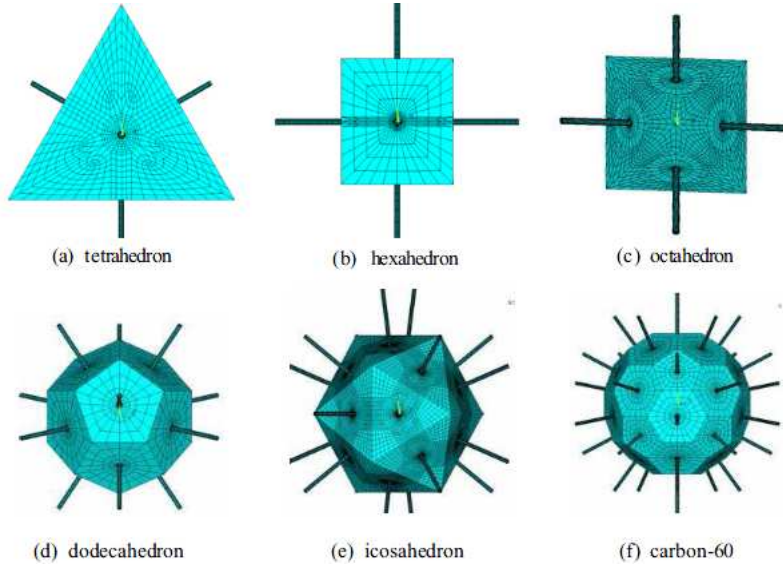


Figura 2.7: Esempi di schiere per l'utilizzo in sistemi MIMO [14].

PAS a profilo gaussiano troncato [6]

$$\begin{aligned}
 R_{XX}(D) = & J_0(D) + \sum_{n=1}^{N_c} Q_{G,k} \sum_{m=1}^{+\infty} J_{2m}(D) \cos(2m \Psi_{0,n}) \times \dots \\
 & \dots \times \exp(-2\sigma_{G,n}^2 m^2) \Re \left\{ erf \left(\frac{\Delta\phi_n}{\sigma_{G,n}\sqrt{2}} - jm\sigma_{G,n}\sqrt{2} \right) + \dots \right. \\
 & \left. \dots - erf \left(-\frac{\Delta\phi_n}{\sigma_{G,n}\sqrt{2}} - jm\sigma_{G,n}\sqrt{2} \right) \right\}, \quad (2.49)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{XY}(D) = & \sum_{n=1}^{N_c} Q_{G,n} \sum_{m=1}^{+\infty} J_{(2m+1)}(D) \sin((2m+1) \Psi_{0,n}) \times \dots \\
 & \dots \times \exp \left(-2\sigma_{G,n}^2 \left(m + \frac{1}{2} \right)^2 \right) \Re \left\{ erf \left[\frac{\Delta\phi_n}{\sigma_{G,n}\sqrt{2}} - j \left(m + \frac{1}{2} \right) \sigma_{G,n}\sqrt{2} \right] \times \dots \right. \\
 & \left. \dots \times \sigma_{G,n}\sqrt{2} \right] - erf \left[-\frac{\Delta\phi_n}{\sigma_{G,n}\sqrt{2}} - j \left(m + \frac{1}{2} \right) \sigma_{G,n}\sqrt{2} \right] \right\}. \quad (2.50)
 \end{aligned}$$

PAS a profilo laplaciano troncato [6]

$$\begin{aligned}
R_{XX}(D) = & J_0(D) + 4 \sum_{n=1}^{N_c} \frac{Q_{L,n}}{\sqrt{2}\sigma_{L,n}} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{2m}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}}\right)^2 + (2m)^2} \times \dots \\
& \dots \times \cos(2m\Psi_{0,n}) \left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}} + e^{-\frac{\Delta\phi_n\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}}} \times \dots \right. \\
& \left. \dots \times \left[2m \sin(2m\Psi_{0,n}) - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}} \cos(2m\Psi_{0,n}) \right] \right\}, \tag{2.51}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R_{XY}(D) = & 4 \sum_{n=1}^{N_c} \frac{Q_{L,n}}{\sqrt{2}\sigma_{L,n}} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{(2m+1)}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}}\right)^2 + (2m+1)^2} \times \dots \\
& \dots \times \sin[(2m+1)\Psi_{0,n}] \left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}} - e^{-\frac{\Delta\phi_n\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}}} \times \dots \right. \\
& \left. \dots \times \left[(2m+1) \sin[(2m+1)\Psi_{0,n}] + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,n}} \cos[(2m+1)\Psi_{0,n}] \right] \right\}. \tag{2.52}
\end{aligned}$$

In Fig. 2.8 è riportato l'andamento dei due coefficienti di correlazione descritti da (2.51) e da (2.52), nel caso di *PAS* a profilo laplaciano al variare del numero di clusters; in Tab. 2.1 sono riportati i valori dei parametri utilizzati per generare i grafici nei tre casi considerati.

In particolare, per i tappi caratterizzati da un solo cluster (con riferimento al modello E di Tab.2.7 e 2.8, quelli compresi tra il tappo 1 ed il tappo 4), i parametri necessari sono quelli corrispondenti ad $N_c = 1$ di Tab. 2.1. Nel caso in cui i cluster sono due (per i tappi 5 – 8 del modello E), è necessaria la caratterizzazione di entrambi i cluster. Per questo andranno considerati i parametri di Tab. 2.1 relativi ad $N_c = 1$ ed $N_c = 2$. In fine, per i tappi a tre cluster (tappi 9 – 14 del modello E) sarà necessario considerare i parametri di Tab. 2.1, per $N_c = 1$, $N_c = 2$ ed $N_c = 3$.

Si osservi la dipendenza da $D = d/\lambda$ del coefficiente ρ , data dal fatto che le singole antenne sono posizionate a distanza d una dall'altra e caratterizzate dal medesimo diagramma di radiazione; infatti considerando per esempio i coefficienti di correlazione a lato trasmissione vale la relazione:

$$\rho_{ij}^{tx} = \rho^{tx}(|i - j| D) \tag{2.53}$$

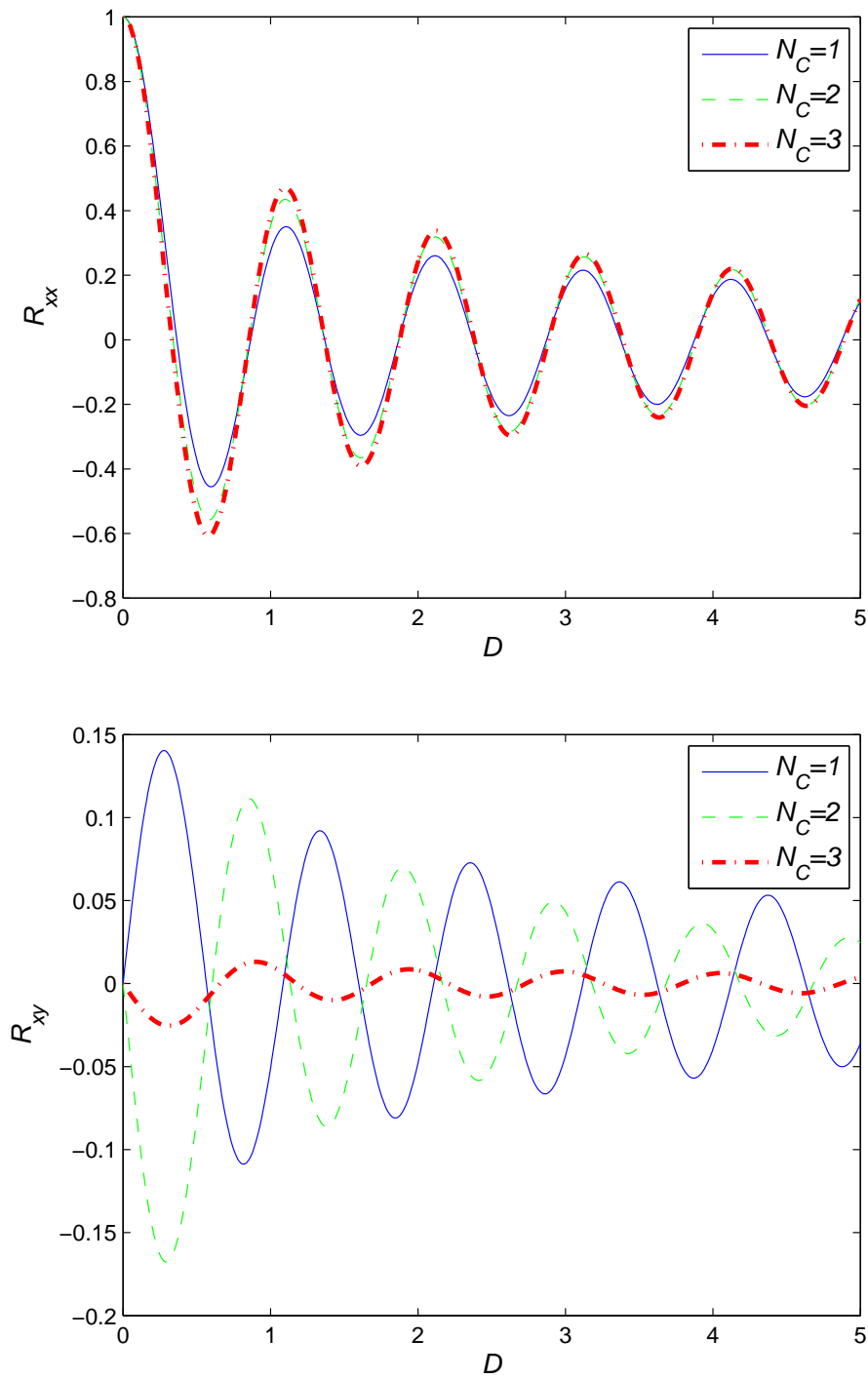


Figura 2.8: Andamento dei coefficienti di cross-correlazione nel caso di *PAS* a profilo Laplaciano.

N_c	1	2	3
$Q_{L,n}$	0.1587	0.3806	0.1718
$\sigma_{L,n}$ [°]	36.6544	44.0667	38.7781
$\Psi_{0,n}$ [°]	36.1	42.5	38.0
$\Delta\phi_n$ [°]	180		

Tabella 2.1: Parametri utilizzati per i grafici di Fig. 2.8, ripresi dal modello E di [7].

quindi la dipendenza dai pedici i e j può essere tradotta in una dipendenza da D , potendo riscrivere le matrici di correlazione mediante la seguente simbologia:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho^{tx}(D) & \dots & \rho^{tx}((N_T - 1)D) \\ \rho^{tx}(D) & 1 & \dots & \rho^{tx}((N_T - 2)D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho^{tx}((N_T - 1)D) & \rho^{tx}((N_T - 2)D) & \dots & 1 \end{bmatrix}_{N_T \times N_T} \quad (2.54)$$

Un discorso analogo può essere effettuato per i coefficienti di correlazione a lato ricezione ρ_{ij}^{rx} .

Si evidenzia anche il fatto che, i coefficienti ρ non presentano dipendenza dalla variabile τ , dato che si suppone di aver fissato il ritardo a cui si riferiscono quest'ultimi. Una descrizione analoga potrebbe essere fatta senza fissare a priori il ritardo, ottenendo funzioni di τ , a causa della già citata dipendenza del PAS da questa variabile e quindi **ad ogni tappo del canale corrispondono matrici di correlazione diverse.**

2.5 Doppler spectrum

Il fading di un canale di tipo indoor, in cui trova applicazione lo standard IEEE 802.11n, risulta molto diverso da quello considerato nel caso tipico di trasmissione con mezzi mobili. Nel caso di ambienti indoor, solitamente trasmettitore e ricevitore risultano fermi mentre ostacoli rappresentati per esempio da persone, risultano muoversi nell'ambiente di propagazione. Al contrario, nelle trasmissioni con mezzi mobili come per esempio nel sistema cellulare, nella maggior parte dei casi i due terminali risultano in movimento mentre l'ambiente può consider-

arsi statico; per questo è necessario apportare alcune modifiche alla definizione classica.

Il *fitting* di risultati sperimentali, ha portato alla seguente definizione di *Doppler Spectrum*:

$$S(f) = \frac{1}{1 + A \left(\frac{f}{f_d}\right)^2} \quad (2.55)$$

dove

A : costante posta solitamente uguale a 9, in modo tale che $S(f_d) = 0.1$;

f_d : Doppler spread, definito come $f_d = v_0/\lambda$, dove v_0 rappresenta una velocità “dell’ambiente” media determinata per via sperimentale mentre λ rappresenta la lunghezza d’onda della portante.

Come velocità “dell’ambiente” media, si intende un valore di velocità tale per cui si abbia coincidenza con gli spettri Doppler rilevati in pratica; il valore proposto risulta circa pari a 1.2 km/h, dato che f_d è stato determinato valere circa 6 Hz con portante a 5 GHz e 3 Hz nel caso di portante a 2.4 GHz.

Si riporta per completezza la funzione di correlazione non normalizzata $r(\Delta t)$ per un Doppler Spectrum del tipo definito alla (2.55) riferito ad un generico elemento h_{ij} della matrice \mathbf{H} [7] [16]:

$$r(\Delta t) = \mathbb{E} [h_{ij}(t) h_{ij}^*(t - \Delta t)] = \frac{\pi f_d}{\sqrt{A}} \exp\left(-\frac{2\pi f_d}{\sqrt{A}} \Delta t\right). \quad (2.56)$$

Dalla precedente si ricava il tempo di coerenza T_{coh} , definito come il tempo per cui vale:

$$\frac{r(T_{coh})}{r(0)} = \frac{1}{2}. \quad (2.57)$$

Dalla precedente definizione si ricava:

$$T_{coh} = \frac{\sqrt{A}}{2\pi f_d} \ln(2). \quad (2.58)$$

Si osservi che il Doppler descritto dalla (2.55), risulta essere l’andamento tipico di Doppler che in letteratura viene definito *Bell Shape*. Come già detto, considerando ambienti indoor, è necessario apportare alcune modifiche alla definizione classica.

Per esempio, volendo modellare il caso in cui un ostacolo risulti in movimento tra il trasmettitore ed il ricevitore, lo spettro Doppler da considerare risulta descritto da una relazione del tipo [7]:

$$S(f) = \frac{1}{1 + A \left(\frac{f}{f_d}\right)^2} + \frac{B}{1 + C \left(\frac{f - f_{spike}}{f_{spike}}\right)^2}, \quad (2.59)$$

dove f_{spike} è definita come:

$$f_{spike} = \frac{v_1}{\lambda} \quad (2.60)$$

in cui v_1 indica la velocità a cui si muove l'ostacolo, valore che varia a seconda dei casi in un intervallo compreso da un minimo di circa 3 km/h nel caso in cui l'ostacolo sia rappresentato da una persona in movimento, ad un massimo di circa 40 km/h nel caso per esempio di un veicolo in movimento in un ambiente industriale. B e C risultano essere costanti, poste rispettivamente uguali a 0.5 e 90000, in seguito a considerazioni effettuate sui risultati sperimentali raccolti [7].

Nel modello considerato viene anche apportata un'ulteriore modifica allo spettro Doppler, per considerare la presenza di lampade a fluorescenza, presenti tipicamente in ambienti di lavoro o domestici. Infatti questo tipo di lampade, producono un campo elettromagnetico che si traduce in una modulazione dell'ampiezza di alcune componenti dello spettro nelle bande di interesse dello standard IEEE 802.11n, producendo una significativa variazione della potenza ricevuta.

Dalla (2.58) si può notare come il tempo di coerenza sia pari a circa 0.055 s nel caso di portante a 5 GHz e pari a 0.11 s nel caso di portante a 2.4 GHz. In Tab. 2.2 si riportano il numero di simboli (\mathbf{n}_{symb}) che possono essere trasmessi supponendo che il canale si mantenga costante, quindi all'interno di un tempo di coerenza.

Banda	B = 20 MHz		B = 40 MHz	
	fc = 2.4 GHz	fc = 5 GHz	fc = 2.4 GHz	fc = 5 GHz
Tempo di coerenza	0.11 s	0.055 s	0.11 s	0.055 s
Durata simbolo OFDM	0.2056 ms	0.2056 ms	0.4104 ms	0.4104 ms
\mathbf{n}_{symb}	267	134	535	268

Tabella 2.2: Caratteristiche dei simboli OFDM in IEEE 802.11n [1].

2.6 Descrizione dei modelli di canale

Lo studio del modello di canale MIMO, riportato in questo capitolo, si è appoggiato su un software ([12]) che implementa il modello di canale descritto in [7]. Questa programma è in grado di generare le matrici di canale \mathbf{H} , dopo aver impostato alcuni parametri del sistema, in particolare:

- il numero di antenne in trasmissione e la loro spaziatura;
- il numero di antenne in ricezione e la loro spaziatura;
- la frequenza della portante;
- la distanza tra trasmettitore e ricevitore;
- il modello di canale.

Come detto precedentemente, il simulatore considerato consente di selezionare tra 7 diversi modelli di canale, i primi tre utilizzati per la descrizione di ambienti definiti *small environment* mentre gli ultimi 4 derivati da modelli di canale presenti in letteratura [17]:

Modello A: modello *flat fading* con un *rms time delay spread* $\tau_{rms} = 0$ ns.

Modello B: modello di canale con $\tau_{rms} = 15$ ns.

Modello C: modello di canale con $\tau_{rms} = 30$ ns.

Modello D: modello denominato *Model A* in [17], utilizzato per descrivere ambienti definiti *typical office* in condizioni NLOS con $\tau_{rms} = 50$ ns.

Modello E: modello denominato *Model B* in [17], utilizzato per descrivere ambienti di tipo *large open space* in NLOS con $\tau_{rms} = 100$ ns .

Modello F: modello denominato *Model B* in [17], utilizzato ancora per descrivere ambienti di tipo *large open space* in NLOS con $\tau_{rms} = 150$ ns.

In questa sezione, si riportano 7 tabelle contenenti le caratteristiche dei modelli di canale, utilizzate per fornire tutti i dati numerici in modo tale da rendere possibile la completa descrizione del modello in questione.

Per ogni modello sono previste N_c sottotabelle, ognuna delle quali riporta le seguenti informazioni:

Tappo: indica il tappo relativo al cluster;

Delay: indica il valore di τ relativo al tappo considerato;

Power: indica il contributo di potenza del cluster per il tappo considerato;

AoA: indica l'Angle of Arrival del cluster;

AS_{rx} : indica l'Angular Spread del cluster a lato ricezione;

AoD: indica l'Angle of Departure del cluster;

AS_{tx} : indica l'Angular Spread del cluster a lato trasmissione;

Come chiaro dalla teoria esposta precedentemente, il calcolo delle matrici \mathbf{H} richiede di fissare il tappo da considerare, questo equivale a fissare una colonna delle tabelle riportate in questa sezione. Ad esempio, volendo costruire la matrice di canale relativa al tappo 9 del modello E (Tab. 2.7-2.8), le colonne da considerare saranno quelle corrispondenti al tappo 9 (**Delay** 180 ns). In particolare andranno prese in considerazione le tre colonne del tappo nove per i primi tre cluster, dato che il tappo non ha contribuito dal quarto cluster. Una volta selezionate tutte le colonne corrette, si avranno a disposizione tutti i dati necessari alla generazione della matrice \mathbf{H}_9 .

Cluster	Tappo	1
1	Delay [ns]	0
1	Power [dB]	0
1	AoA [°]	45
1	AS_{rx} [°]	40
1	AoD [°]	45
1	AS_{tx} [°]	40

Tabella 2.3: Modello A composto da un canale flat fading (un solo tappo a 0 ns).

Cluster	Tappo	1	2	3	4	5
1	Delay [ns]	0	10	20	30	40
1	Power [dB]	0	-5.4	-10.8	-16.2	-21.7
1	AoA [°]	4.3				
1	AS _{rx} [°]	14.4				
1	AoD [°]	225.1				
1	AS _{tx} [°]	14.4				

Cluster	Tappo	3	4	5	6	7	8	9
2	Delay [ns]	20	30	40	50	60	70	80
2	Power [dB]	-3.2	-6.3	-9.4	-12.5	-15.6	-18.7	-21.8
2	AoA [°]	118.4						
2	AS _{rx} [°]	25.2						
2	AoD [°]	106.5						
2	AS _{tx} [°]	25.4						

Tabella 2.4: Modello B con un rms delay spread di 15 ns.

Cluster	Tappo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
1	Power [dB]	0	-2.1	-4.3	-6.5	-8.6	-10.8	-13.0	-15.2	-17.3	-19.5
1	AoA [°]	290.3									
1	AS _{rx} [°]	24.6									
1	AoD [°]	13.5									
1	AS _{tx} [°]	24.7									

Cluster	Tappo	7	8	9	10	11	12	13	14
2	Delay [ns]	60	70	80	90	110	140	170	200
2	Power [dB]	-5.0	-7.2	-9.3	-11.5	-13.7	-15.8	-18.0	-20.2
2	AoA [°]	332.3							
2	AS _{rx} [°]	22.4							
2	AoD [°]	56.4							
2	AS _{tx} [°]	22.5							

Tabella 2.5: Modello C con un rms delay spread di 30 ns.

Cluster	Tappo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	Delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	110	140	170	200	240	290
1	Power [dB]	0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9	-7.8	-9.0	-11.1	-13.7	-16.3	-19.3	-23.2
1	AoA [°]	158.9															
1	AS _{rx} [°]	27.7															
1	AoD [°]	332.1															
1	AS _{tx} [°]	27.4															

Cluster	Tappo	11	12	13	14	15	16	17
2	Delay [ns]	110	140	170	200	240	290	340
2	Power [dB]	-6.6	-9.5	-12.1	-14.7	-17.4	-21.9	-25.5
2	AoA [°]	320.2						
2	AS _{rx} [°]	31.4						
2	AoD [°]	49.3						
2	AS _{tx} [°]	32.1						

Cluster	Tappo	15	16	17	18
3	Delay [ns]	240	290	340	390
3	Power [dB]	-18.8	-23.2	-25.2	-26.7
3	AoA [°]	276.2			
3	AS _{rx} [°]	37.4			
3	AoD [°]	275.9			
3	AS _{tx} [°]	36.8			

Tabella 2.6: Modello D con un rms delay spread di 50 ns.

Cluster	Tappo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	Delay [ns]	0	10	20	30	50	80	110	140	180	230	280	330	380	430	490
1	Power [dB]	-2.6	-3.0	-3.5	-3.9	-4.5	-5.6	-6.9	-8.2	-9.8	-11.7	-13.9	-16.1	-18.3	-20.5	-22.9
1	AoA [°]	163.7														
1	AS _{rx} [°]	35.8														
1	AoD [°]	105.6														
1	AS _{tx} [°]	36.1														

Cluster	Tappo	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
2	Delay [ns]	50	80	110	140	180	230	280	330	380	430	490	560
2	Power [dB]	-1.8	-3.2	-4.5	-5.8	-7.1	-9.9	-10.3	-14.3	-14.7	-18.7	-19.9	-22.4
2	AoA [°]	251.8											
2	AS _{rx} [°]	41.6											
2	AoD [°]	293.1											
2	AS _{tx} [°]	42.5											

Tabella 2.7: Modello E con un rms delay spread di 100 ns (1/2).

Cluster	Tappo	9	10	11	12	13	14	15
3	Delay [ns]	180	230	280	330	380	430	490
3	Power [dB]	-7.9	-9.6	-14.2	-13.8	-18.6	-18.1	-22.8
3	AoA [°]	80.0						
3	AS_{rx} [°]	37.4						
3	AoD [°]	61.9						
3	AS_{tx} [°]	38.0						

Cluster	Tappo	15	16	17	18
4	Delay [ns]	490	560	640	730
4	Power [dB]	-20.6	-20.5	-20.7	-24.6
4	AoA [°]	182.0			
4	AS_{rx} [°]	40.3			
4	AoD [°]	275.7			
4	AS_{tx} [°]	38.7			

Tabella 2.8: Modello E con un rms delay spread di 100 ns (2/2).

Cluster	Tappo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	Delay [ns]	0	10	20	30	50	80	110	140	180	230	280	330	400	490	600
1	Power [dB]	-3.3	-3.6	-3.9	-4.2	-4.6	-5.3	-6.2	-7.1	-8.2	-9.5	-11.0	-12.5	-14.3	-16.7	-19.9
1	AoA [°]	315.1														
1	AS_{rx} [°]	48.0														
1	AoD [°]	56.2														
1	AS_{tx} [°]	41.6														

Cluster	Tappo	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
2	Delay [ns]	50	80	110	140	180	230	280	330	400	490	600	730
2	Power [dB]	-1.8	-2.8	-3.5	-4.4	-5.3	-7.4	-7.0	-10.3	-10.4	-13.8	-15.7	-19.9
2	AoA [°]	180.5											
2	AS_{rx} [°]	55.0											
2	AoD [°]	183.7											
2	AS_{tx} [°]	55.2											

Cluster	Tappo	9	10	11	12	13	14	15
3	Delay [ns]	180	230	280	330	400	490	600
3	Power [dB]	-5.7	-6.7	-10.4	-9.6	-14.1	-12.7	-18.5
3	AoA [°]	74.7						
3	AS_{rx} [°]	42.0						
3	AoD [°]	153.0						
3	AS_{tx} [°]	47.4						

Tabella 2.9: Modello F con un rms delay spread di 150 ns (1/2).

Cluster	Tappo	13	14	15
4	Delay [ns]	400	490	600
4	Power [dB]	-8.8	-13.3	-18.7
4	AoA [°]	251.5		
4	AS _{rx} [°]	28.6		
4	AoD [°]	112.5		
4	AS _{tx} [°]	27.2		

Cluster	Tappo	15	16
5	Delay [ns]	600	730
5	Power [dB]	-12.9	-14.2
5	AoA [°]	68.5	
5	AS _{rx} [°]	30.7	
5	AoD [°]	291.0	
5	AS _{tx} [°]	33.0	

Cluster	Tappo	17	18
6	Delay [ns]	880	1050
6	Power [dB]	-16.3	-21.2
6	AoA [°]	246.2	
6	AS _{rx} [°]	38.2	
6	AoD [°]	62.3	
6	AS _{tx} [°]	38.0	

Tabella 2.10: Modello F con un rms delay spread di 150ns (2/2).

2.7 Esempio di simulazione

In questa sezione si riportano i risultati di una simulazione ottenuta ([12]) sotto le seguenti ipotesi:

- sistema MIMO 2×2 con array ULA di antenne **omnidirezionali**;
- spaziature delle antenne in trasmissione $D = 1$;
- spaziature delle antenne in ricezione $D = 0.5$;
- frequenza della portante $f_c = 5.25GHz$;
- modello di canale di tipo B (Tab. 2.4);
- *PAS* a profilo laplaciano.

Dato che il modello prevede 9 tappi, come prima cosa il simulatore calcola le matrici \mathbf{R}_{Tx} ed \mathbf{R}_{Rx} per ogni tappo (tra graffe i rispettivi autovalori), e la corrispondente matrice \mathbf{C} secondo la (2.32):

- Tappi 1 e 2:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.1454 - 0.6297i \\ -0.1454 + 0.6297i & 1 \end{pmatrix} \{0.3357, 1.6463\},$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.7504 - 0.1836i \\ 0.7504 + 0.1836i & 1 \end{pmatrix} \{0.2275, 1.7725\},$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7504 - 0.1836i & 0.6350 & 0 & 0 \\ -0.1454 - 0.6297i & 0 & 0.7631 & 0 \\ -0.2247 - 0.4458i & -0.0923 - 0.3999i & 0.5726 - 0.1401i & 0.4846 \end{pmatrix};$$

- Tappo 3:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.6 + 0.2585i \\ 0.6 - 0.2585i & 1 \end{pmatrix} \{0.3467, 1.6533\},$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.5953 - 0.3844i \\ -0.5953 + 0.3844i & 1 \end{pmatrix} \{0.2914, 1.7086\},$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ -0.5953 - 0.3844i & 0.7055 & 0 & 0 \\ 0.6000 + 0.2585i & 0 & 0.7571 & 0 \\ -0.2578 - 0.3846i & 0.4233 + 0.1824i & -0.4507 - 0.2911i & 0.5342 \end{pmatrix};$$

- Tappo 4:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.6285 + 0.2925i \\ 0.6285 - 0.2925i & 1 \end{pmatrix} \{0.3068, 1.6932\},$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.6472 - 0.3922i \\ -0.6472 + 0.3922i & 1 \end{pmatrix} \{0.2432, 1.7568\},$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ -0.6472 - 0.3922i & 0.6537 & 0 & 0 \\ 0.6285 + 0.2925i & 0 & 0.7208 & 0 \\ -0.2920 - 0.4358i & 0.4108 + 0.1912i & -0.4665 - 0.2827i & 0.4712 \end{pmatrix};$$

- Tappo 5:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.6462 + 0.3136i \\ 0.6462 - 0.3136i & 1 \end{pmatrix} \{0.2817, 1.7183\},$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.6794 - 0.3970i \\ -0.6794 + 0.3970i & 1 \end{pmatrix} \{0.2131, 1.7869\},$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ -0.6794 - 0.3970i & 0.6171 & 0 & 0 \\ 0.6462 + 0.3136i & 0 & 0.6958 & 0 \\ -0.3145 - 0.4696i & 0.3987 + 0.1935i & -0.4727 - 0.2762i & 0.4294 \end{pmatrix};$$

- Tappi 6-7-8-9:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.6726 + 0.3450i \\ 0.6726 - 0.3450i & 1 \end{pmatrix} \{0.2441, 1.7559\},$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.7275 - 0.4042i \\ -0.7275 + 0.4042i & 1 \end{pmatrix}, \{0.1678, 1.8322\},$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ -0.7275 - 0.4042i & 0.5544 & 0 & 0 \\ 0.6726 + 0.3450i & 0 & 0.6547 & 0 \\ -0.3499 - 0.5229i & 0.3729 + 0.1913i & -0.4763 - 0.2646i & 0.3629 \end{pmatrix}.$$

E' importante osservare come le matrici di correlazione abbiano elementi unitari sulle diagonali. Questo deriva dal fatto che nel calcolo della correlazione non è introdotta la potenza del tappo, dato che come descritto precedentemente il *PAS* viene normalizzato di modo che sia a potenza unitaria. In particolare nel modello di canale di IEEE 802.11n, la potenza del tappo i -esimo è pari alla somma delle potenze su tutti i cluster per quel specifico tappo, che equivale alla potenza riportata dai *PDP* di Tab. 2.11. La potenza del tappo viene imposta successivamente mediante il termine \sqrt{P} nella (2.25) (i valori di P sono riportati in Tab. 2.12 per ogni modello considerato), dove P indica la potenza normalizzata del tappo considerato.

2.8 Dal modello SISO al modello a clusters

In questa sezione si descrive una procedura, riportata in [7], utilizzata per ricavare dei modelli di canale MIMO a partire dai modelli SISO riportati in [17] [18]; in particolare si descrive il procedimento per individuare i singoli cluster ed i relativi tappi a partire da modelli di PDP che già si trovano in letteratura. In pratica si fornisce un'interfaccia tra il modello di canale classico e quello a clusters.

In questo paragrafo, per facilitare la comprensione della procedura presentata, si farà riferimento al modello di canale presentato in [17], e riportato in Tab. 2.13 che darà origine al modello D di Tab. 2.6.

La prima parte della procedura prevede, una volta scelto un modello SISO di riferimento, di raggruppare tappi consecutivi del PDP individuando i singoli clusters, secondo le seguenti regole:

1. la separazione temporale dei tappi all'interno del cluster deve essere costante (semplificazione rispetto al modello a cluster presentato in [9]);
2. l'andamento in termini di potenza del cluster, come descritto in [9], si impone abbia un profilo esponenziale decrescente;

Delay [ns]	Mod. A [dB]	Mod. B [dB]	Mod. C [dB]	Mod. D [dB]	Mod. E [dB]	Mod. F [dB]
0	0	0	0	0	-2.6	-3.3
10	-	-5.4	-2.1	-0.9	-3.0	-3.6
20	-	-2.5	-4.3	-1.7	-3.5	-3.9
30	-	-5.9	-6.5	-2.6	-3.9	-4.2
40	-	-9.1	-8.6	-3.5	-	-
50	-	-12.5	-10.8	-4.3	0	0
60	-	-15.6	-4.4	-5.2	-	-
70	-	-18.7	-6.6	-6.1	-	-
80	-	-21.8	-8.7	-6.9	-1.3	-0.9
90	-	-	-10.9	-7.8	-	-
110	-	-	-13.7	-4.7	-2.6	-1.7
140	-	-	-15.8	-7.3	-3.9	-2.6
170	-	-	-18.0	-9.9	-	-
180	-	-	-	-	-3.4	-1.5
200	-	-	-20.2	-12.5	-	-
230	-	-	-	-	-5.6	-3.0
240	-	-	-	-13.7	-	-
280	-	-	-	-	-7.7	-4.4
290	-	-	-	-18.0	-	-
330	-	-	-	-	-9.9	-5.9
340	-	-	-	-22.4	-	-
380	-	-	-	-	-12.1	-
390	-	-	-	-26.7	-	-
400	-	-	-	-	-	-5.3
430	-	-	-	-	-14.3	-
490	-	-	-	-	-15.4	-7.9
560	-	-	-	-	-18.4	-
600	-	-	-	-	-	-9.3
640	-	-	-	-	-20.7	-
730	-	-	-	-	-24.6	-13.2
880	-	-	-	-	-	-16.3
1050	-	-	-	-	-	-21.2

Tabella 2.11: Power delay profile utilizzati per i modelli di canale A-F [17] [18].

Delay [ns]	Mod. A	Mod. B	Mod. C	Mod. D	Mod. E	Mod. F
0	0	0.4283	0.3007	0.1810	0.0954	0.0648
10	-	0.1235	0.1854	0.1471	0.0870	0.0605
20	-	0.2409	0.1117	0.1224	0.0775	0.0565
30	-	0.1101	0.0673	0.0995	0.0707	0.0527
40	-	0.0527	0.0415	0.0809	-	-
50	-	0.0241	0.0250	0.0673	0.1736	0.1386
60	-	0.0118	0.1092	0.0547	-	-
70	-	0.0058	0.0658	0.0444	-	-
80	-	0.0028	0.0406	0.0370	0.1287	0.1127
90	-	-	0.0244	0.0300	-	-
110	-	-	0.0128	0.0613	0.0954	0.0937
140	-	-	0.0079	0.0337	0.0707	0.0762
170	-	-	0.0048	0.0185	-	-
180	-	-	-	-	0.0793	0.0981
200	-	-	0.0029	0.0102	-	-
230	-	-	-	-	0.0478	0.0695
240	-	-	-	0.0077	-	-
280	-	-	-	-	0.0295	0.0503
290	-	-	-	0.0029	-	-
330	-	-	-	-	0.0178	0.0356
340	-	-	-	0.0010	-	-
380	-	-	-	-	0.0107	-
390	-	-	-	0.0004	-	-
400	-	-	-	-	-	0.0409
430	-	-	-	-	0.0064	-
490	-	-	-	-	0.0050	0.0225
560	-	-	-	-	0.0025	-
600	-	-	-	-	-	0.0163
640	-	-	-	-	0.0015	-
730	-	-	-	-	0.0006	0.0066
880	-	-	-	-	-	0.0032
1050	-	-	-	-	-	0.0011

Tabella 2.12: Profili di potenza normalizzati per i modelli di canale A-F.

Tappo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Pot. [dB]	0.0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9	-7.8	-4.7	-7.3	-9.9	-12.5	-13.7	-18.0	-22.4	-26.7
Del. [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	110	140	170	200	240	290	340	390

Tabella 2.13: ETSI model A [17].

3. l'eventuale presenza di una componente LOS, viene trattata come un cluster separato composto da un solo tappo.

Secondo la regola numero 1, con riferimento al PDP di Tab. 2.13, considerando i tappi 1 e 2, si osserva che la spaziatura tra essi è di 10 ns. Il primo cluster quindi sarà composto da tutti i tappi consecutivi con questa spaziatura; in questo senso passando poi al terzo tappo si osserva che la spaziatura tra il tappo 2 ed il tappo 3 è ancora di 10 ns; quindi anche il tappo 3 apparterrà al cluster a cui appartengono i primi due tappi. La procedura procede analogamente, fino ad arrivare al tappo 11, osservando che tra il tappo 10 ed il successivo la spaziatura non è più di 10 ns ma di 20 ns. Quindi il primo cluster sarà composto dalla porzione di PDP originale compreso tra il tappo 1 ed il tappo 10.

La spaziatura, in termini di ritardo τ , da considerare successivamente sarà quella tra il tappo 11 ed il tappo 12, più precisamente un ritardo di 30 ns. In base a quanto detto precedentemente, il secondo cluster sarà composto dai tappi 11, 12, 13 e 14 mentre l'ultimo cluster sarà composto dagli ultimi 4 tappi (spaziatura di 50 ns).

Riassumendo, in base a quanto visto precedentemente, il PDP del modello SISO considerato come esempio, viene suddiviso in tre porzioni che rappresenteranno parte dei cluster che comporranno il modello MIMO (Fig. 2.9).

Di seguito si descrive la procedura da applicare ad ognuna di queste porzioni; si suppone che i valori delle potenze dei tappi che compongono il modello originale sia contenuto in un vettore \mathbf{C} . Nel caso considerato si avrà:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} = & [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8, \dots \\ & \dots - 4.7, -7.3, -9.9, -12.5, -13.7, -18.0, -22.4, -26.7]. \end{aligned} \quad (2.61)$$

Passo 1 - Fitting del cluster k : estratti i valori di potenza del cluster k -esimo dal vettore \mathbf{C} , è necessario effettuare un fitting delle ampiezze dei tappi

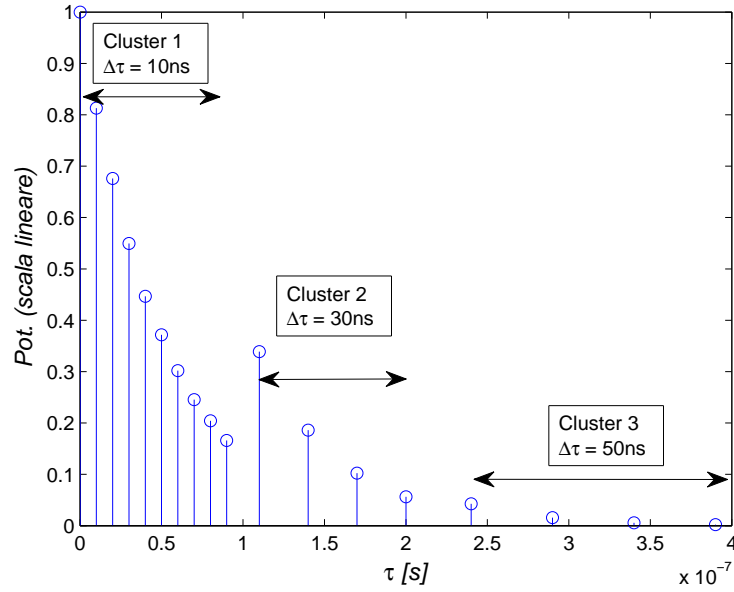


Figura 2.9: Porzioni del PDP originale, che individuano i tre cluster.

per mezzo di una funzione del tipo (Fig. 2.13):

$$\widehat{C}_{i,k} = \widehat{C}_{0,k} + \gamma_k(\tau_{i,k} - \tau_{0,k}), \quad (2.62)$$

dove

$\widehat{C}_{i,k}$: ampiezza dell' i -esimo tappo del cluster k , ottenuto dalla funzione di fitting (in dB);

$\widehat{C}_{0,k}$: parametro che caratterizza la funzione di fitting, viene posto pari all'ampiezza del primo tappo del cluster del modello originale;

γ_k : parametri di fitting (in dB);

$\tau_{i,k}$: ritardo relativo all' i -esimo tappo del cluster k (in ns);

$\tau_{0,k}$: ritardo del primo tappo appartenente al cluster k -esimo (in ns).

In pratica, si cercano i valori dei parametri $\widehat{C}_{0,k}$ e γ_k che producono il minimo scarto quadratico medio tra i valori del PDP originale (porzione del vettore \mathbf{C}) ed i valori $\widehat{C}_{i,k}$ generati per mezzo della funzione (2.62)².

Si consideri ad esempio il primo cluster ($k = 1$) del modello di Tab. 2.13, i valori di potenza estratti dal vettore \mathbf{C} saranno (\mathbf{C}_1 indica la porzione di \mathbf{C} relativa al cluster 1):

$$\mathbf{C}_1 = [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8]. \quad (2.63)$$

In questo caso $\tau_{0,k}$ assumerà il valore 0 ns (ritardo relativo al tappo 1) mentre $\tau_{i,k}$ assumerà i valori (in ns):

$$0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90. \quad (2.64)$$

I parametri di fitting in questo caso risultano $\gamma_1 = 0.0866$ dB e $\widehat{C}_{0,1} = 0$ dB.

Passo 2 - Estensione del cluster: utilizzando i parametri determinati al passo precedente, si estende l'andamento del cluster oltre l'ultimo tappo relativo al k -esimo cluster del modello originale (ultimo elemento di \mathbf{C}_k); i tappi aggiunti avranno valore ricavato dalla legge (2.62) e spaziatura pari a quella caratteristica

²E' possibile risolvere il problema per via analitica. Si consideri il caso in cui, dati N punti (x_i, y_i) si debba cercare una funzione del tipo $y = mx + q$ che meglio rappresenta l'andamento degli N punti considerati (secondo il minimo errore quadratico); i parametri da ricavare sono m e q (γ_k e $\widehat{C}_{0,k}$ nel caso in questione).

La funzione di errore, calcolata sugli N punti (x_i, y_i) , è data dalla seguente:

$$\mathbb{S} = \sum_{i=1}^N (y_i - mx_i - q)^2.$$

Calcolando le derivate parziali, fatte rispetto a m e q , della precedente e ponendole uguali a 0 si ottengono le seguenti due relazioni:

$$\frac{\partial \mathbb{S}}{\partial m} = -2 \sum_{i=1}^N (y_i - mx_i - q) = 0, \quad \frac{\partial \mathbb{S}}{\partial q} = -2 \sum_{i=1}^N (y_i - mx_i - q) x_i = 0.$$

Sviluppando le precedenti si ricava:

$$m = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N y_i - N \sum_{i=1}^N y_i x_i}{\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)^2 - N \sum_{i=1}^N (x_i)^2}, \quad q = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N (x_i y_i) - \sum_{i=1}^N (x_i)^2 \sum_{i=1}^N y_i}{\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)^2 - N \sum_{i=1}^N (x_i)^2},$$

che consentono di ricavare i parametri della retta di fitting per via analitica. Ritornando al caso in questione, è possibile ricavare i parametri della (2.62) per via analitica a partire dalle ampiezze dei tappi e dei relativi ritardi.

del cluster considerato. L'estensione si ferma nel momento in cui il nuovo tappo ha potenza inferiore al più piccolo tappo del PDP originale totale (Fig. 2.14). Si osserva che il fitting eseguito è necessario per ricavare i tappi da "aggiungere" al tratto di PDP originale relativo al cluster corrente.

Si consideri ad esempio il cluster 1 già visto al passo precedente; aggiungendo tappi alla porzione di cluster riportata in C_1 , si ottiene l'andamento riportato in Fig. 2.10. Come si può vedere, oltre ai tappi compresi tra 0 ns e 90 ns, vengono aggiunti altri 21 tappi, fino ad un ritardo di 300 ns, con un andamento esponenziale come determinato al passo precedente (andamento esponenziale in scala lineare equivale ad un andamento lineare in dB).

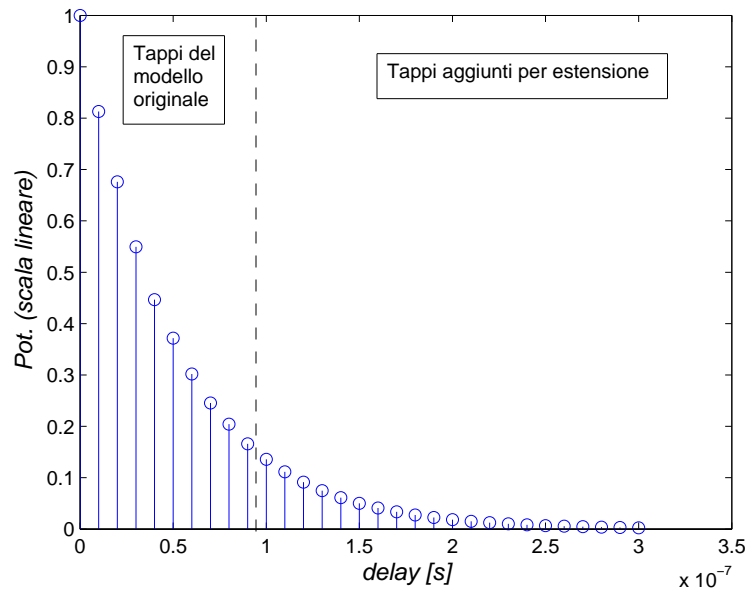


Figura 2.10: Effetto dell'estensione sul cluster considerato (rappresentazione in scala lineare).

Passo 3 - Distribuzione della potenza: la spaziatura tra i tappi che compongono i cluster deve essere la stessa del modello SISO originale; per questo nel caso in cui alcuni tappi non cadano al valore di τ corretto, il profilo del cluster viene modificato (Fig. 2.15).

Ad esempio se il modello originale prevede un tappo a 90 ns ed un tappo a 110 ns, ed allo stesso tempo il cluster presenta un tappo di potenza P_1 a 90 ns, uno di potenza P_2 a 100 ns ed uno a 110 ns di potenza P_3 , il modello a cluster

finale presenterà, per il cluster corrente, un tappo a 90 ns di potenza P_1 ed un tappo a 110 ns di potenza $(P_2 + P_3)/2$.

In questo passo della procedura si generano i vettore $\mathbf{C}^{(k)}$ che contengono i valori definitivi dei tappi che compongono il cluster k -esimo. Considerando il primo cluster individuato al passo 1, il vettore $\mathbf{C}^{(1)}$ conterrà i primi 10 tappi del modello originale (primi 10 elementi di \mathbf{C}_k):

$$\mathbf{C}^{(1)} = [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8]. \quad (2.65)$$

Osservando poi Fig. 2.10, si vede che si ha un tappo a 100 ns di ampiezza (in scala lineare) 0.13593 ed uno a 110 ns con ampiezza 0.11133. Quindi al vettore $\mathbf{C}^{(1)}$ andrà aggiunto un tappo a ritardo 110 ns di ampiezza 0.1236 (-9.0788 dB), dato che il modello originale prevede un tappo ad un ritardo di 110 ns:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^{(1)} = [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, \dots \\ \dots - 5.2, -6.1, -6.9, -7.8, -9.0788]. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Procedendo, si vede ancora da Fig. 2.10, che il cluster esteso prevede un tappo a 120 ns di potenza 0.091193, uno a 130 ns di potenza 0.074695 ed uno a 140 ns di potenza 0.061182. In questo caso, al vettore $\mathbf{C}^{(1)}$ andrà aggiunto un elemento, ad un ritardo di 140 ns (come previsto dal modello originale) di ampiezza 0.0757 (-11.2096 dB).

Questo passo viene ripetuto per tutti i tappi che compongono il cluster esteso; nel caso considerato come esempio, il vettore che descrive l'andamento completo del cluster sarà (in Fig. 2.11 si riporta l'andamento completo del cluster):

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^{(1)} = [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, \dots \\ \dots - 7.8, -9.0788, -11.2096, -13.8034, -16.4023, \dots \\ \dots - 19.3843, -23.2188]. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Passo 4 - Sottrazione della potenza: una volta generato il vettore $\mathbf{C}^{(k)}$ relativo al k -esimo cluster è necessario aggiornare i valori di \mathbf{C} secondo il seguente procedimento da applicare ad ogni elemento del vettore $\mathbf{C}^{(k)}$ (Fig. 2.16):

1. si estrae l'elemento corrente del vettore $\mathbf{C}^{(k)}$;
2. si estrae il corrispondente elemento del vettore \mathbf{C} (con lo stesso ritardo);

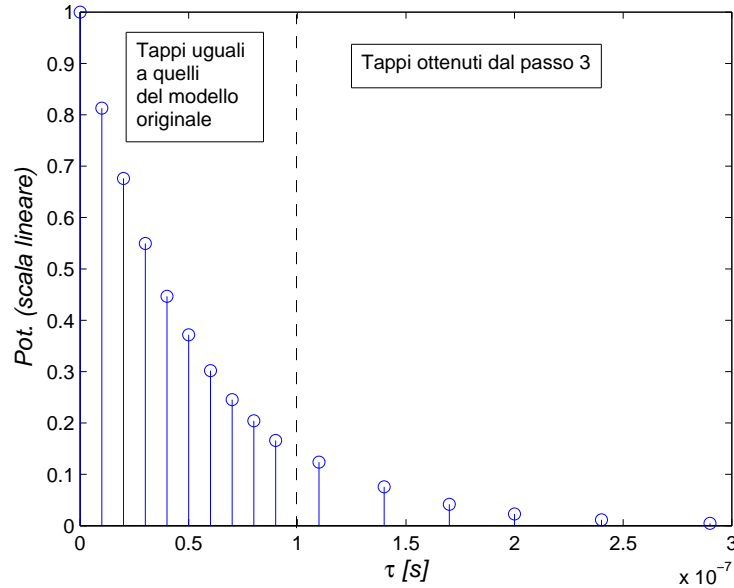


Figura 2.11: Andamento in potenza del cluster descritto dal vettore $\mathbf{C}^{(1)}$.

3. se l'elemento di $\mathbf{C}^{(k)}$ è inferiore all'elemento di \mathbf{C} , allora si aggiorna il valore di \mathbf{C} sottraendo (in scala lineare) il valore estratto da $\mathbf{C}^{(k)}$, altrimenti vai direttamente al passo successivo;
4. se l'elemento estratto da $\mathbf{C}^{(k)}$ non era l'ultimo allora la procedura riparte dal punto 1 passando all'elemento successivo di $\mathbf{C}^{(k)}$, altrimenti la procedura termina.

Tornando al cluster descritto da $\mathbf{C}^{(1)}$, la sottrazione della potenza descritta lascerà intatti i primi 10 elementi dato che appartengono al modello originale. L'undicesimo elemento di $\mathbf{C}^{(1)}$ ha ampiezza -9.0788 dB che risulta inferiore al corrispondente tappo del modello originale ($\tau = 110$ ns) che ha ampiezza -4.7 dB. Per questo motivo, il corrispondente elemento del vettore \mathbf{C} avrà valore -6.6713 dB (differenza in scala lineare).

Effettuando l'operazione di sottrazione di potenza su tutti i tappi del cluster 1, il vettore \mathbf{C} assumerà i seguenti valori:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} = & [0.0, -0.9, -1.7, -2.6, -3.5, -4.3, -5.2, -6.1, -6.9, -7.8, \dots \\ & \dots - 6.6713, -9.5692, -12.1699, -14.7707, -15.0675, \dots \quad (2.68) \\ & \dots - 19.5533, -22.4, -26.7]. \end{aligned}$$

Ogni cluster viene generato secondo quanto descritto precedentemente; nelle Fig. 2.12-2.16 si schematizzano i passi descritti applicati al primo cluster di un generico modello SISO (figure riprese da [7]).

Per determinare completamente le tabelle che descrivono i modelli di canale, è necessario determinare i valori di AoA , AoD e AS . Per quanto riguarda gli AoA e AoD , come descritto in [7], vengono determinati come realizzazioni indipendenti di una variabile aleatoria $\mathcal{U}[0, 2\pi]$; una volta calcolati questi valori vengono fissati.

Per l' AS , sono utilizzati valori in accordo con i risultati che si possono trovare in letteratura, ricavati da campagne di misura.

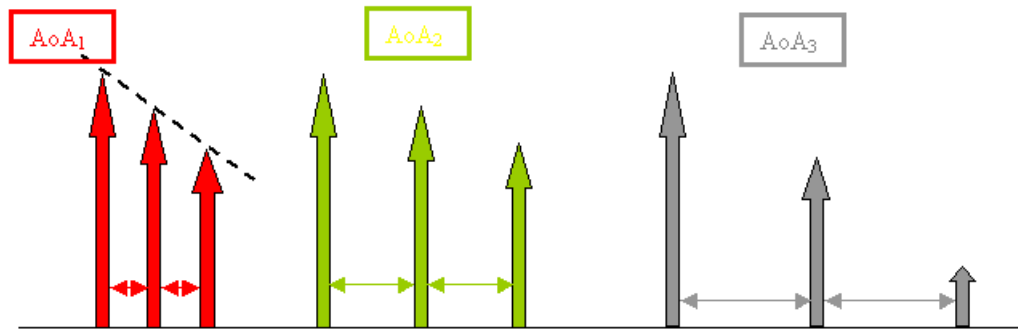


Figura 2.12: Andamento in potenza dei tre cluster.

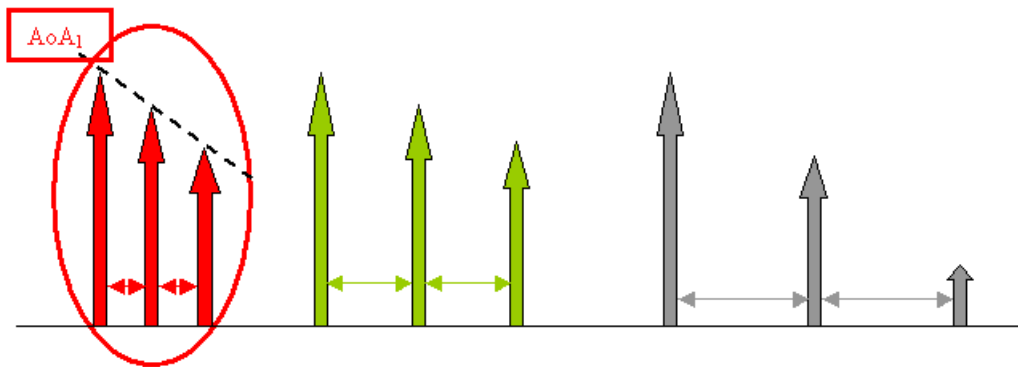


Figura 2.13: Fitting per il cluster 1.

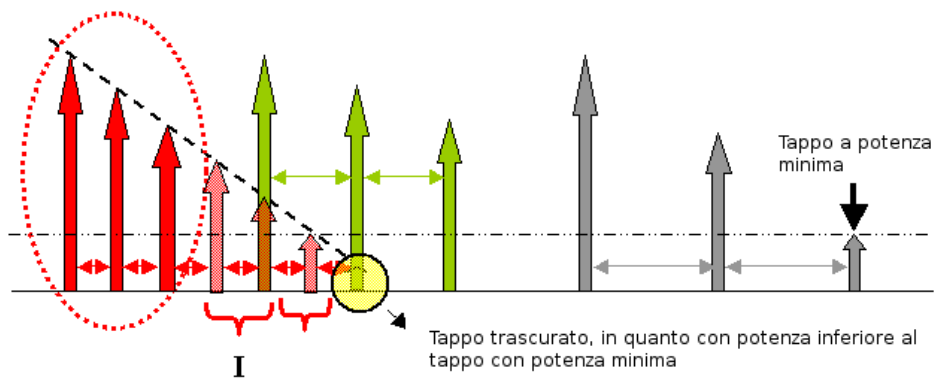


Figura 2.14: Estensione dei tappi.

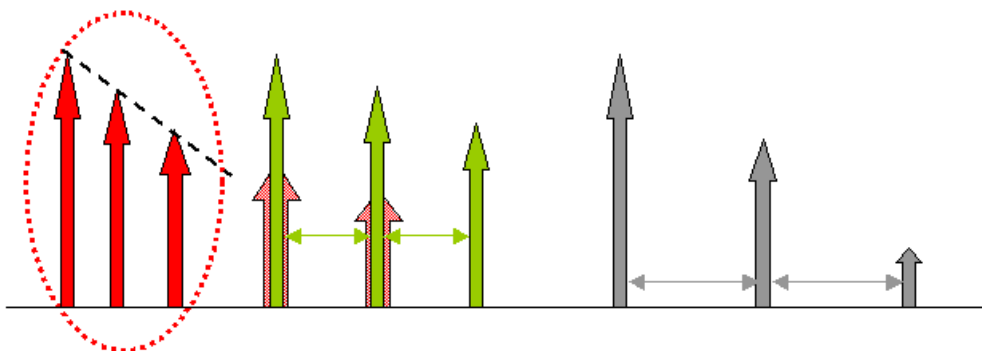


Figura 2.15: Distribuzione della potenza.

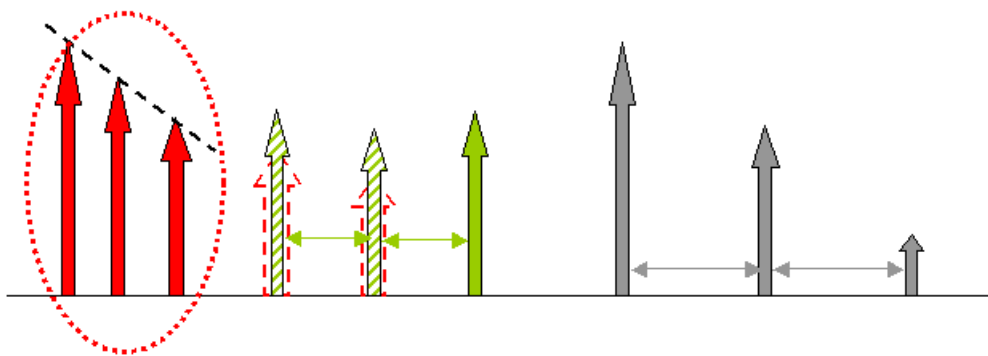


Figura 2.16: Sottrazione della potenza.

STUDIO DELLE PRESTAZIONI LIMITE

In questo capitolo si effettua un'analisi delle prestazioni di sistemi MIMO, in termini di capacità ergodica ed outage capacity, con riferimento particolare ai modelli di canale presentati nel Capitolo 2. In particolare verrà presentata la teoria necessaria al calcolo delle prestazioni limite riportando poi una serie di grafici riassuntivi dei risultati ottenuti.

3.1 Capacità ergodica di sistemi MIMO-OFDM

L'utilizzo di schiere di antenne per la trasmissione in un canale wireless produce un incremento importante delle prestazioni del sistema di trasmissione.

In particolare, il guadagno asintotico in termini di capacità ergodica viene definito *multiplexing gain*.

Oltre all'utilizzo di antenne multiple, lo standard IEEE 802.11n, come descritto al Cap. 1, utilizza la modulazione OFDM. Il motivo principale, che rende conveniente l'utilizzo dell'OFDM in questo contesto, consiste nella possibilità di considerare un canale selettivo in frequenza, come molti sottocanali non selettivi; per questo motivo in questo capitolo si effettua lo studio di sistemi MIMO-OFDM.

A questo proposito, si consideri un sistema di trasmissione multiantenna con l'utilizzo di modulazione OFDM, la relazione tra i simboli trasmessi e quelli ricevuti su una singola portante può essere descritta dalla seguente [19]:

$$\mathbf{y}_k = \mathcal{H}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{w}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.1)$$

dove

$\mathbf{s}_k = \left[s_k^{(0)} \ s_k^{(1)} \ \dots \ s_k^{(N_T-1)} \right]^T$: vettore dei simboli da trasmettere, con $s_k^{(i)}$ simbolo trasmesso dall' i -esima antenna alla k -esima portante;

$\mathbf{y}_k = \left[y_k^{(0)} \ y_k^{(1)} \ \dots \ y_k^{(N_R-1)} \right]^T$: vettore dei simboli ricevuti per la k -esima portante sulle N_R antenne di ricezione;

N : numero di portanti;

\mathcal{H}_k : matrice $N_R \times N_T$ di canale nel dominio della frequenza, definita come

$$\mathcal{H}_k = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j2\pi l(k/N)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.2)$$

con \mathbf{H}_l matrice di canale per il tappo l -esimo ed L numero di tappi che compongono la risposta impulsiva del canale MIMO;

\mathbf{w} : vettore di variabili gaussiane $w_m \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ indipendenti, rappresenta il rumore bianco additivo.

Tornando alla formula in (3.2), si osservi che in quest'ultima si descrive la *DFT* delle matrici di canale, come verrà descritto ampiamente di seguito. Infatti, la frequenza della k -esima portante f_k può essere scritta come segue:

$$f_k = \frac{B}{N} k = \frac{1}{N} \frac{1}{T_c} k \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

dove B indica la banda e T_c il tempo di campionamento del canale. Introducendo la precedente scrittura nel termine esponenziale che compare in una *DFT* si ottiene:

$$e^{j2\pi f_k T_c} = e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (3.4)$$

da cui si può intuire il senso della (3.2).

È importante la comprensione del significato delle matrici considerate e di come le *DFT* debbano essere effettivamente eseguite; come prima cosa è necessario evidenziare che un canale MIMO è caratterizzato, come nel caso dei classici canali SISO, da un PDP. In generale, nel dominio del tempo t , un canale MIMO

sarà caratterizzato da L matrici di canale \mathbf{H}_l (una per ogni tappo del PDP):

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \cdots & \alpha_{1N_T}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \cdots & \alpha_{2N_T}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N_R1}^{(l)} & \alpha_{N_R2}^{(l)} & \cdots & \alpha_{N_RN_T}^{(l)} \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad (3.5)$$

dove, come già descritto in Sez. 2.3, $\alpha_{mn}^{(l)}$ indica il coefficiente di canale complesso tra l'antenna n in trasmissione e l'antenna m in ricezione.

Quindi dalle L matrici di canale, la relazione (3.2), indica come calcolare N matrici $\{\mathcal{H}_k\}$ di canale in questo caso nel dominio della frequenza, una per ogni portante:

$$\mathcal{H}_k = \begin{bmatrix} A_{11}^{(k)} & A_{12}^{(k)} & \cdots & A_{1N_T}^{(k)} \\ A_{21}^{(k)} & A_{22}^{(k)} & \cdots & A_{2N_T}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{N_R1}^{(k)} & A_{N_R2}^{(k)} & \cdots & A_{N_RN_T}^{(k)} \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}. \quad (3.6)$$

Operativamente, per il calcolo delle matrici di canale nel dominio della frequenza, è necessario costruire un vettore contenente tutti gli L elementi di uno stesso sottocanale (tutti gli elementi delle L matrici che occupano la stessa posizione):

$$\mathbf{h}_{mn} = [\alpha_{mn}^{(0)}, \alpha_{mn}^{(1)}, \dots, \alpha_{mn}^{(L-2)}, \alpha_{mn}^{(L-1)}]. \quad (3.7)$$

Questi vettori rappresentano la risposta impulsiva del sottocanale compreso tra l'antenna n in trasmissione e l'antenna m in ricezione; in questo senso è possibile utilizzare la seguente scrittura (come già visto nello studio del modello di canale MIMO):

$$h_{mn}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{mn}^{(l)} \delta(\tau - \tau_l). \quad (3.8)$$

Calcolando la DFT del vettore \mathbf{h}_{mn} , su N punti, si ottiene:

$$\mathbf{h}_{mn} = [A_{mn}^{(0)}, A_{mn}^{(1)}, \dots, A_{mn}^{(N-2)}, A_{mn}^{(N-1)}]. \quad (3.9)$$

Una volta calcolati tutti i vettori \mathbf{h}_{mn} , secondo il procedimento descritto, sarà possibile costruire le matrici \mathcal{H}_k per ogni portante, selezionando da ognuno dei

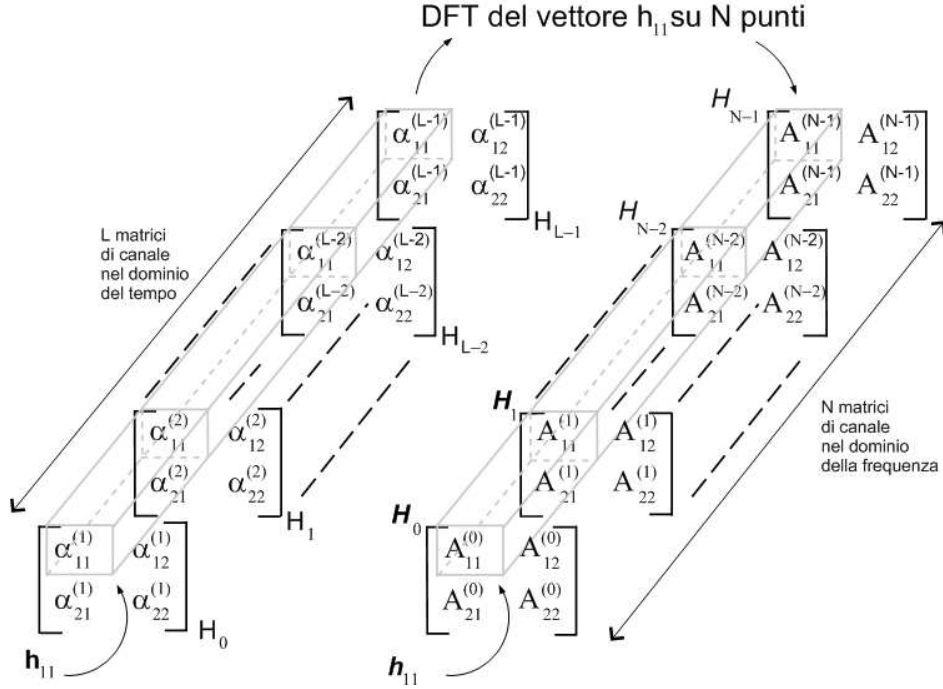


Figura 3.1: Schema logico per il calcolo delle matrici \mathcal{H}_k , nel caso di canale MIMO 2×2 ad L tappi.

vettori \mathbf{h}_{mn} l'elemento che corrisponde alla portante considerata. In Fig. 3.1 si rappresenta la logica per il calcolo delle matrici di canale nel dominio f .

Una volta definite le matrici \mathcal{H}_k , è possibile costruire la seguente matrice diagonale a blocchi:

$$\mathbf{G} = \text{diag} \{ \mathcal{H}_k \}_{k=0}^{N-1}, \quad (3.10)$$

che, ad esempio, nel caso di canale 2×2 , assumerà una forma del tipo:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(0)} & A_{12}^{(0)} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ A_{21}^{(0)} & A_{22}^{(0)} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{11}^{(1)} & A_{12}^{(1)} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{21}^{(1)} & A_{22}^{(1)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & A_{11}^{(N-1)} & A_{12}^{(N-1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & A_{21}^{(N-1)} & A_{22}^{(N-1)} \end{bmatrix}_{N_R N \times N_T N} \quad (3.11)$$

Una volta definite tutte le matrici necessarie, l'informazione mutua può essere calcolata per mezzo della seguente [19]:

$$I = \frac{1}{N} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R N} + \frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{G} \mathbf{\Sigma} \mathbf{G}^H \right) \right], \quad [bps/Hz] \quad (3.12)$$

dove $\mathbf{I}_{N_R N}$ indica la matrice identità $N_R N \times N_R N$ e

$$\mathbf{\Sigma} = \text{diag} \{ \mathbf{\Sigma}_k \}_{k=0}^{N-1}, \quad (3.13)$$

con $\mathbf{\Sigma}_k$ matrice di correlazione del vettore dei simboli trasmessi \mathbf{c}_k . Nell'ipotesi che i simboli trasmessi siano statisticamente indipendenti e che la potenza sia equamente distribuita sulle antenne e sulle N sottoportanti, si può scrivere:

$$\mathbf{\Sigma}_k = \frac{P_{tx}}{N_T N} \mathbf{I}_{N_T}, \quad (3.14)$$

dove P_{tx} è la potenza totale trasmessa. Segue che:

$$I = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \gamma \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right] \quad (3.15)$$

con

$$\gamma = \frac{SNR}{N_T} \quad (3.16)$$

dove con σ_w^2 si indica la potenza del rumore additivo e

$$SNR = \frac{P_{tx}}{N_T \sigma_w^2}, \quad (3.17)$$

In conclusione la capacità ergodica viene calcolata come l'aspettazione dell'informazione mutua, rispetto alle realizzazioni del modello di canale considerato:

$$C = \mathbb{E} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_k \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbb{E} [I_k]. \quad (3.18)$$

3.1.1 Capacità ergodica per canali Flat Rayleigh Fading

Nel caso di *flat fading*, il canale viene descritto per mezzo della sola matrice \mathbf{H}_0 , che può essere calcolata grazie alle seguenti relazioni [7], valide nell'ipotesi di condizioni NLOS:

$$\mathbf{H}_0 = \mathbf{H}_V, \quad (3.19)$$

$$\text{vect}(\mathbf{H}_V) = \mathbf{C} \text{vect}(\mathbf{H}_{iid}), \quad (3.20)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx}]^{1/2} \quad (3.21)$$

dove

\mathbf{H}_{iid} : matrice $N_R \times N_T$ composta da variabili aleatorie gaussiane complesse $\omega_{m,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ indipendenti;

\mathbf{R}_{Tx} : matrice di correlazione lato trasmissione;

\mathbf{R}_{Rx} : matrice di correlazione lato ricezione.

Per questa tipologia di canale, il calcolo della capacità si riduce alla seguente aspettazione:

$$C = \mathbb{E} [\log_2 [\det (\mathbf{I}_{N_R} + \gamma \mathbf{H}\mathbf{H}^H)]] . \quad (3.22)$$

Infatti, si ricordi per prima cosa che la trasformata di Fourier discreta di una funzione non nulla solo all'origine, del tipo:

$$\mu(nT) = \begin{cases} A & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

produce una funzione costante su tutto il dominio (Fig. 3.2). Di conseguenza si ha che nel caso di canale flat fading le matrici \mathfrak{H}_k risulteranno uguali per ogni valore di k .

In particolare varrà l'uguaglianza:

$$\mathfrak{H}_k = \mathbf{H}_0 \quad \forall k, \quad (3.24)$$

dove \mathbf{H}_0 indica la matrice di canale per l'unico tappo che compone il *PDP* di un canale non selettivo in frequenza.

Per questo motivo, la relazione generale per il calcolo dell'informazione mutua (3.15) è sostituita alla seguente:

$$I = \log_2 [\det (\mathbf{I}_{N_R} + \gamma \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H)] , \quad (3.25)$$

il cui calcolo dell'aspettazione per il calcolo della capacità ergodica porta alla relazione in (3.22).

Come visto in precedenza, la caratterizzazione del canale richiede la conoscenza delle matrici di correlazione. Un caso particolare prevede che le matrici di correlazione siano delle matrici identità (definito caso iid), che può essere associato alla situazione in cui le antenne che compongono una singola schiera siano abbastanza distanti tra loro da non interferire una sull'altra; questa è la condizione in cui si raggiunge il massimo valore di capacità.

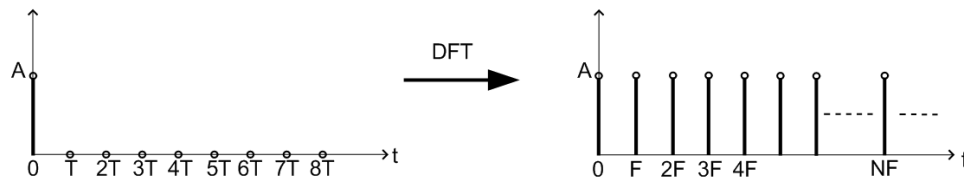


Figura 3.2: Proprietà della DFT utilizzata per ricavare la relazione (3.22).

In Fig. 3.3 si riporta l'andamento della capacità ergodica al variare dell'SNR per tre tipologie di canale MIMO; nello stesso grafico si riporta la capacità del canale iid SISO. Si osservi come in questo caso, l'utilizzo di schiere di antenne sia in trasmissione che in ricezione porti ad avere asintoticamente una capacità \bar{n} volte superiore ($\bar{n} = N_T = N_R$) del caso SISO.

L'importanza dello studio di questo caso, cioè della situazione in cui le matrici di correlazione coincidono con la matrice identità, risiede anche nella possibilità di effettuare un confronto con quanto riportato in bibliografia a riguardo.

Infatti, la certezza che il codice scritto per il calcolo della capacità risulti corretto, viene data dal fatto che i risultati ottenuti coincidono con quelli presenti in letteratura, come per esempio le curve di Fig. 3 in [20].

Dal momento in cui le matrici \mathbf{R}_{T_x} e \mathbf{R}_{R_x} differiscono dalle matrici identità, si parla di canale *flat fading correlato*, situazione associabile per esempio al caso in cui le antenne si trovano ad una distanza tale che i segnali ricevuti presentano un certo grado di correlazione.

Evidentemente questa situazione porta ad un calo della capacità di canale, come si può vedere da Fig. 3.4, dove si confronta l'andamento della capacità ergodica nel caso MIMO 4×4 non correlato e correlato. Per quest'ultimo si è utilizzato il modello di canale A di [7], ampiamente descritto al Capitolo 2.

Andamento asintotico della capacità ergodica

Nel caso flat fading, considerando alti valori di SNR , è possibile ricavare un andamento asintotico \mathcal{J} dell'informazione mutua; a questo proposito la (3.25), trascurando il termine \mathbf{I}_{N_R} , può essere riscritta come segue:

$$\mathcal{J} = \log_2 [\det (\gamma \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H)]. \quad (3.26)$$

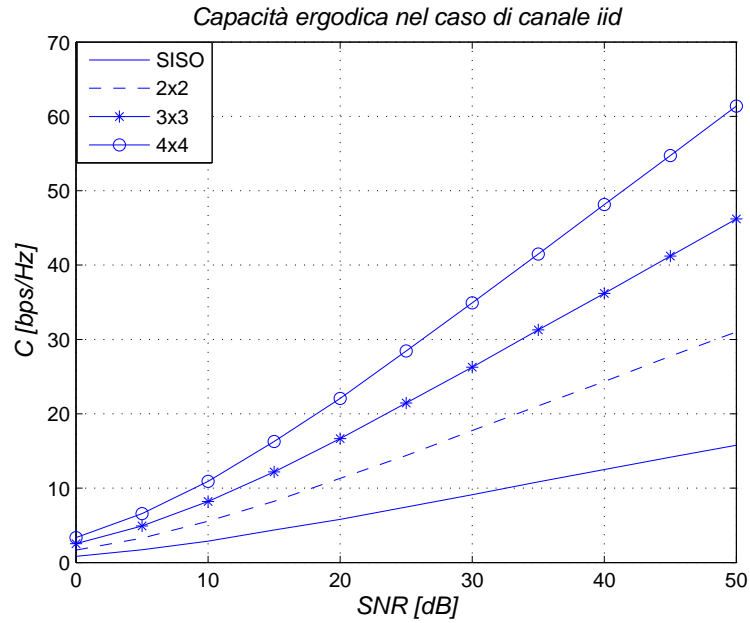


Figura 3.3: Andamento della capacità ergodica nel caso di canali SISO, MIMO 2×2 , MIMO 3×3 e MIMO 4×4 non correlati.

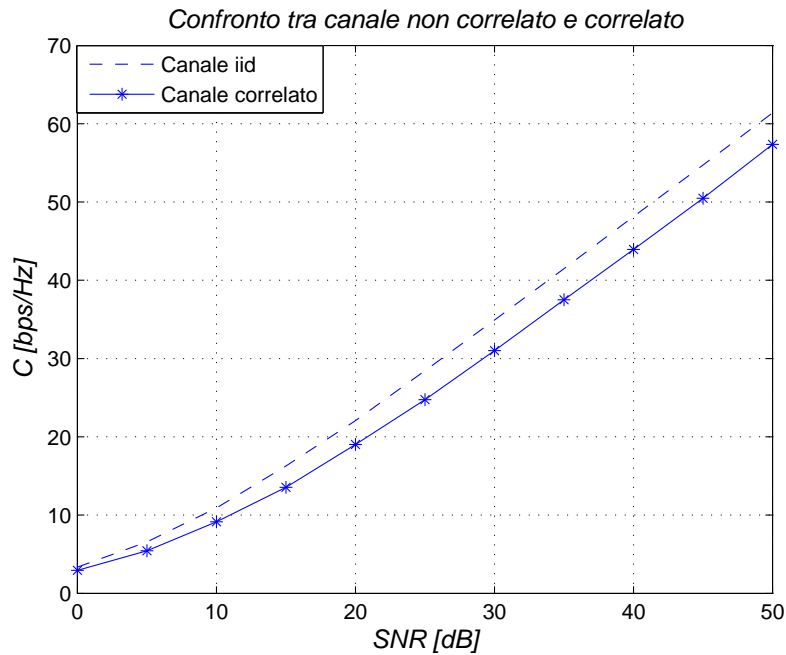


Figura 3.4: Andamento della capacità ergodica nel caso di canali MIMO 4×4 non correlato e MIMO 4×4 correlato (mod. A di [7]).

Noto che il determinante di una matrice è pari al prodotto tra gli autovalori (assunti tutti non nulli) della matrice stessa, si può scrivere:

$$\mathcal{J} = \log_2 \left[\prod_{i=1}^{\bar{n}} \gamma \lambda_i (\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H) \right], \quad (3.27)$$

dove

\bar{n} : rango della matrice $\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H$, pari al minimo tra il numero di antenne in trasmissione N_t ed il numero di antenne in ricezione N_r ;

$\lambda_i (\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H)$: i -esimo autovalore della matrice $\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H$.

Infine, dalle proprietà del logaritmo, si ricava la seguente:

$$\mathcal{J} = \bar{n} \log_2 \gamma + \sum_{n=1}^{\bar{n}} \log_2 \lambda_i (\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H), \quad (3.28)$$

la cui aspettazione fornisce l'andamento asintotico \mathcal{C} della capacità ergodica:

$$\mathcal{C} = \bar{n} \log_2 \gamma + \sum_{n=1}^{\bar{n}} \mathbb{E} [\log_2 \lambda_i (\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H)]. \quad (3.29)$$

Si osservi che la (3.29) può essere vista come l'equazione di una retta in γ , dove il rango della matrice rappresenta il coefficiente angolare dell'asintoto; questo fatto indica che la conoscenza della matrice di canale, attraverso la statistica degli autovalori, fornisce un'idea sull'andamento asintotico della capacità ergodica.

3.1.2 Capacità ergodica per canali Multipath

Nel caso il canale in questione risulti selettivo in frequenza, la caratterizzazione di quest'ultimo richiede il calcolo di L matrici di canale \mathbf{H}_l , inoltre il calcolo della capacità ergodica richiede l'applicazione delle relazioni (3.15) e (3.18).

Nel proseguo del documento si farà riferimento ad una serie di modelli di canale multipath (oltre al modello A considerato al paragrafo precedente), utilizzati per caratterizzare i sistemi MIMO, descritti in [7]:

- **Modello B:** modello *multipath* correlato con $\tau_{rms} = 15 ns$ ed $L = 9$;
- **Modello C:** modello *multipath* correlato con $\tau_{rms} = 30 ns$ ed $L = 14$;

- **Modello D:** modello *multipath* correlato con $\tau_{rms} = 50 ns$ ed $L = 18$;
- **Modello E:** modello *multipath* correlato con $\tau_{rms} = 100 ns$ ed $L = 18$;
- **Modello F:** modello *multipath* correlato con $\tau_{rms} = 150 ns$ ed $L = 18$.

In Fig. 3.5 si confronta la capacità ergodica dei 6 modelli elencati precedentemente, nel caso MIMO 4×4 .

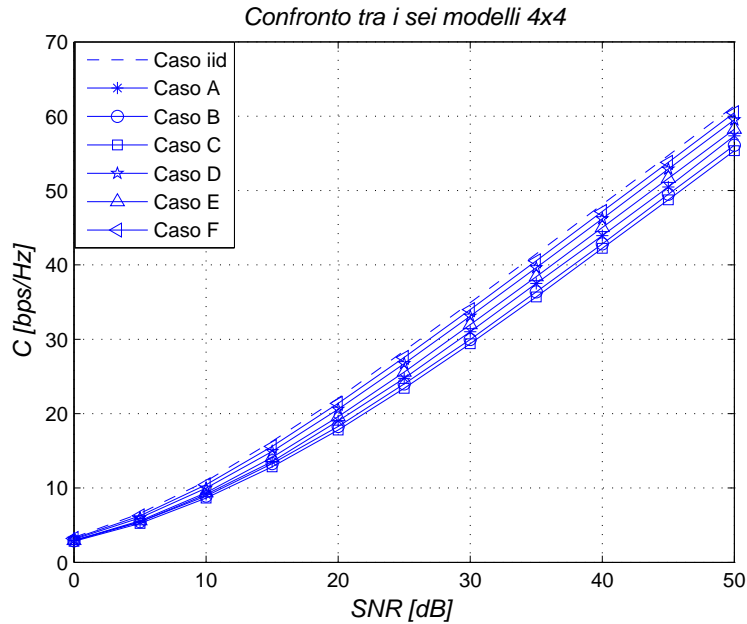


Figura 3.5: Andamento della capacità ergodica nel caso MIMO 4×4 al variare del modello di canale considerato ($D_t = D_r = 0.5$).

Capacità ergodica per canali Multipath a trasmettitore incorrelato

Ricordando quanto detto al Cap. 2, nell'ipotesi che non esista correlazione tra le antenne che compongono la schiera di trasmissione, la matrice di canale relativa al tappo l -esimo può essere descritta dalla relazione:

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{R}_{Rx}^{(l)\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{iid} \quad (3.30)$$

dove

$\mathbf{R}_{Rx}^{(l)}$: matrice di correlazione a lato ricezione, relativa al tappo l -esimo;

\mathbf{H}_{iid} : matrice di variabili aleatorie indipendenti $\omega_{m,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$.

Considerando le matrici di correlazione per gli L tappi che compongono la risposta impulsiva del canale, è possibile costruire la seguente:

$$\mathbf{P} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{R}_{Rx}^{(l)}. \quad (3.31)$$

In queste ipotesi, si dimostra che la distribuzione di I_k $k = 0, 1, \dots, N-1$ è indipendente da k e sarà del tipo (*Proposition 1* di [19]):

$$I_k \sim \log [\det (\mathbf{I}_{N_R} + \rho \mathbf{\Lambda} \mathbf{H}_{iid} \mathbf{H}_{iid}^H)], \quad (3.32)$$

dove, indicando con $\lambda_i(\mathbf{P})$ l' i -esimo autovalore della matrice \mathbf{P} , si ha:

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \lambda_i(\mathbf{P}) \}_{i=0}^{N_R-1}. \quad (3.33)$$

Tale indipendenza consente di scrivere la seguente uguaglianza ($R_{Tx} = I$):

$$C = \mathbb{E} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} I_k \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbb{E} [I_k] = \mathbb{E} [I_k], \quad (3.34)$$

che considerando la (3.32) fornisce una seconda relazione per il calcolo della capacità ergodica:

$$C = \mathbb{E} \{ \log [\det (\mathbf{I}_{N_R} + \rho \mathbf{\Lambda} \mathbf{H}_{iid} \mathbf{H}_{iid}^H)] \}, \quad (3.35)$$

aspettazione calcolata rispetto alle realizzazioni della matrice \mathbf{H}_{iid} .

3.1.3 Effetto dei parametri di canale sulla capacità

Fin'ora si è osservato come, il variare del canale in termini di risposta impulsiva, si rifletta sulla variazione della capacità. Nei modelli di canale MIMO, ricoprono una parte molto importante anche altre caratteristiche, come per esempio la composizione delle schiere oppure le caratteristiche dell'ambiente di propagazione. Queste caratteristiche, andando ad influire sul valore delle matrici di correlazione, produrranno degli effetti anche sul valore della capacità. In Fig. 3.6 - 3.7 si riportano l'andamento della capacità ergodica di canale, per due dei modelli sopra citati, al variare della spaziatura delle antenne in trasmissione $D_t = \frac{d_t}{\lambda}$ e ricezione $D_r = \frac{d_r}{\lambda}$, mantenendo costanti tutti gli altri fattori che caratterizzano il canale.

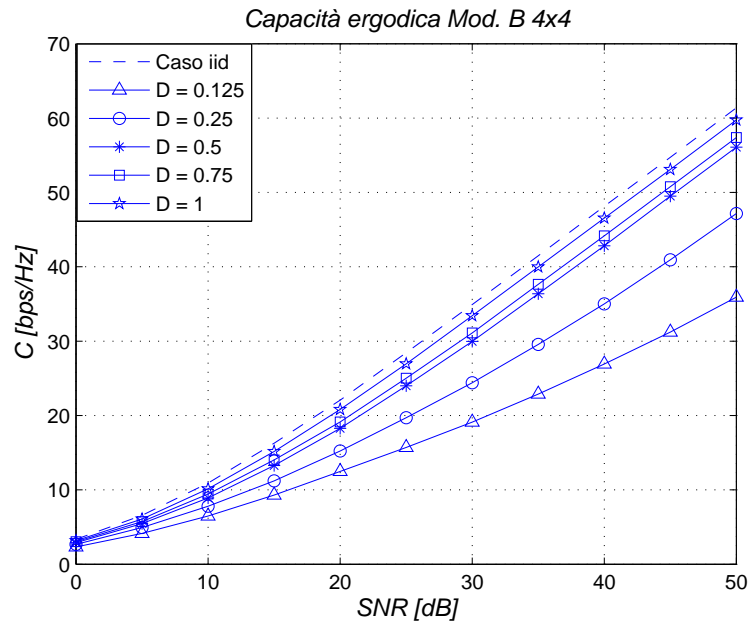


Figura 3.6: Andamento della capacità ergodica nel caso MIMO 4×4 mod. B, al variare della spaziatura tra le antenne in trasmissione D_t e ricezione D_r ($D_t = D_r = D$).

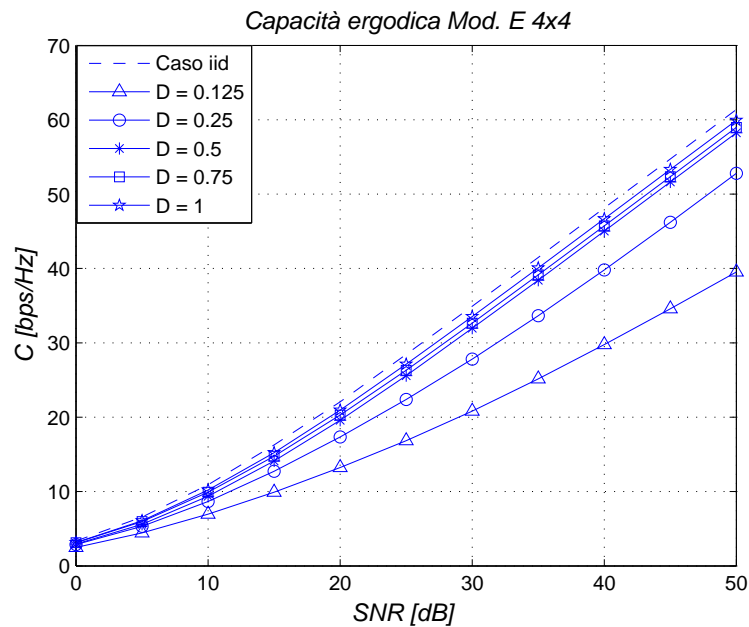


Figura 3.7: Andamento della capacità ergodica nel caso MIMO 4×4 mod. E, al variare della spaziatura tra le antenne in trasmissione D_t e ricezione D_r ($D_t = D_r = D$).

Si osservi come la capacità tenda ad aumentare, ed ad avvicinarsi all'andamento *iid*, all'incrementare della distanza tra le antenne, dato che la correlazione tra i segnali tende a calare.

In Fig. 3.8 si riporta il caso in cui la distanza tra le antenne in trasmissione rimane costante ($D_t = 0.5$) mentre varia la distanza tra le antenne in ricezione; caso assimilabile alla situazione in cui il trasmettitore rappresenta l'access point di una rete wireless, mentre le diverse schiere con differenti spaziature tra le antenne rappresentano i terminali della rete stessa. Anche in questo caso si nota che all'aumentare della distanza la capacità tende ad avvicinarsi al valore *iid*.

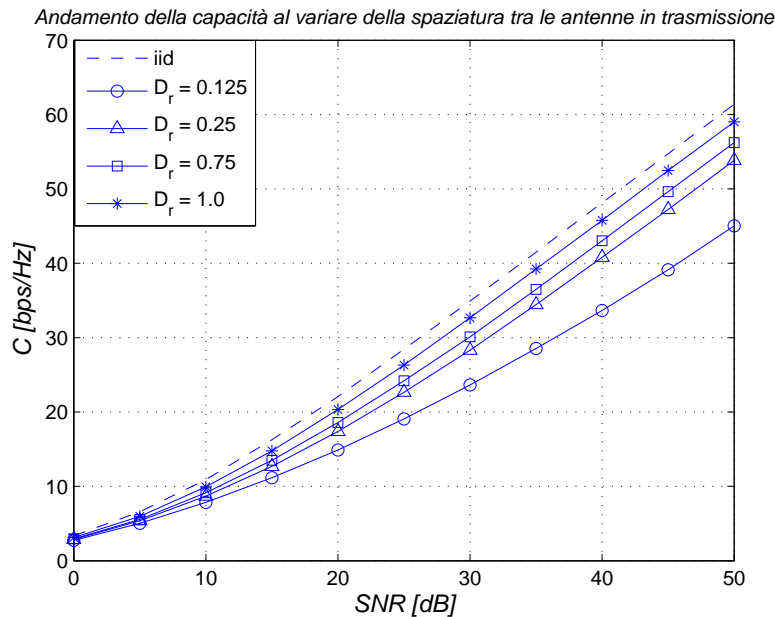


Figura 3.8: Andamento della capacità ergodica nel caso MIMO 4×4 mod. B, al variare della sola spaziatura tra le antenne in ricezione ($D_t = 0.5$).

3.1.4 Analisi dei risultati

Il calcolo della capacità ergodica, fornisce un primo criterio per la scelta della configurazione che il sistema potrà utilizzare per la trasmissione dell'informazione. In particolare, nello standard IEEE 802.11n, sono previste diversi modi di funzionamento identificati da un MCS (*Modulation and Coding Scheme*), come visto in Sez. 1.3.

Come noto dalla definizione di capacità di canale, affinché la trasmissione avvenga senza perdita di informazione il sistema deve trasmettere ad un rate inferiore alla capacità del mezzo trasmissivo. Detto questo, è evidente che la scelta del *MCS* da utilizzare, deve per forza considerare il fatto che, se si vuole una trasmissione esente da errori il rate dovrà mantenersi inferiore alla capacità di canale per il valore di *SNR* nel quale il sistema si trova a trasmettere.

In quest'ottica sono stati costruiti i grafici riportati in Fig. 3.9-3.12, dove sono riportati i vari *MCS* con il corrispondente rate trasmissivo (asterischi), e la capacità ergodica del modello di canale B ([7]) per tre differenti valori di *SNR* (linea tratteggiata).

Si consideri, ad esempio, il caso *MCS* = 5 di Fig. 3.9; il rate richiesto è di circa 2.6 bps/Hz. Si osserva che il modello di canale considerato è in grado di sostenere la configurazione considerata, dato che già per un *SNR* di 10 dB la capacità è di molto superiore. Al contrario, il caso *MCS* = 14 fornisce un rate di 5.8 bps/Hz, superiore ad esempio alla capacità ergodica per *SNR* = 10dB; in questo caso il sistema non sarà in grado di trasmettere garantendo una probabilità d'errore nulla. Per questo il sistema potrà intervenire aumentando la potenza di trasmissione (aumentando l'*SNR*) oppure selezionando una configurazione di sistema che richieda una capacità di canale inferiore.

Oltre alle possibilità descritte precedentemente, nel caso in cui la capacità di canale risulti troppo bassa per il *MCS* considerato, una terza possibilità prevede l'aumento del numero di antenne da utilizzare in trasmissione e ricezione. A questo proposito, in Fig. 3.13, si confrontano i rate per *MCS* = 0, . . . , 32 con la capacità di canale nel caso MIMO 2 × 2, 3 × 3 e 4 × 4 (*SNR* = 10 dB).

3.2 Outage Rate

Le prestazioni di un canale MIMO, ed in generale per un qualsiasi canale radio, possono essere descritte per mezzo dell'*Outage Rate* R_{out} . In particolare viene definito come il rate massimo tale per cui può essere garantita una probabilità di outage P_{out} pari ad una soglia ϵ prefissata:

$$R_{out} = \arg_R [P_{out}(R) = \epsilon], \quad (3.36)$$

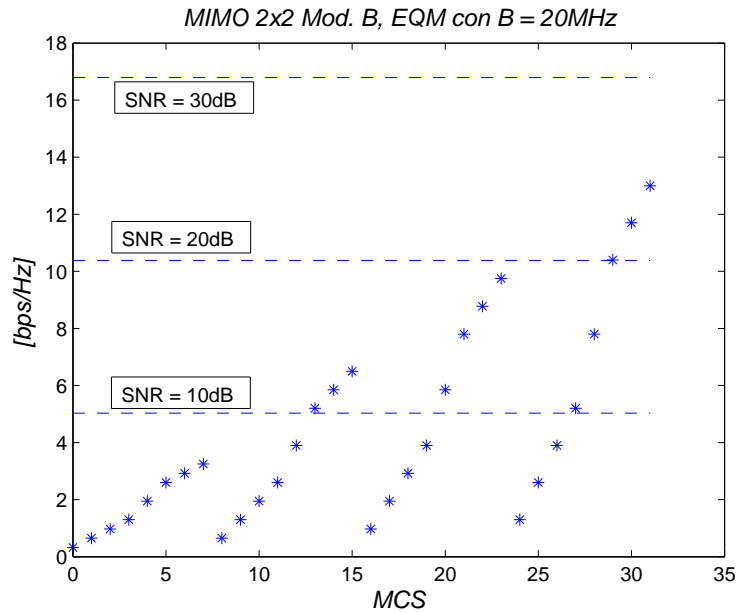


Figura 3.9: Confronto tra capacità di canale e rate trasmissivo per $MCS = 0, \dots, 31$ nel caso *EQM* con banda $B = 20$ MHz.

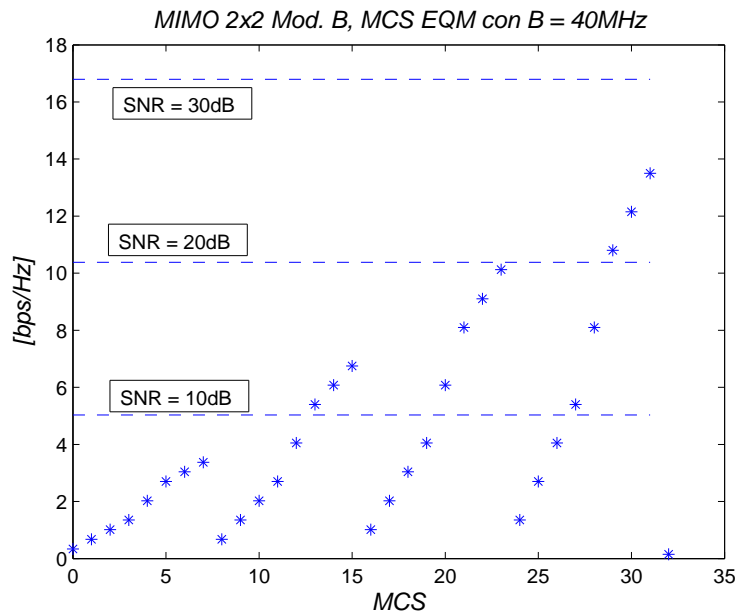


Figura 3.10: Confronto tra capacità di canale e rate trasmissivo per $MCS = 0, \dots, 32$ nel caso *EQM* con banda $B = 40$ MHz.

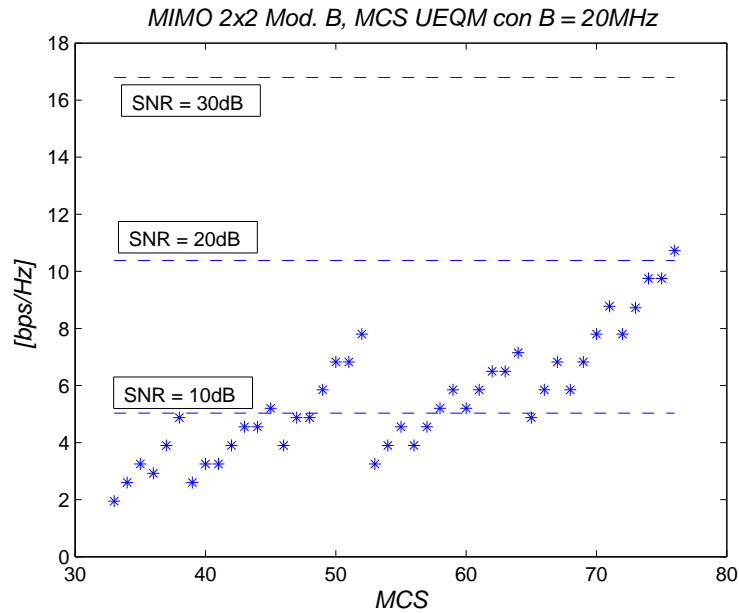


Figura 3.11: Confronto tra capacità di canale e rate trasmissivo per $MCS = 33, \dots, 76$ nel caso $UEQM$ con banda $B = 20$ MHz.

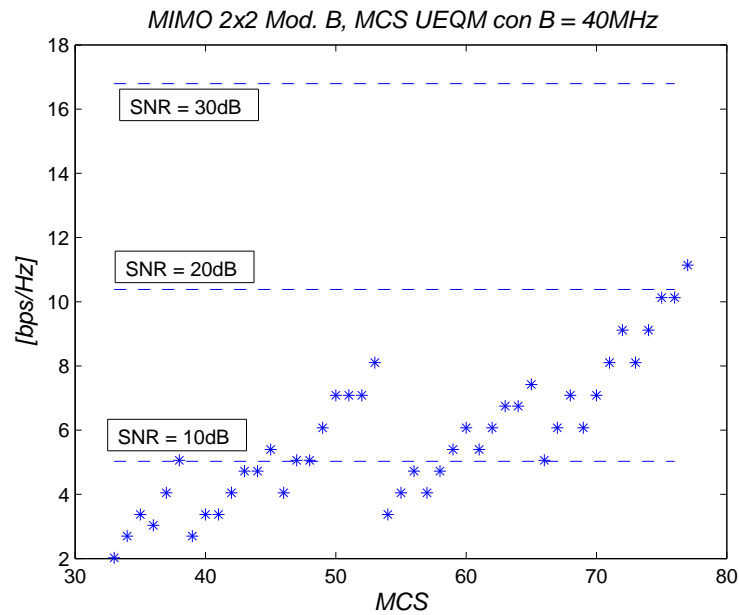


Figura 3.12: Confronto tra capacità e rate trasmissivo per $MCS = 33, \dots, 76$ nel caso $UEQM$ con banda $B = 40$ MHz.

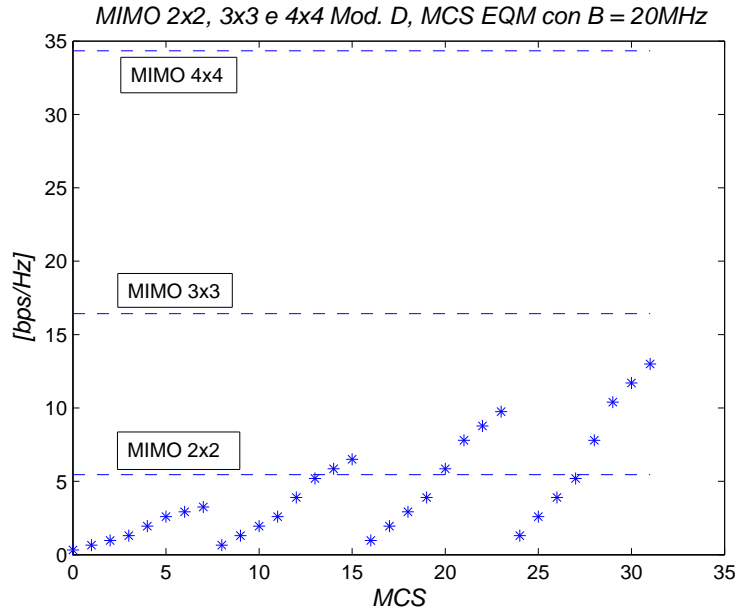


Figura 3.13: Confronto tra capacità e rate trasmissivo per $MCS = 0, \dots, 32$ al variare del numero di antenne di trasmissione e ricezione.

dove

$$P_{out}(R) = \mathbb{P}[I < R]. \quad (3.37)$$

In questo caso si fissa $\epsilon = 0.01$, quindi l'outage rate indica il rate di trasmissione massimo con cui può essere garantita una probabilità di outage $P_{out} < 0.01$.

Il calcolo dell'outage rate viene effettuato partendo dall'analisi statistica dei valori assunti dall'informazione mutua, calcolata su molteplici realizzazioni di canale; infatti si osservi come l'informazione può essere considerata una variabile aleatoria. Ad esempio, come già visto in precedenza, l'aspettazione di questa fornisce la capacità ergodica di canale.

Per ottenere l'andamento dell'outage rate, dai valori di informazione è necessario ricavare la *cdf* (*cumulative distribution function*) per tutti i valori di SNR considerati; in Fig. 3.14 e 3.15, si riportano gli andamenti della *cdf* per diversi modelli di canale e per alcuni valori di SNR .

Per ricavare le curve di Fig. 3.14 e 3.15, è stato necessario effettuare all'incirca 10^3 simulazioni. Ogni simulazione prevedeva di generare una diversa realizzazione di canale, per la quale veniva calcolata l'informazione mutua, con un valore di

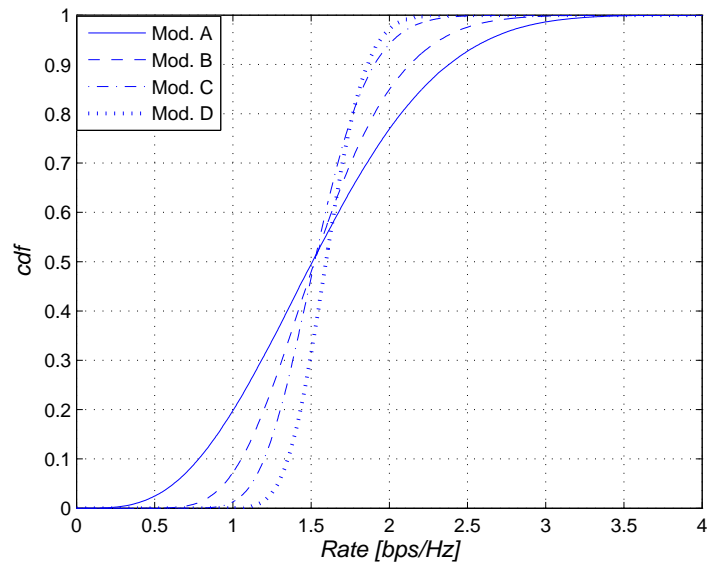


Figura 3.14: Andamento della cdf per diversi modelli di canale MIMO 2×2 , per $SNR = 0$ dB ed una distanza tra le antenne in trasmissione $D_t = 0.5$ ed in ricezione $D_r = 0.5$.

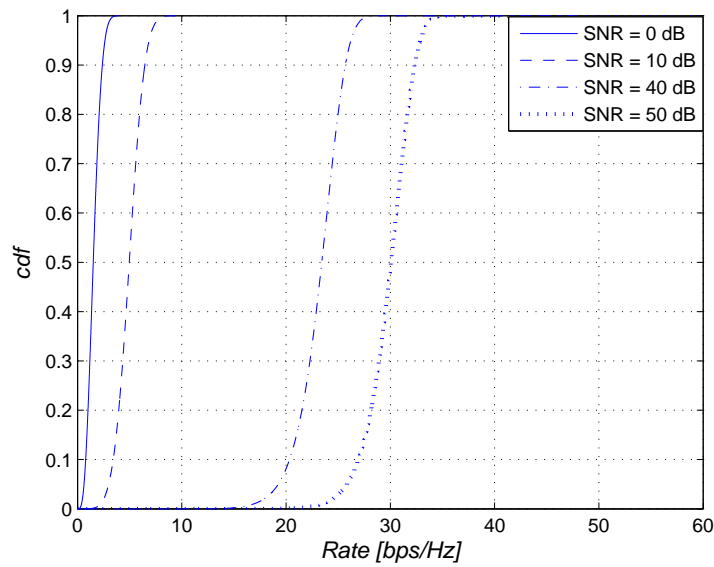


Figura 3.15: Andamento della cdf per diversi SNR (MIMO 2×2 mod. A).

SNR fissato per tutte le simulazioni. Una volta raccolti tutti i valori di informazione, si è effettuato un conteggio del numero di realizzazioni tale per cui valeva:

$$I < r_q \quad (3.38)$$

dove

$$r_q = qr, \quad q = 1, \dots, \frac{R_{max}}{Q} \quad (3.39)$$

In pratica, si è suddiviso l'intervallo $[0, R_{max}]$ (R_{max} indica il valore massimo di informazione calcolato) in Q quanti di ampiezza r , per poi contare quanti realizzazioni producevano un'informazione inferiore ad r_q , per tutti i valori di q . Dal risultato del conteggio, per ogni valore di r_q , si è ricavata il corrispondente valore della cdf dividendo tale valore per il numero totale di realizzazioni. La procedura è stata ripetuta per ogni valore di SNR .

Dagli andamenti della cdf si ricava l'outage rate semplicemente leggendo i rate caratterizzati da una cdf pari a 0.01, per ogni valore di SNR . In Fig. 3.16 e 3.17 si riportano gli andamenti degli outage per diversi modelli di canale MIMO 2×2 e per diverse spaziature tra gli elementi che compongono le schiere. Infine in Fig. 3.18 vengono riportati gli outage rate nel caso MIMO 4×4 .

La lettura di questi grafici, deve essere effettuata in maniera analoga a quella fatta per il calcolo della capacità ergodica, con l'unica differenza che il rate letto per il valore di SNR considerato garantisce una probabilità di outage inferiore alla soglia ϵ , mentre la capacità ergodica garantisce che trasmettendo a quel rate la probabilità d'errore sarà arbitrariamente piccola (trasmettendo parole infinitamente lunghe).

Osservando il grafico di Fig. 3.16, si può notare il vantaggio di considerare un canale multipath rispetto ad un canale flat fading. In particolare, è noto che nel caso di sistemi SISO, un canale multipath non offre prestazioni in termini di capacità superiori rispetto ad un canale non selettivo in frequenza. Questo, come evidenziato in [19], non è vero nel caso di canali MIMO; ciò è evidente in Fig. 3.16 dove si osserva che l'outage rate del modello B (canale multipath) è decisamente superiore a quella del modello A (canale flat fading).

Oltre che la differenza tra canale selettivi e non selettivi, da Fig. 3.16 si osserva anche che canali con un delay spread superiore garantiscono un outage rate

superiore, come si può osservare dalle curve relative ai modelli B , C e D . Questo è vero soltanto in determinate condizioni, legate all'ambiente ed in particolare alle caratteristiche del PAS considerato.

Quindi, in generale, non è possibile affermare che un canale multipath con delay spread elevato garantisce un outage rate superiore a quello di un canale con delay spread inferiore, dato che altri fattori influiscono sulle prestazioni del canale.

Per completezza, in Fig. 3.17, si confrontano andamenti dell'outage rate per diverse spaziature tra le antenne che compongono la schiera di trasmissione (antenne a distanza D_t) e di ricezione (antenne a distanza D_r).

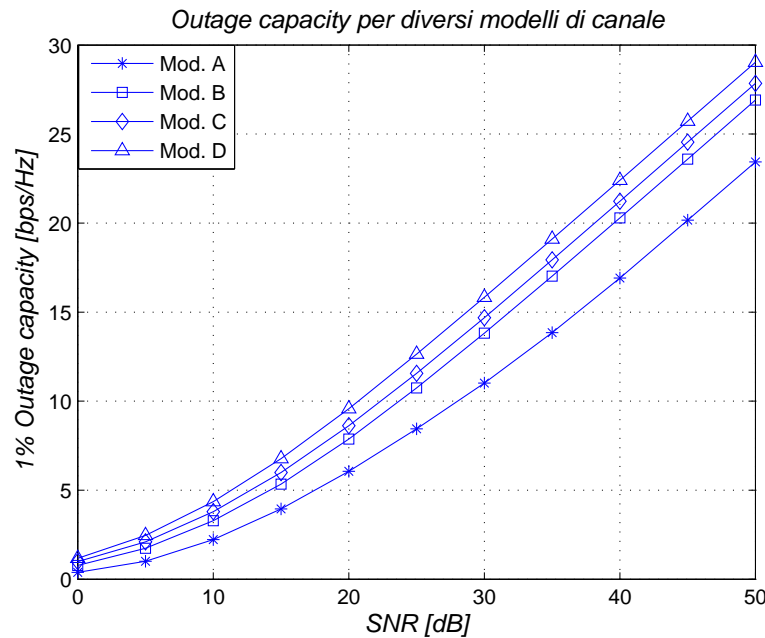


Figura 3.16: Andamento dell'outage rate ($\epsilon = 0.01$) per diversi modelli di canale MIMO 2×2 .

3.2.1 Outage Rate approssimato

Come visto in precedenza, il calcolo dell'outage rate necessita di ricavare la cdf dell'informazione mutua; per ottenere una statistica con un errore accettabile è doveroso effettuare simulazioni su un numero elevato di realizzazioni del canale (da un minimo di 10^5). E' evidente che simulazioni di questo genere richiedono un

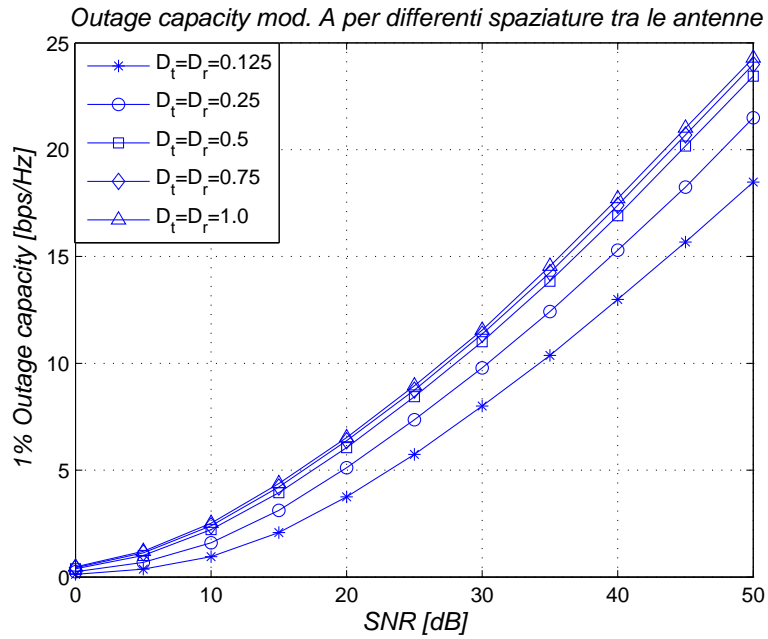


Figura 3.17: Andamento dell'outage rate ($\epsilon = 0.01$) per diverse spaziature tra le antenne (MIMO 2×2 mod. A).

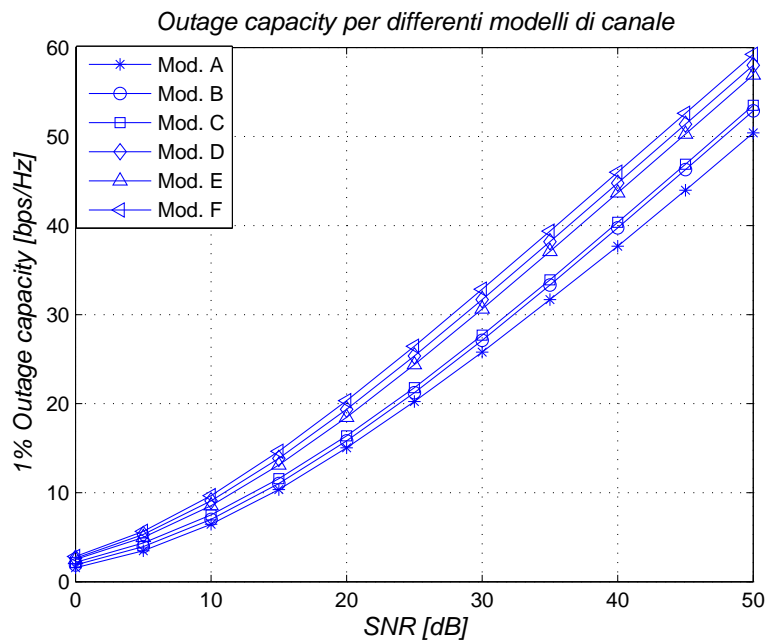


Figura 3.18: Andamento dell'outage rate ($\epsilon = 0.01$) per i sei modelli MIMO 4×4 considerati in [7].

notevole dispendio di tempo. Può risultare utile, per questo motivo, ricorrere a dei valori approssimati dell'outage rate ipotizzando che l'informazione abbia una statistica di tipo gaussiano (*Teorema del Limite Centrale*). Come noto la caratterizzazione di una distribuzione gaussiana, in questo caso l'informazione mutua, richiede la conoscenza di media (*capacità ergodica*) e varianza della variabile stessa.

Infatti, la conoscenza di media e varianza di una variabile aleatoria gaussiana implica la completa conoscenza della distribuzione $f(x; \mu, \sigma^2)$ della variabile stessa:

$$f(x; \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\mu\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.40)$$

da cui è possibile calcolare la *cdf* necessaria a ricavare l'outage rate approssimato:

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^t f(x; \mu, \sigma^2) = \int_{-\infty}^t \frac{1}{\sqrt{2\mu\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.41)$$

In Fig. 3.19 si confrontano i valori approssimati con quelli calcolati derivando la *cdf* direttamente dai valori di informazione mutua (*Mod. A simulato* e *Mod. F simulato* in Fig. 3.19). Si vede che l'approssimazione descritta è in genere molto affidabile, rappresenta dunque un'alternativa per il calcolo dell'outage rate sicuramente meno impegnativa in termini di complessità di calcolo.

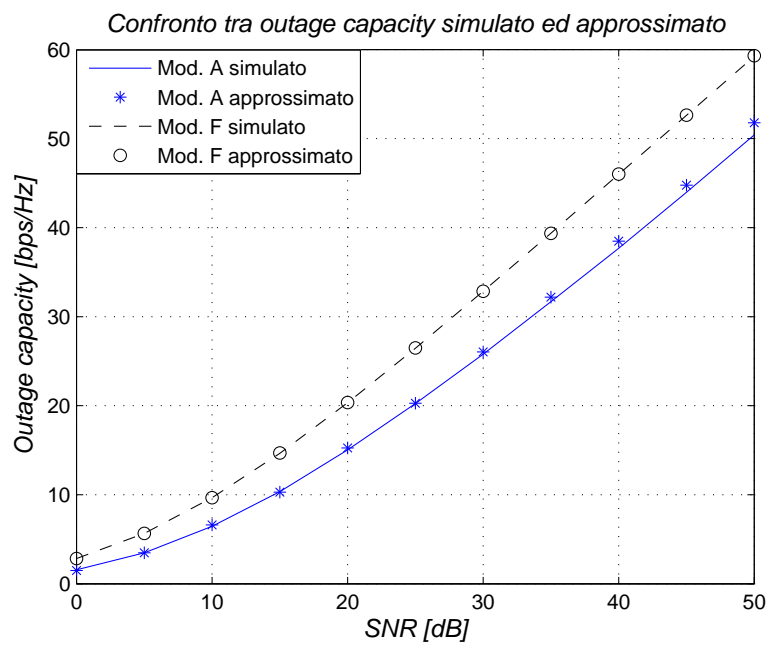


Figura 3.19: Confronto tra i valori di outage rate calcolati con il procedimento descritto alla Sezione 3.2 e i rispettivi valori approssimati.

MIMO DETECTION

In questo capitolo, si effettua l'analisi di una tecnica di MIMO detection, procedura che consente di recuperare il segnale trasmesso da una singola antenna, a partire dai segnali ricevuti dalle antenne in ricezione. In particolare, mediante l'utilizzo di alcune simulazioni, si calcola la probabilità d'errore prodotta da un sistema MIMO, che utilizza uno Zero Forcing detector a lato ricevitore.

4.1 Introduzione

Con *MIMO detection* si intende il procedimento con cui vengono determinati i simboli trasmessi da un sistema MIMO, a partire dal vettore dei segnali ricevuti dalle N_R antenne in ricezione; in particolare risulta necessario separare i vari streams di dati (*interference cancellation*) ed inoltre compensare le distorsioni dovute al canale (*channel equalization*).

In letteratura sono descritti diverse tipologie di detection, che differiscono in termini di complessità dell'algoritmo e di prestazioni; in questa capitolo si considera un metodo definito *Zero Forcing* [21].

Il procedimento verrà descritto inizialmente con riferimento a canali flat fading e sistemi a singola portante, successivamente verrà considerato il caso di sistemi OFDM ed in fine verrà presentata la procedura più generale di detection, per sistemi OFDM su canali selettivi in frequenza.

4.2 Detection in canali flat-fading

Supponendo inizialmente di considerare un canale flat fading, in un sistema MIMO $N_T \times N_R$, il segnale ricevuto può essere descritto dalla seguente relazione:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t) \quad , \quad (4.1)$$

dove analogamente a quanto visto alla Sez. 2.3

$\mathbf{y}(t)$: vettore $N_R \times 1$ dei simboli ricevuti;

$\mathbf{s}(t)$: vettore $N_T \times 1$ dei simboli trasmessi;

\mathbf{H} : matrice di canale $N_R \times N_T$;

$\mathbf{w}(t)$: rumore additivo.

Nell'ipotesi che la matrice \mathbf{H} sia nota al ricevitore, la tipologia di detector considerata (ZF), prevede di ricavare una matrice di detection \mathbf{G} , in grado di eliminare l'interferenza tra i vari sottocanali del sistema MIMO.

Più precisamente, \mathbf{G} sarà scelta in modo che:

$$\mathbf{G}\mathbf{H} = \mathbf{I}, \quad (4.2)$$

dove \mathbf{I} indica la matrice identità. La detection verrà effettuata semplicemente moltiplicando il vettore dei simboli ricevuti per la matrice \mathbf{G} .

Questa matrice esiste in ogni caso in cui la matrice \mathbf{H} sia composta da colonne linearmente indipendenti. In particolare, nel caso $N_T = N_R$, la matrice di canale sarà quadrata ed esisterà una sola soluzione, mentre nel caso in cui $N_R > N_T$, l'equazione 4.1 avrà infinite soluzioni, per questo si sceglierà la matrice \mathbf{G} che minimizza l'errore quadratico medio MSE :

$$MSE = \mathbb{E} [||\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{a}||^2], \quad (4.3)$$

dove \mathbf{a} rappresenta un vettore composto da elementi della costellazione considerata ($BPSK$, $QPSK$, $16QAM$, $64QAM$).

In Fig. 4.1 è riportato l'andamento delle probabilità d'errore sul bit, considerando le quattro costellazioni previste dallo standard, calcolate utilizzando una generica matrice di canale composta da variabili aleatorie gaussiane complesse $\mathcal{CN}(0, 1)$ tra loro non correlate, su di un sistema ad una sola portante.

Si osservi che in queste simulazioni la matrice \mathbf{G} è stata calcolata direttamente come la pseudoinversa di \mathbf{H} . In particolare, si è usato la matrice pseudoinversa di *Moore-Penrose*. In generale, data una matrice \mathbf{A} di dimensioni $m \times n$, la matrice pseudoinversa \mathbf{B} di \mathbf{A} avrà dimensioni $n \times m$, e soddisferà le proprietà:

- $\mathbf{ABA} = \mathbf{A}$;
- $\mathbf{BAB} = \mathbf{B}$;
- \mathbf{AB} è Hermitiana;
- \mathbf{BA} è Hermitiana;

Il procedimento di detection (nel caso flat fading) seguito in fase di simulazione, prevedeva il calcolo della pseudoinversa della matrice di canale. Per ogni vettore di campioni ricevuti $\mathbf{y}(t)$, la stima dei simboli trasmessi $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ avveniva per mezzo della seguente:

$$\tilde{\mathbf{s}}(t) = \mathbf{G}\mathbf{y}(t) \quad (4.4)$$

dove \mathbf{G} , come già visto, indica la pseudoinversa di \mathbf{H} .

4.3 Detection per sistemi OFDM

L'estensione del caso precedente ad un caso più vicino a quello reale, richiede di considerare alcuni fattori che complicano la detection.

Per prima cosa, i sistemi descritti dallo standard IEEE 802.11n utilizzano la tecnologia OFDM, come descritto alla Sez. 1.3.3. In questo caso la detection viene effettuata su ogni singola portante, ed inizialmente considerando ancora un canale flat fading, la matrice \mathbf{G} sarà la stessa per tutte le portanti; per questo la detection andrà eseguita considerando di volta in volta i flussi di simboli ricevuti dalle N_R antenne relativi alla portante considerata.

In particolare, per ogni componente di $\mathbf{y}(t)$ si è effettuata la DFT di N campioni consecutivi (la IDFT in trasmissione è seguita su N punti), estraendo successivamente gli N_{SD} valori corrispondenti alle portanti dati, indicandoli con $\tilde{\mathbf{y}}_{k,i}(t)$, dove il pedice $k = 0, \dots, N_{SD} - 1$ indica la dipendenza dalla portante considerata mentre il pedice $i = 0, \dots, N_{SYM} - 1$ indica il simbolo OFDM corrente. Di

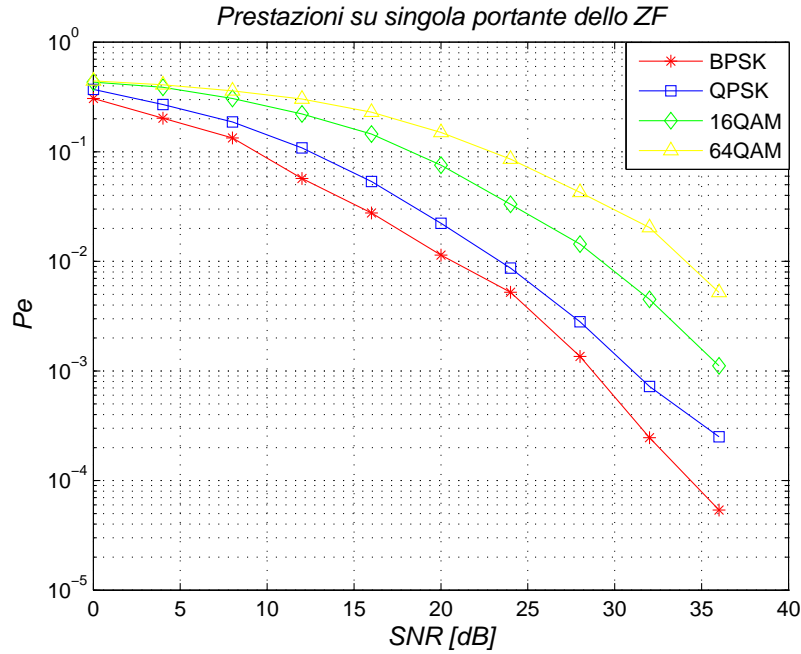


Figura 4.1: Probabilità d’errore per un generico canale MIMO 4×4 a singola portante non correlato.

conseguenza la stima dei campioni $\tilde{\mathbf{s}}_{k,i}(t)$ si effettua con la seguente:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,i}(t) = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{y}}_{k,i}(t), \quad k = 0, \dots, N_{SD} - 1 \quad (4.5)$$

dove \mathbf{G} indica di nuovo la pseudoinversa della matrice di canale. Si evidenzia il fatto che la matrice \mathbf{G} non presenta dipendenza dall’indice k dato che si sta considerando un canale non selettivo in frequenza.

In Fig. 4.2 si riportano gli andamenti della probabilità d’errore calcolata in questo caso sul modello di canale A (Sez. 2.6), composto da un solo tappo ma con presenza di correlazione tra le varie componenti della matrice \mathbf{H} .

4.4 Detection per canali multipath

Un’ulteriore modifica al procedimento di detection, riguarda il caso in cui si consideri un canale selettivo in frequenza, in questo caso non è più possibile l’utilizzo di una sola matrice \mathbf{G} ma è necessario ricavare una matrice di detection \mathbf{G}_k per ogni portante k .

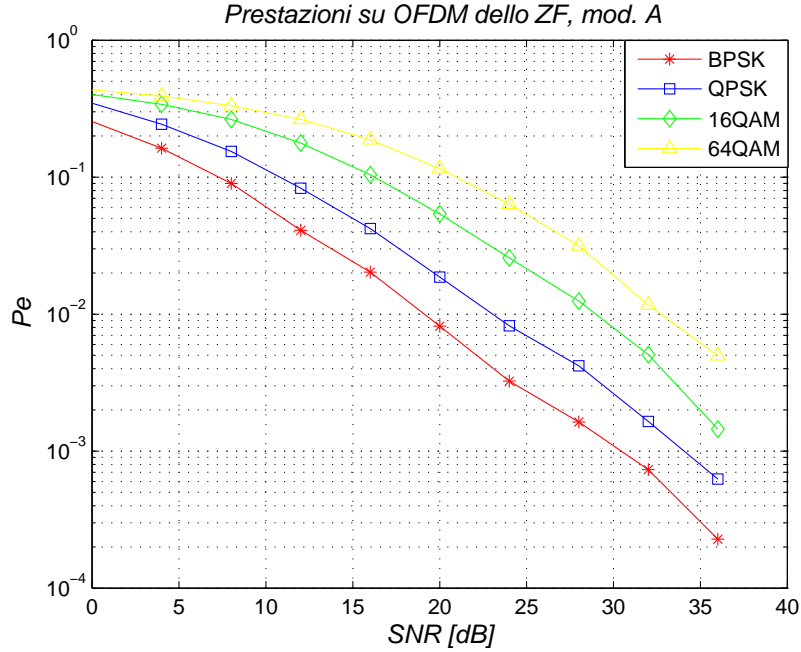


Figura 4.2: Probabilità d'errore per un canale MIMO 4×4 mod. A, con modulazione OFDM.

Come noto da quanto detto precedentemente, un canale MIMO selettivo in frequenza è descritto da L matrici di canale, corrispondenti agli L tappi che compongono la risposta impulsiva del canale.

Indicando con $\alpha_{mn}^{(i)}$, $m = 1, \dots, N_T$, $n = 1, \dots, N_R$ la componente α_{mn} della matrice di canale relativa all' i -esimo tappo, si costruisce il seguente vettore:

$$\mathbf{h}_{mn} = [\alpha_{mn}^{(0)}, \alpha_{mn}^{(1)}, \dots, \alpha_{mn}^{(L-2)}, \alpha_{mn}^{(L-1)}] \quad (4.6)$$

che rappresenta l'andamento in funzione del ritardo τ della componente α_{mn} .

Nell'ipotesi di utilizzare una modulazione OFDM su N portanti (tra portanti dati, pilota, ecc.), dai vettori sopra definiti è possibile ricavare N matrici $\{\mathcal{H}_k\}$ mediante la stessa procedura presentata al paragrafo 3.1, dalle quali verranno ricavate altrettante matrici di detection $\{\mathcal{G}_k\}$ calcolando la pseudoinversa di ognuna delle matrici $\{\mathcal{H}_k\}$.

Una volta ricavate le N matrici $\{\mathcal{G}_k\}$, la stima dei simboli trasmessi $\tilde{\mathbf{s}}_{k,i}(t)$ verrà eseguita per mezzo della seguente relazione:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,i}(t) = \mathcal{G}_k \tilde{\mathbf{y}}_{k,i}(t), \quad k = 0, \dots, N_{SD} - 1, \quad (4.7)$$

dove con $\tilde{\mathbf{y}}_{k,i}(t)$ si indicano i dati portati dalla k -esima portante, ed estratti dal vettore dei campioni ricevuti $\mathbf{y}(t)$ come descritto precedentemente.

In Fig. 4.3 si riportano le probabilità d'errore per un canale MIMO 4×4 modello B (Sez. 2.6).

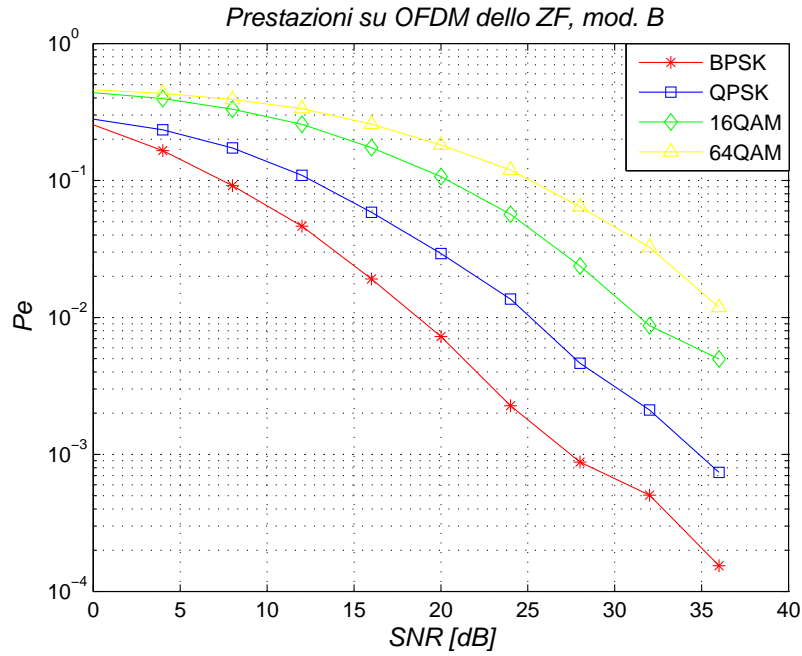


Figura 4.3: Probabilità d'errore per un canale MIMO 4×4 mod. B.

Conclusioni

In questa sezione conclusiva si riassumono brevemente i risultati del lavoro svolto.

Nel primo capitolo, come visto, si effettua una descrizione di quanto previsto dallo standard IEEE 802.11n, focalizzando l'attenzione sulle configurazioni del trasmettitore previste e sulla composizione della catena di trasmissione. Il risultato ottenuto, è un testo che tocca i punti fondamentali, fornendo un compendio dello standard utile alla sua consultazione. Possibile approfondimento di questa parte, potrebbe basarsi su una campagna di simulazioni atta a determinare la probabilità d'errore sul bit prodotta dalle varie configurazioni di trasmettitore, utilizzando modelli di canale differenti.

Dal Capitolo 1, si comprende anche la flessibilità che è in grado di garantire lo standard IEEE 802.11n, dato che come riassunto in Sez. 1.3, la possibilità di scegliere tra un ampio set di MCS, consente di far lavorare il sistema in molteplici situazioni differenti. Per esempio, la variazione nel tempo della capacità del canale di trasmissione, può essere facilmente gestita in tempo reale con il passaggio ad un differente MCS.

Sempre a riguardo delle configurazioni previste dallo standard, lo schema di Fig. 1.8, fornisce una visione d'insieme di quanto descritto dallo standard, e chiarisce anche come il nuovo standard risulti compatibile con le versioni IEEE 802.11a/g.

Il Capitolo 2 considera lo studio ed analisi dei modelli di canale MIMO, con particolare attenzione all'implementazione del modello di riferimento riportato in [12]. Tale studio ha permesso di osservare come l'ipotesi di utilizzare una schiera ULA composta da dipoli ideali, influisca notevolmente sulla modellizzazione dei canali MIMO. Questa ipotesi semplifica notevolmente l'implementazione del modello, consente tra l'altro di calcolare agevolmente i coefficienti di correlazione e garantisce che l'unica variabile da considerare riguarda la distanza normalizza-

ta tra gli elementi della schiera stessa; ad esempio l'angolo relativo tra le varie antenne con questa ipotesi risulta del tutto ininfluenza in quanto il dipolo ideale non è direzionale. D'altro canto l'utilizzo di queste schiere ideali si discosta notevolmente da quanto accade nella pratica, in questo senso il Capitolo 2 descrive alcuni tra gli elementi necessari ad eliminare questa ipotesi che come detto risulta vincolante per prevedere la prestazioni di un canale reale.

In particolare, è possibile gestire la modellizzazione di canali MIMO che non prevedono l'utilizzo di array ULA di dipoli ideali. Questo è un risultato che ha contribuito alla stesura di un articolo, sottomesso alla "2010 European Microwave Week"¹, dove si descrive una nuova tipologia di schiere in grado di fornire prestazioni migliori rispetto a quelle fornite dalle schiere fin'ora descritte in letteratura.

L'analisi effettuata per il Capitolo 2, ha evidenziato anche i limiti del modello considerato; uno su tutti è il fatto di considerare il trasmettitore indipendentemente dal ricevitore, nel calcolo delle matrici di correlazione. L'analisi potrebbe essere estesa a casi più completi in cui la correlazione del canale tiene conto dell'interazione tra trasmettitore e ricevitore.

Il Capitolo 3 riporta la teoria necessaria alla valutazione delle prestazioni di un canale MIMO, inoltre si raccolgono i risultati ottenuti da una campagna di simulazioni effettuata con lo scopo di comprendere come le caratteristiche delle schiere utilizzate e dell'ambiente influiscono sulle prestazioni.

La prima variabile considerata riguarda la distanza normalizzata D tra gli elementi che compongono una schiera. Utilizzare antenne a distanza $D = 1$ porta a prestazioni molto simili al caso *iid* (come si può vedere ad esempio da Fig. 3.6), dove si ipotizza che non esista correlazione tra le antenne; tale distanza rappresenta dunque un limite oltre il quale poter trascurare gli effetti della correlazione. D'altra parte, il funzionamento di un sistema MIMO che utilizza schiere con elementi più vicini, sarà influenzato in modo importante dalla correlazione tra le antenne. I risultati riportati nel Capitolo 3, mettono anche in evidenza gli effetti dell'utilizzo di differenti modelli di canale, sulle prestazioni dello stesso. In particolare, è stato possibile verificare che l'uso di modelli con un maggior

¹A. D. Capobianco, F. M. Pigozzo, S. Boscolo, M. Midrio, F. Sacchetto, A. Assalini, L. Brunetta, N. Zambon, S. Pupolin, "A Novel Compact MIMO Array based on Planar Yagi Antennas for Multipath Fading Channels".

numero di tappi, porta un effetto benefico in termini di outage rate, mentre lo stesso non si può dire per la capacità ergodica dove hanno maggior influenza altri parametri, come l' AS , l' AoD e l' AoA . Per questo, una possibile estensione del lavoro effettuato, potrebbe prevedere una campagna di simulazioni, con lo scopo di determinare quanto e come influisce sulle prestazioni il profilo del PAS, il numero di cluster che lo compongono ed il valore di AS , AoD e AoA .

L'obiettivo personale prefissato all'inizio, nell'affrontare tutto il lavoro connesso alla stesura di questa tesi, era di seguire un percorso formativo, che non rappresentasse soltanto un punto di arrivo dei miei studi universitari, ma che mi consentisse di crescere ed incrementare il mio bagaglio di conoscenze. Si può dire che questo obiettivo è stato ampiamente raggiunto; ho avuto la possibilità di intravedere, come si svolge un lavoro di ricerca, come nascono problemi di ogni sorta in questo tipo di attività e come si cerca di risolverli.

APPENDICE A

SIMBOLI, ACRONIMI E FUNZIONI

In questa appendice vengono riportate il significato di simboli ed acronimi utilizzati, oltre che ad una breve descrizione di alcune funzioni considerate.

AoA: Angle of Arrival.

AoD: Angle of Departure.

AS: Angular Spread.

BCC: Binary Convolutional Code.

CCK: Complementary Code Keying

CSD: Cyclic Shift Delay

DSSS: Direct sequence Spread Spectrum

ERP: Extended Rate PHY

Error Function ($erf(x)$): definita come due volte l'integrale della distribuzione

Gaussiana a media nulla e varianza $\frac{1}{2}$:

$$erf(x) = 2 \int_0^x e^{-t^2} dt$$

$J_k(x)$: funzione di Bessel del primo tipo e di ordine k , calcolata nel punto x .

FEC: Forward Error Correction

GF: Greenfield Format

HT: High Throughput

LDPC: Low Density Parity Check

MCS: Modulation and Coding Schemes

MF: Mixed Format

MIMO: Multiple Input Multiple Output.

N_c : numero di clusters.

N_R : numero di antenne in ricezione.

N_T : numero di antenne in trasmissione.

PAS: Power Angular Spectrum.

PBCC: Packet Binary Convolutional Code

PHY: Physical Layer

PLCP: Physical Layer Convergence Procedure

pdf: probability density function.

SISO: Single Input Single Output.

SS: Spatial Stream

STBC: Space Time Block Coder

Step Function ($\mathbf{1}(t)$): funzione gradino definita dalla seguente

$$\mathbf{1}(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } t > 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

SS: Spatial Stream

ULA: Uniform Linear Array.

vect: funzione che riordina una matrice $M \times N$ in un vettore $MN \times 1$:

$$\text{vect} \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \dots & a_{MN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ \vdots \\ a_{1N} \\ a_{21} \\ a_{22} \\ \vdots \\ a_{2N} \\ \vdots \\ a_{M1} \\ a_{M2} \\ \vdots \\ a_{MN} \end{pmatrix}$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] “IEEE P802.11n/D9.0 - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,” Mar. 2009.
- [2] “IEEE P802.11a - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications - High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band,” 1999.
- [3] “IEEE P802.11g - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band,” 2003.
- [4] “802.11n Primer,” *AIRMAGNET Wireless Network Assurance*, Aug. 2008.
- [5] S. H. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [6] L. Schumacher, K. I. Pedersen, and P. E. Mogensen, “From Antenna Spacings to Theoretical Capacities - Guidelines for Simulating Spatial MIMO Systems,” *The 13th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, Aalborg, Denmark vol. 2, pp. 587-592, Sept. 2002.
- [7] “*TGn Channel Models*,” IEEE 802.11-03/940r4, May 2004.
- [8] K. I. Pedersen, P. Kermaol, and L. Schumacher, “A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.

- [9] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [10] R. M. Buehrer, "The Impact of Angular Energy Distribution on Spatial Correlation," *Mobile and Portable Radio Research Group*, Virginia Tech, 2002.
- [11] C. Liu, E. Skafidas, and R. J. Evans, "Angle of Arrival Extended S-V Model for the 60 GHz Wireless Indoor Channel," *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, National ICT, 2006.
- [12] L. Schumacher et al., "WLAN MIMO Channel Matlab program," download information and distribution terms: http://www.info.fundp.ac.be/~lsc/Research/IEEE_80211_HTSG_CMSC/distribution_terms.html.
- [13] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 3, pp. 347-360, Mar. 2000.
- [14] L. Wang and H. G. Wang, "Regular Polyhedron Antenna Array Design and Simulation for MIMO Systems," *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, pp. 1487-1490, Mar. 2009.
- [15] A. Kuchar, J. P. Rossi, and E. Bonek, "Direction Macro-Cell Channel Characterization from Urban Measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1487-1490, Mar. 2009.
- [16] N. Benvenuto, G. Cherubini, *Algorithms for Communications Systems and their Applications*, Wiley, Mar. 2003.
- [17] J. Medbo, P. Schramm "Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios," ETSI/BRAN document no. 3 ERI085B, Mar. 1998.
- [18] J. Medbo, "Radio Wave Propagation Characteristics at 5 GHz with Modelling Suggestions for HIPERLAN/2," ETSI/BRAN document no. 3 ERI074a, Jan. 1998.

- [19] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the Capacity of OFDM-Based Spatial Multiplexing Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 2, pp. 225-234, Feb. 2002.
- [20] G. Fraidenraich, O. Lévêque, and J. M. Cioffi, "On the MIMO Channel Capacity for the Nakagami-m Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3752-3757, Aug. 2008.
- [21] Erik G. Larsson, "MIMO Detection Methods: How They Work," *IEEE Signal Processing Magazine*, Lecture NOTES, pp. 91-95, May 2009.