



Politecnico di Milano

FACOLTÀ DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria delle Telecomunicazioni

PROGETTO

Implementazione e Analisi delle prestazioni di un sistema MIMO IEEE 802.11n

Candidato:

Roberto Calandrini Nicolò Tommaso Moltrasio

Matricola **739815 739757**

Sommario

L'oggetto di questo progetto è lo studio dello standard IEEE 802.11n, e l'analisi prestazionale di una particolare configurazione dello standard attraverso l'implementazione in ambiente Simulink dell'apparato di trasmissione e ricezione completo.

Si propone un report tecnico che :

- Introduce lo standard IEEE 802.11n
- Descrive dettagliatamente le caratteristiche salienti degli apparati di trasmissione e ricezione
- Fornisce la descrizione di un modello semplificato di canale MIMO utilizzato nel testing dello standard
- Descrive alcune tecniche di Detection adottabili su canali MIMO
- Mostra le performance (a valle delle simulazioni) dell'implementazione del sistema con la configurazione semplificata adottata per questo progetto

Indice

1	Teoria	1
1.1	Lo standard IEEE 802.11n	1
1.2	Trasmettitore	2
1.2.1	Scrambler	2
1.2.2	Stream Parser	3
1.2.3	Encoder BCH	3
1.2.4	Interleaver	4
1.2.5	Costellation Mapper	4
1.2.6	Space Time Block Coding (STBC)	6
1.2.7	La catena di trasmissione	6
1.3	Ricevitore	7
1.3.1	Ricombinatorio	7
1.3.2	Costellation demapper	8
1.3.3	Deinterleaver e Deparser	9
1.3.4	Descrambler	9
2	Modello di canale MIMO	11
2.1	Modello Analitico generale	11
2.1.1	Costruzione della matrice di canale MIMO	12
3	Rivelazione MIMO	15
3.1	Rivelazione in canali Flat Fading - portante singola	16
3.2	Rivelazione in canali Flat Fading - OFDM	16
4	Schemi a blocchi	19
4.1	Schema generale	19
4.1.1	Trasmettitore	19
4.1.2	Ricevitore	21
5	Simulazione e Risultati	23
5.1	Descrizione della simulazione	23
5.2	Analisi delle prestazioni	24
5.2.1	Bit Error Ratio	24
5.2.2	Error Vector Magnitude	25
5.2.3	Throughput del sistema	27
5.3	Calcolo della capacità ergodica MIMO	28

6 Conclusioni	29
A Capacità ergodica di canale MIMO multiportante	31
A.1 Generalità e Calcolo della Capacità	31
B Codice Matlab	33
B.1 BERcalc.m	33
B.2 CanaleSimple.m	35
B.3 chan.m	36
B.4 dmux.m	36
B.5 rxcombiner.m	37
B.6 Stima del canale	37
Bibliografia	39

Capitolo 1

Teoria

1.1 Lo standard IEEE 802.11n

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 2×2 .

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 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 sottocanale, 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 prestazioni elevate in termini di capacità e tasso d'errore, oltre all'utilizzo della tecnologia MIMO lo standard prevede l'utilizzo di codifiche spazio-temporali dei flussi da trasmettere.

Space-Time Block Coding (STBC) è la tecnica con la quale un flusso di dati viene trasmesso in maniera ridondante, attraverso un certo numero di flussi spaziali ognuno dei quali trasporta lo stesso flusso di dati ma codi-

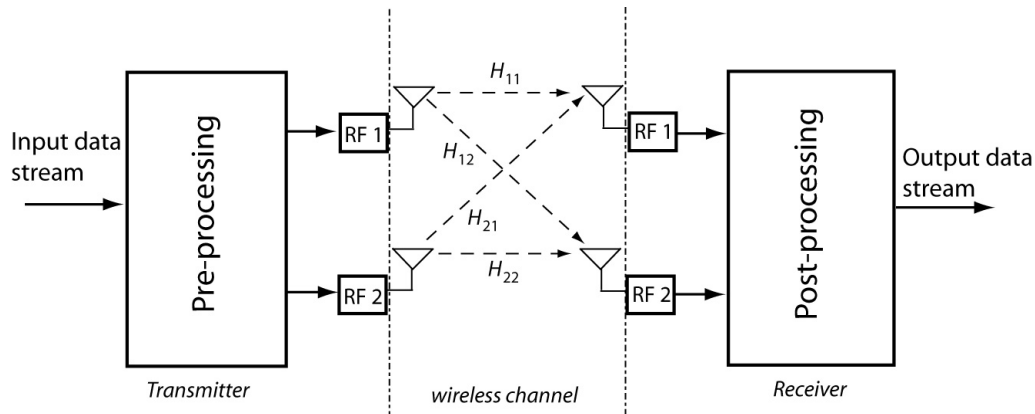


Figura 1.1: Esempio di sistema MIMO 2 x 2

ficato in maniera differente.

I flussi spaziali vengono ottenuti attraverso la separazione spaziale del flusso di dati in trasmissione, sfruttando un numero di antenne trasmettenti $N_T = 2$. Ogni flusso spaziale verrà quindi trasmesso da un'antenna differente.

Il ricevitore, confrontando i diversi *spatial stream* ricevuti, avrà maggiori probabilità di ricostruire correttamente il segnale trasmesso.

1.2 Trasmettitore

In questa sezione si fornisce la descrizione del trasmettitore IEEE 802.11n, e dell'elaborazione che viene eseguita sui dati da trasmettere.

Con riferimento a Fig. 1.2, nei sottoparagrafi che seguono verranno presentati i blocchi che compongono il trasmettitore, evidenziandone la funzione svolta e l'effetto prodotto sul flusso di dati.

Le soluzioni adottate in trasmissione hanno lo scopo di rendere il sistema in grado di operare con efficienza anche in presenza di canali con multipath fading.

Lo scrambler ha come obiettivo quello di rendere la sequenza di sorgente binaria il più casuale possibile mentre la codifica FEC del flusso così ottenuto, utilizzato congiuntamente ad una tecnica di interleaving, consente la correzione di eventuali errori in ricezione. L'utilizzo di OFDM, che prevede la suddivisione della trasmissione sfruttando più sottoportanti, rende il sistema molto meno sensibile alla selettività in frequenza del canale.

1.2.1 Scrambler

Il flusso d'informazione da trasmettere, viene dato in ingresso ad uno scrambler che effettua l'elaborazione dei dati in modo che, una volta giunto in ingresso ai codificatori, il flusso sia composto da bit pressoché indipendenti e quindi rappresenti una sequenza casuale indipendente e identicamente distribuita.

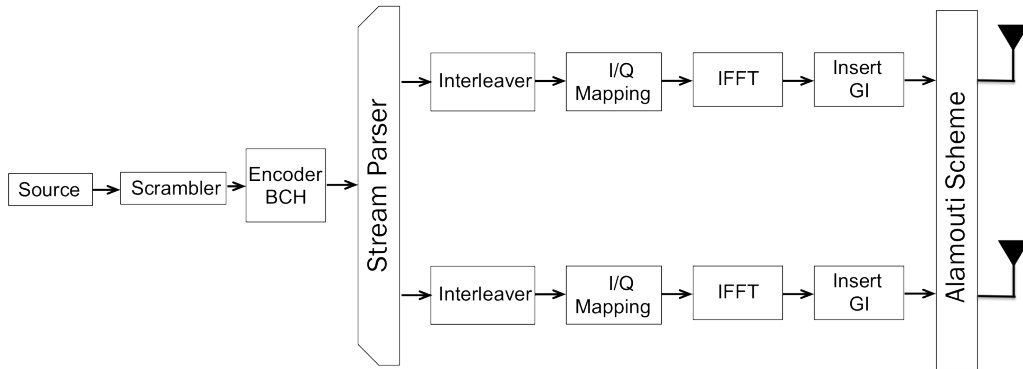


Figura 1.2: Schema a blocchi del trasmettitore IEEE 802.11n

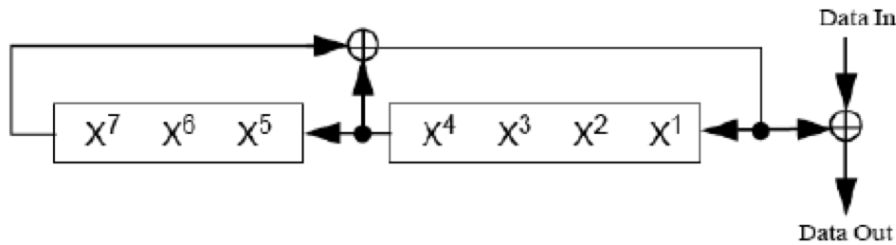


Figura 1.3: Schema a blocchi dello scrambler utilizzato in trasmissione.

Per effettuare questa operazione 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. 1.3).

In seguito all'operazione di scrambling il flusso viene codificato per mezzo di un codice BCH, codice polinomiale ciclico per la correzione di eventuali errori in ricezione.

1.2.2 Stream Parser

Lo stream parser crea, a partire dal flusso di dati in uscita dal codificatore, i flussi spaziali che costituiranno gli ingressi dei blocchi di interleaving. L'algoritmo usato in fase di parsing è di tipo *round robin*: la funzione dello stream parser è quella di assegnare, ciclicamente per ogni *spatial stream*, un blocco di bit (Fig. 1.4).

1.2.3 Encoder BCH

Per la scelta del codice da utilizzare ci siamo basati sulla specifica 802.11n, che prevede l'utilizzo di un codice BCC, dunque di tipo convoluzionale [3]. Volendo utilizzare uno schema di codifica/decodifica più semplice, senza doverne affrontare l'implementazione, abbiamo optato per un codi-

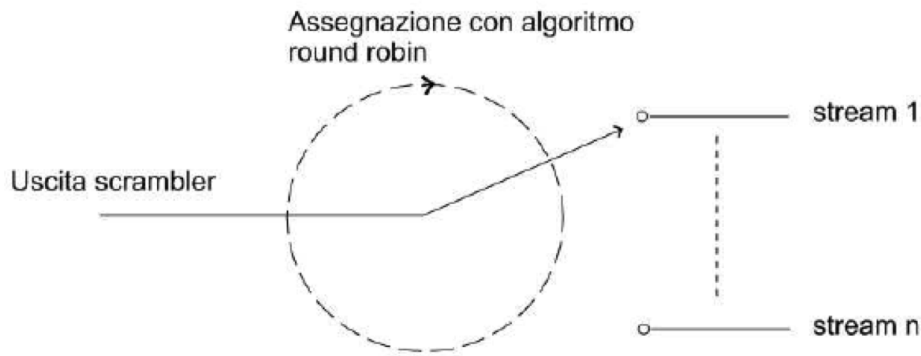


Figura 1.4: Schema logico dell'algoritmo di assegnazione round robin.

ce BCH(7,4), già presente nella suite di telecomunicazioni dell'ambiente di simulazione Simulink.

Questo tipo di codice fa parte della famiglia dei codici a blocco, ed opera su blocchi di $k = 4$ bits d'informazione, generando parole di codice lunghe $n = 7$ bits; opera dunque a rate $R = \frac{1}{2}$. La sua capacità di correzione è di un errore per ogni blocco.

L'utilizzo di un codice a rate $R = \frac{1}{2}$ di questo tipo comporta vantaggi e svantaggi:

- Non essendo disponibile una relazione analitica in forma chiusa che legghi i parametri n , k e la distanza di Hamming minima tra le parole di codice afferenti ai messaggi da trasmettere, si deve adattare la dimensione del blocco ai parametri dei codici conosciuti e disponibili in letteratura
- Per questo tipo di codici è possibile una decodifica algebrica, ed esistono algoritmi efficienti per l'implementazione di questa su DSP

Lo standard 802.11n permette l'utilizzo di schemi di codifica varianti in funzione delle condizioni del canale, per ogni sottoportante.

1.2.4 Interleaver

I blocchi di bit appartenenti a ciascun flusso spaziale, vengono elaborati per mezzo di un interleaver che effettua un ulteriore riordino dello stream di dati dati.

L'operazione di interleaving prevede essenzialmente l'organizzazione dei dati all'interno di una matrice, dove il riempimento avviene per righe e lo svuotamento per colonne.

1.2.5 Costellation Mapper

Il mapping da bit a simboli viene effettuato mediante l'utilizzo di un codice di Gray secondo lo schema di modulazione scelto.

Lo standard prevede l'utilizzo di modulazioni *BPSK*, *QPSK*, *16QAM*, *64QAM*; inoltre è previsto l'utilizzo di una tecnica di multiplazione OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), con caratteristiche differenti a seconda della configurazione utilizzata.

La prima differenza deriva dalle dimensioni della banda di trasmissione che può valere 20MHz o 40 MHz.

Nel caso di trasmissione con banda a 40MHz 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 per garantire un basso livello di interferenza con bande adiacenti.

Per la configurazione con banda a 20MHz, quella considerata nel progetto, le portanti utilizzate sono 64, dove 56 vengono utilizzate per la trasmissione di dati includendo 4 portanti pilota per la trasmissione di dati utili alla sincronizzazione del sistema. Le 8 portanti rimanenti comprendono la portante a frequenza nulla 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 (Fig. 1.5).

Il mapping dei simboli alle portanti avviene in maniera sistematica saltan-

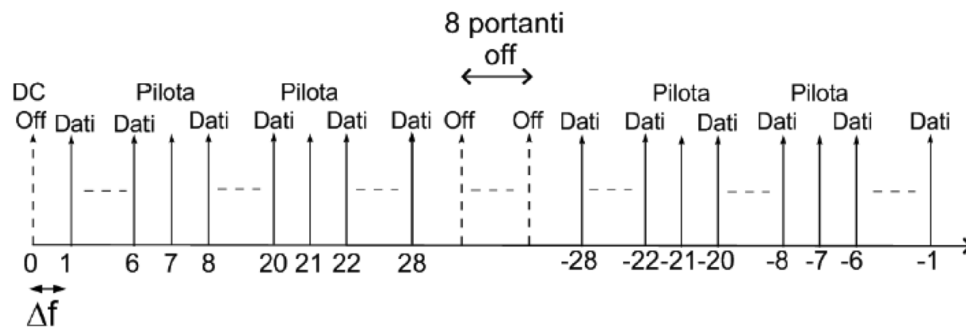


Figura 1.5: Utilizzo delle portanti in IEEE 802.11n, con banda a 20 MHz.

do gli indici delle portanti pilota e della DC.

Considerando quindi un sistema con banda di trasmissione pari a 20 MHz e modulazione *16QAM* ogni simbolo OFDM sarà formato da 52 simboli *16QAM*, essendo 52 il numero di portanti utili per la trasmissione dell'informazione.

E' necessario poi prevedere l'inserimento di un intervallo guardia per ridurre il rischio di interferenza intersimbolica (*ISI*), presente qualora la massima dispersione temporale del canale fosse maggiore o comparabile con la durata del simbolo OFDM; nell'intervallo di guardia è possibile inserire un prefisso ciclico che permette l'implementazione efficiente (IFFT/FFT) di trasmettitore e ricevitore, e rende il sistema più robusto all'ICI (Inter Carrier Interference).

Nella simulazione si è scelto un prefisso ciclico di durata pari a due tempi di simbolo *16QAM*.

1.2.6 Space Time Block Coding (STBC)

Lo standard prevede l'utilizzo di codifiche spazio-temporali poichè, insieme all'utilizzo di antenne multiple in trasmissione, consentono di ottenere un guadagno in diversità, in termini di SNR , anche nel caso di canale non noto in trasmissione, a costo di una diminuzione della velocità di trasmissione.

In 802.11n gli stream di simboli complessi OFDM in uscita dal *costellation mapper*, in quantità pari al numero di flussi spaziali utilizzati, rappresentano gli ingressi dello STBC.

Lo standard prevede diverse tipologie di STBC ma tutte hanno in comune la modalità di elaborazione dei simboli complessi, che avviene a coppie di simboli, e lo schema per la suddivisione temporale dei flussi, che è quello di *Alamouti* (Fig. 1.6).

Per il sistema MIMO 2x2 considerato in questo progetto, lo schema di Alamouti prevede l'utilizzo delle due antenne in trasmissione e di due tempi di simbolo OFDM successivi, come riportato in Tabella 1.1.

tempo	TX_1	TX_2
t_0	c_1	c_2
$t_0 + T_{OFDM}$	$-c_2^*$	c_1^*

Tabella 1.1: Schema di Alamouti 2x2 in trasmissione.

1.2.7 La catena di trasmissione

In questo sottoparagrafo si riassume il percorso che l'informazione compie da sorgente a ricevitore.

I bit d'informazione generati dalla sorgente vengono prima sottoposti a scrambling per introdurre randomicità, poi vengono passati al codificatore.

In questo blocco l'informazione randomizzata viene codificata in modo che in ricezione sia possibile rilevare e correggere eventuali errori. Il flusso così ottenuto viene poi suddiviso in due *spatial stream*, ognuno dei quali viene elaborato da un interleaver, che fornisce in uscita la sequenza di bit da fornire in ingresso al *costellation mapper*.

In accordo con la banda del sistema, si raggruppano 52 ($B=20$ MHz) o 114 ($B=40$ MHz) simboli complessi in modo da formare un simbolo OFDM.

I simboli OFDM appartenenti ai due flussi spaziali vengono codificati a coppie con lo STBC e vengono trasmessi.

In ricezione avviene la ricombinazione secondo lo schema di Alamouti e la decodifica del segnale ricombinato seguendo le operazioni inverse rispetto a quelle effettuate in trasmissione.

1.3 Ricevitore

In questa sezione si descrive il ricevitore IEEE 802.11n, e l'elaborazione che viene eseguita sui dati da trasmettere. Con riferimento a 1.6, nei sottoparagrafi che seguono verranno descritti i blocchi che compongono il ricevitore, per ognuno dei quali si evidenzierà la funzione svolta e l'effetto prodotto sul flusso di dati.

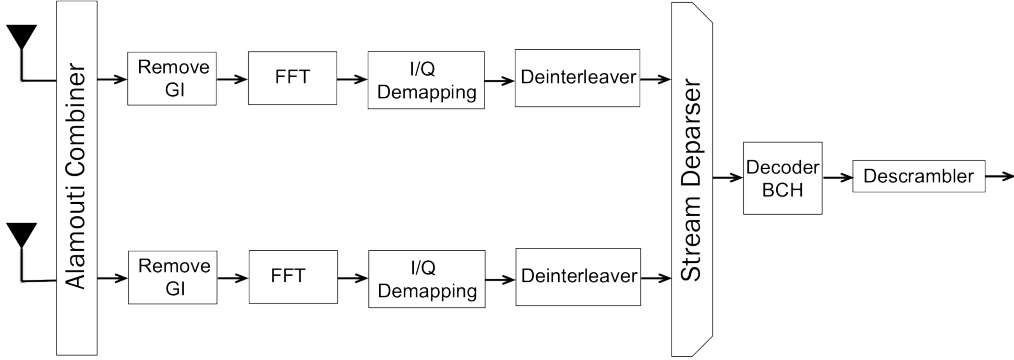


Figura 1.6: Schema a blocchi del ricevitore IEEE 802.11n

1.3.1 Ricombinatore

La ricombinazione secondo lo schema di Alamouti è necessaria per separare e ricostruire alle due antenne riceventi i simboli trasmessi e, unitamente alla schema utilizzato in trasmissione, consente di ottenere un guadagno di diversità in termini di *SNR* che si rifletterà in una diminuzione di probabilità di errore.

Assumendo che il canale rimanga stazionario per una durata pari almeno a due tempi di simbolo OFDM, considerando 2 flussi spaziali in trasmissione, c_1 e c_2 , e 2 antenne in ricezione si ha che i segnali ricevuti dalle 2 antenne sono:

$$r_{11} = c_1 h_{11} + c_2 h_{12} + n_1 \quad (1.1)$$

$$r_{12} = c_1 h_{21} + c_2 h_{22} + n_2 \quad (1.2)$$

$$r_{21} = -c_2^* h_{11} + c_1^* h_{12} + n_3 \quad (1.3)$$

$$r_{22} = -c_2^* h_{21} + c_1^* h_{22} + n_4 \quad (1.4)$$

dove r_{ij} rappresenta il simbolo OFDM ricevuto dall'antenna j al tempo i , c_i è il segnale trasmesso dall'antenna i e h_{lk} è il guadagno di canale del percorso tra l'antenna l e l'antenna k .

Volendo esprimere in funzione dei simboli c_1 e c_2 , si ha che:

$$r_{11} = c_1 h_{11} + c_2 h_{12} + n_1 \quad (1.5)$$

$$r_{12} = c_1 h_{21} + c_2 h_{22} + n_2 \quad (1.6)$$

$$r_{21}^* = -c_2 h_{11}^* + c_1 h_{12}^* + n_3^* \quad (1.7)$$

$$r_{22}^* = -c_2 h_{21}^* + c_1 h_{22}^* + n_4^* \quad (1.8)$$

Tale sistema può essere espresso in forma matriciale come:

$$\underline{r} = \underline{\underline{H}} \underline{c} + \underline{n} \quad (1.9)$$

ovvero come:

$$\begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{12} \\ r_{21}^* \\ r_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

A questo punto, supponendo di aver stimato correttamente il canale, si effettua la ricombinazione dei segnali in ricezione al fine di recuperare i simboli trasmessi:

$$\hat{\underline{c}} = (\underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{H}})^{-1} \underline{\underline{H}}^H \underline{r} = \underline{c} + \frac{\underline{\underline{H}}^H \underline{n}}{(\underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{H}})} \quad (1.11)$$

dove:

- $\hat{\underline{c}}$ rappresenta il vettore contenente i due simboli OFDM stimati in ricezione, \hat{c}_1 e \hat{c}_2
- $\underline{\underline{H}}^H \underline{n}$ corrisponde al rumore filtrato dal canale $\underline{\underline{H}}$
- $(\underline{\underline{H}}^H \underline{\underline{H}}) = \sum_{l=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_R} |h_{lk}|^2$

Ciò mette in evidenza come, a costo di un dimezzamento del datarate (4 simboli OFDM in 2 tempi di simbolo OFDM), sia stato ottenuto un guadagno in ricezione in termini di rapporto segnale rumore, pari alla somma dei moduli al quadrato dei coefficienti di canale.

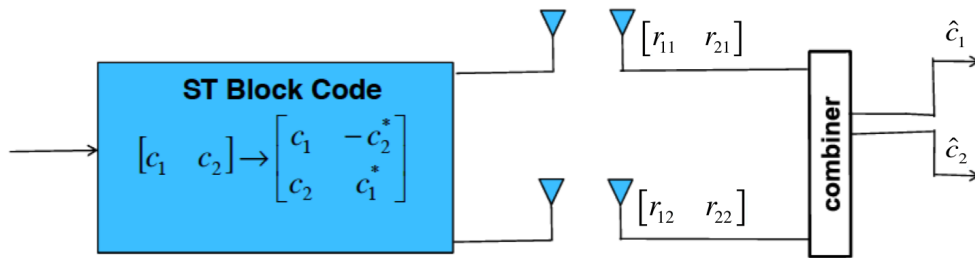


Figura 1.7: Schema di Alamouti per un sistema con $N_T = 2$, $N_R = 2$.

1.3.2 Costellation demapper

All'uscita del blocco di ricombinazione si ottengono i simboli OFDM da cui vanno estratti i simboli 16-QAM trasmessi.

Per ogni flusso spaziale, l'estrazione dei simboli 16-QAM ricevuti avviene considerando i seguenti passaggi:

- rimozione del prefisso ciclico
- FFT del segnale temporale ottenuto rimuovendo il prefisso ciclico dal simbolo OFDM ricevuto
- estrazione dell'informazione associata alle singole sottoportanti OFDM

Una volta estratti i simboli 16-QAM dalle sottoportanti considerate, si effettua la demodulazione dei simboli e la decodifica in bit.

La demodulazione è stata ottenuta considerando un decisore che, considerando le soglie relative al ramo in fase e in quadratura, è in grado di associare il simbolo ricevuto al simbolo della costellazione che caratterizza il centro della regione di decisione definita dalla due coppie di soglie.

1.3.3 Deinterleaver e Deparser

Il deinterleaver esegue l'operazione inversa a quella dell'interleaver presente per ogni flusso spaziale in trasmissione.

Questo blocco effettua, per ogni flusso spaziale presente in ricezione, la ricombinazione del flusso di bit ottenuto a valle del blocco di decisione in modo da ricostruire l'ordine originario dei dati trasmessi.

Il flusso di bit in ingresso al deinterleaver viene organizzato in una matrice che viene riempita per colonne e svuotata per colonne.

I flussi in uscita da ogni deinterleaver costituiscono gli ingressi del deparser che, in accordo con la dimensione del blocco indotto sul singolo ramo spaziale in trasmissione a monte dell'interleaver, effettua l'accorpamento dei flussi in un unico stream di bit.

Lo stream di bit così ottenuto viene passato al decodificatore BCH che effettua la decodifica del flusso.

1.3.4 Descrambler

Il descrambler, ultimo blocco funzionale che compone il ricevitore, ha lo scopo di eliminare la randomicità introdotta in trasmissione, al fine di ricostruire l'informazione trasmessa.

La struttura del descrambler è identica a quella dello scrambler e, perchè sia possibile ricostruire la sequenza trasmessa, è necessario che il polinomio generatore in ricezione sia lo stesso che viene utilizzato in trasmissione:

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1.$$

Capitolo 2

Modello di canale MIMO

L'implementazione accurata di un modello di canale MIMO (Multiple Input Multiple Output) è molto complessa, e qui vogliamo fornire una breve descrizione dei metodi più utilizzati nella pratica, per poi terminare con una descrizione del nostro modello, senza entrare nei dettagli implementativi, che verranno descritti successivamente.

Tra le tecniche di modelling di canali MIMO si contraddistinguono due macrocategorie:

1. Le tecniche *Deterministiche/Geometriche* (Tracciamento di raggi, Risposta all'impulso registrata)
2. Le tecniche *Stocastiche* (Basate sulla geometria, Parametriche, Basate sulla correlazione)

Nel progetto si è scelto di utilizzare una tecnica stocastica per la simulazione del canale, basata su matrici di correlazione delle schiere di antenne in trasmissione ed in ricezione.

2.1 Modello Analitico generale

Il legame tra i segnali alla schiera di antenne in trasmissione $\underline{s}(t) = [s_1(t); s_2(t); \dots; s_{N_T}(t)]$ ed i segnali alla schiera di antenne in ricezione $\underline{r}(t) = [r_1(t); r_2(t); \dots; r_{N_R}(t)]$, è dato dalla relazione:

$$\underline{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \underline{\underline{H}}_l \cdot \underline{s}(t - \tau_l) + \underline{w}(t) \quad (2.1)$$

dove:

- $\underline{r}(t)$: vettore $N_R \times 1$ dei simboli ricevuti
- $\underline{s}(t)$: vettore $N_T \times 1$ dei simboli trasmessi
- $\underline{\underline{H}}_l$: matrice di canale MIMO $N_R \times N_T$ che rappresenta la trasformazione lineare che lega, al ritardo τ_l , i segnali in trasmissione e in ricezione

- L : numero di prese che compongono la risposta impulsiva del canale
- τ_l : ritardo introdotto dalla l -esima presa
- $\underline{w}(t)$: vettore $N_R \times 1$ aleatorio di rumore gaussiano bianco

Introduciamo subito delle approssimazioni utilizzate nella simulazione per semplificare il modello di canale:

- *Flat Fading*: un solo coefficiente complesso caratterizza la risposta impulsiva del canale, che risulta a banda piatta in frequenza
- *Correlazione spaziale delle schiere di antenne*: definita dal coefficiente ρ^{tx} per la schiera in trasmissione, e dal coefficiente ρ^{rx} per la schiera in ricezione

Questo porta al nuovo modello:

$$\underline{r}(t) = \underline{\underline{H}} \cdot \underline{s}(t) + \underline{w}(t) \quad (2.2)$$

2.1.1 Costruzione della matrice di canale MIMO

Se il canale non fosse di tipo flat fading, si dovrebbero calcolare L matrici di canale MIMO, una per ogni presa della risposta impulsiva del canale; l'ipotesi di canale flat fading ci permette di calcolare una sola matrice di canale MIMO.

La correlazione tra i sottocanali spaziali del sistema MIMO, dipende in generale dalla correlazione tra le schiere di antenne in trasmissione ed in ricezione:

$$\underline{\underline{R_{TX}}} = \begin{bmatrix} 1 & \rho^{tx} \\ \rho^{tx} & 1 \end{bmatrix}_{N_T \times N_T} \quad (2.3)$$

$$\underline{\underline{R_{RX}}} = \begin{bmatrix} 1 & \rho^{rx} \\ \rho^{rx} & 1 \end{bmatrix}_{N_R \times N_R} \quad (2.4)$$

dove con ρ^{tx} e ρ^{rx} si intendono rispettivamente i coefficienti di correlazione tra le antenne della schiera in trasmissione e tra le antenne della schiera in ricezione.

Per il calcolo della matrice di correlazione tra le schiere di antenne, dovremmo avere informazioni sulla correlazione tra la schiera di antenne in trasmissione e quella in ricezione; non disponendo di questa informazione si fa l'ipotesi che le due schiere di antenne siano statisticamente indipendenti, ovvero che la correlazione spaziale di ciascuna schiera sia indipendente dal generico elemento scelto dall'altra schiera [2].

Se questa ipotesi è valida, la matrice di correlazione tra le schiere $\underline{\underline{R}}$ si può scrivere come il prodotto di Kronecker tra le matrici di correlazione di ciascuna schiera:

$$\underline{\underline{R}} = \underline{\underline{R_{RX}}} \otimes \underline{\underline{R_{TX}}} \quad (2.5)$$

dove \underline{R} è una matrice $N_T N_R \times N_T N_R$.

Altre due ipotesi sono state assunte valide per la definizione della matrice di canale MIMO:

1. Scenario NLOS (Non Line Of Sight): questo comporta che la distribuzione statistica dei coefficienti di canale complessi possa essere assunta come gaussiana circolare complessa $\text{vec}(\underline{G}) \sim CN(0, \sigma^2)$, dove la matrice \underline{G} vettorizzata contiene tutti i coefficienti complessi del canale MIMO senza introdurre alcuna informazione sulla correlazione
2. Schiere di antenne di tipo ULA (Uniform Linear Array), con pattern di radiazione omnidirezionale

Resta da definire il metodo di calcolo dei coefficienti di correlazione spaziali tra antenne appartenenti alla medesima schiera, ρ^{tx} e ρ^{rx} . Il metodo completo per calcolare questi coefficienti richiede la conoscenza dettagliata dell'ambiente di propagazione e delle antenne utilizzate, poichè risulta necessario conoscere:

- PAS (Power Azimuth Spectrum) di ogni schiera: definibile sia per la schiera in trasmissione che per la schiera in ricezione, è il profilo di potenza scatterata dall'ambiente di propagazione verso la schiera, in funzione dell'angolo di arrivo rispetto al puntamento broadside della schiera
- AoA (Angle of Arrival): angolo di arrivo medio della distribuzione di potenza ricevuta da un determinato scatteratore
- AS (Angular Spread): apertura angolare della dispersione di potenza attorno all'angolo di arrivo

Non disponendo di tali informazioni, acquisibili solo con una campagna di misurazioni nell'ambiente di propagazione oggetto di studio, abbiamo fatto riferimento ad un metodo presente in letteratura [1]. Questo metodo fornisce una funzione, derivata da fitting di misure sperimentali in diversi ambienti di propagazione, che collega i coefficienti di correlazione spaziali tra le antenne di una stessa schiera all'interdistanza tra le stesse, normalizzata alla lunghezza d'onda $d = \frac{D}{\lambda}$:

$$\rho(d) \approx \exp^{-23\Lambda^2 d^2} \quad (2.6)$$

dove Λ è l'AS.

Ad esempio, assumendo (come da noi imposto nelle simulazioni) $\rho^{tx} = 0.8$ e $\rho^{rx} = 0.8$, potremmo immaginare uno scenario con antenne di ogni schiera con interdistanza pari a $D = 10\text{cm}$, frequenza portante $f_c = 2.4\text{Ghz}$, Dispersione angolare $\Lambda = 7^\circ$.

Abbiamo ora tutte le componenti necessarie per il calcolo della matrice di canale MIMO aggiungendo le informazioni sulla correlazione tra le schiere; questa viene ottenuta condizionando il vettore aleatorio dei coefficienti di

canale non correlati utilizzando la fattorizzazione di Cholesky della matrice di correlazione tra le schiere precedentemente ottenuta 2.5:

$$vec(\underline{\underline{H}}) = chol(\underline{\underline{R}}) \cdot vec(\underline{\underline{G}}) \quad (2.7)$$

dove $vec(\underline{\underline{H}})$ è un vettore di dimensioni $N_T N_R \times 1$ e contiene tutti i coefficienti di canale complessi e correlati della matrice di canale MIMO.

Capitolo 3

Rivelazione MIMO

Una volta inviati i simboli OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) sul canale, in ricezione è necessario procedere, dopo demodulazione, alla rivelazione dei simboli ricevuti.

Sia nel caso di portante singola che nel caso OFDM, le operazioni necessarie alla rivelazione sono due:

- Separazione dei data-streams (*Cancellazione dell'interferenza intersimbolica*)
- Compensazione dell'eventuale distorsione introdotta dal canale (*equalizzazione*)

Alcune caratteristiche del sistema simulato permettono di rendere molto semplici le operazioni di rivelazione:

1. Ipotesi di Flat Fading (risposta del canale in frequenza a banda piatta nell'intero range spettrale del segnale)
2. Utilizzo di OFDM

Gli effetti dell'assunzione di Fading piatto nell'intera regione spettrale occupata dal segnale, permette di semplificare il modello del segnale ricevuto, come verrà meglio descritto nel seguito.

L'utilizzo del sistema OFDM invece rende il sistema molto più robusto al Fast Fading, e facilita entrambe le operazioni di equalizzazione e cancellazione dell'interferenza intersimbolica.

I motivi sono principalmente due:

- Il raggruppamento di più simboli di costellazione 16-QAM in un singolo simbolo OFDM, allungano la durata del simbolo trasmesso sul canale di un fattore N , dove N è il numero di sottoportanti dati utilizzate. Questo fa sì che anche se non fossimo nella situazione di Flat Fading, sarebbe necessaria una banda di coerenza del canale N volte più piccola (Fading veloce) per far sperimentare al simbolo trasmesso selettività in frequenza, e dunque rendere complessa la fase di equalizzazione.

- L'effetto di cancellazione dell'interferenza intersimbolica è ottenibile con un semplice intervallo di guardia tra simboli OFDM; data la durata di ogni simbolo, anche in un canale affetto da multipercorso gli echi diversamente ritardati del segnale trasmesso arriveranno quasi interamente entro la durata del simbolo.

3.1 Rivelazione in canali Flat Fading - portante singola

Ipotizzando di avere una stima dei coefficienti di canale al ricevitore (coefficienti di \underline{H}), la rivelazione può essere attuata semplicemente applicando la matrice pseudoinversa (se $N_R \neq N_T$) o la matrice inversa (se $N_R = N_T$) al vettore dei simboli ricevuti.

Chiamando \underline{D} la matrice di Rivelazione (Detection), si impone che questa matrice debba soddisfare:

$$\underline{D} \cdot \underline{H} = \underline{I} \quad (3.1)$$

In questo modo per la stima dei simboli trasmessi sarà possibile scrivere:

$$\underline{\hat{s}}(t) = \underline{D} \cdot \underline{r}(t) \quad (3.2)$$

dove $\underline{\hat{s}}(t)$ indica il vettore dei simboli stimati.

In questo sistema monoportante, i vettori dei simboli ricevuti si riferiscono a simboli della costellazione utilizzata in fase di modulazione (ad es. 16-QAM).

3.2 Rivelazione in canali Flat Fading - OFDM

L'estensione del caso precedente ai sistemi OFDM complica la rivelazione.

In questo caso la rivelazione va effettuata su ogni singola sottoportante, e considerando un canale Flat Fading (sull'intera regione spettrale occupata dal segnale) si avrà la stessa matrice di Rivelazione \underline{D} per ogni sottoportante.

Dovremo considerare dunque per la rivelazione di volta in volta i simboli ricevuti dalle N_R antenne in ricezione relativi alla portante in questione.

La procedura è descrivibile in tre passi fondamentali:

- Per ogni componente di $\underline{r}(t)$, attendere N campioni consecutivi (dove N è il numero di sottoportanti della modulazione OFDM scelta), che costituiscono il simbolo OFDM trasmesso campionato al ricevitore.
- Fare DFT su N punti di questi campioni (poichè in trasmissione si è eseguita una IFFT su N punti)

- Estrarre i valori corrispondenti alle sottoportanti dati (nel nostro caso 52 su 64 sottoportanti)

I valori corrispondenti alle sottoportanti dati verranno indicati con $\hat{r}_{ki}(t)$, dove il pedice $k = 0, 1, \dots, 51$ indica la dipendenza dalla sottoportante mentre il pedice $i = 0, 1, \dots, (N_{sym} - 1)$ indica il simbolo OFDM corrente.

Di conseguenza la stima dei campioni trasmessi $\hat{s}_{ki}(t)$ si effettua attraverso la moltiplicazione per la matrice di Rivelazione $\underline{\underline{D}}$:

$$\hat{s}_{ki}(t) = \underline{\underline{D}} \cdot \hat{r}_{ki}(t), k = 0, 1, \dots, 51 \quad (3.3)$$

La matrice $\underline{\underline{D}}$ non presenta dipendenza dall'indice k dato che si considera un canale non selettivo in frequenza.

Capitolo 4

Schemi a blocchi

4.1 Schema generale

Si mostra lo schema generale del sistema di comunicazione secondo lo standard IEEE 802.11n.

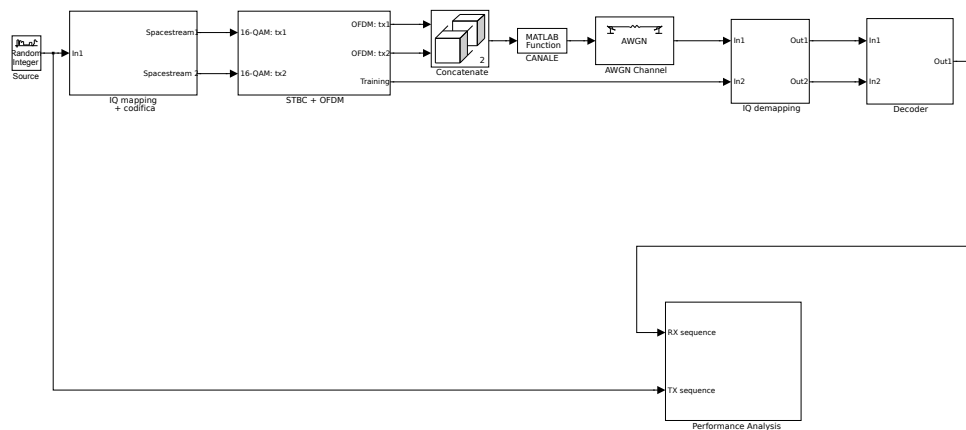


Figura 4.1: Schema generale IEEE 802.11n

4.1.1 Trasmettitore

IQ mapping e codifica

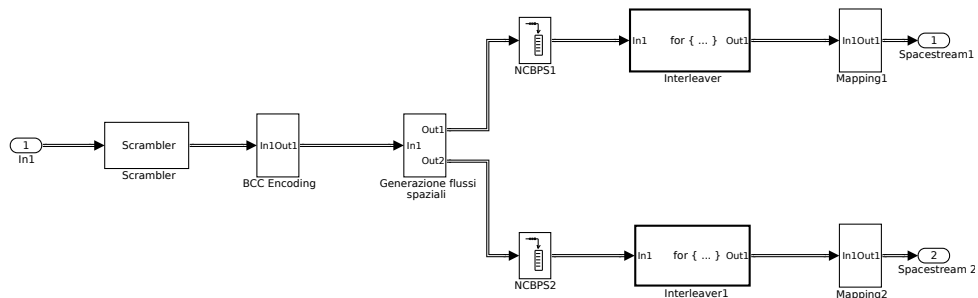


Figura 4.2: IQ mapping e codifica - generazione flussi spaziali

OFDM mapping

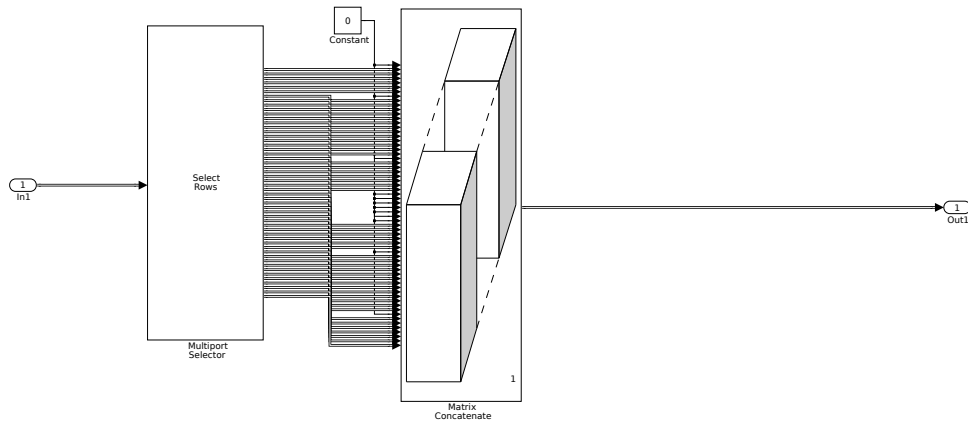


Figura 4.3: Mapping da simboli costellazione 16-QAM in simboli OFDM

Space Time Block Coding (STBC)

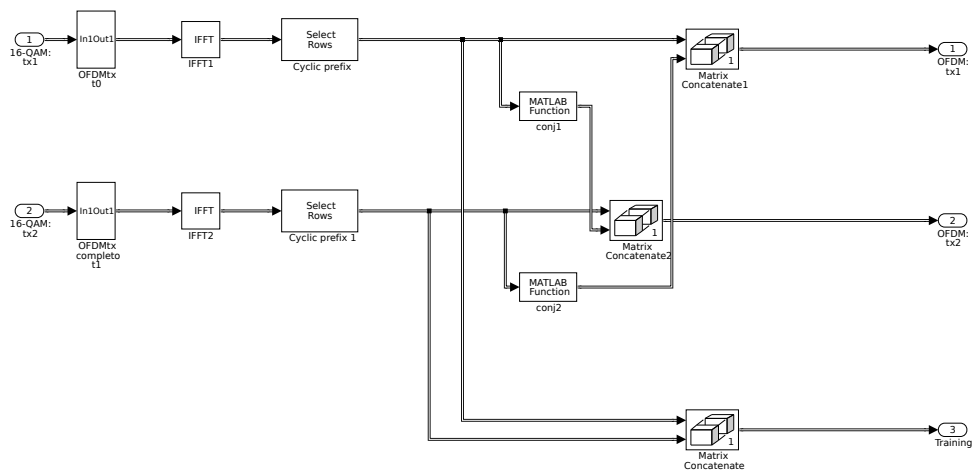


Figura 4.4: Codifica di Alamouti

4.1.2 Ricevitore

Combiner e demapping OFDM

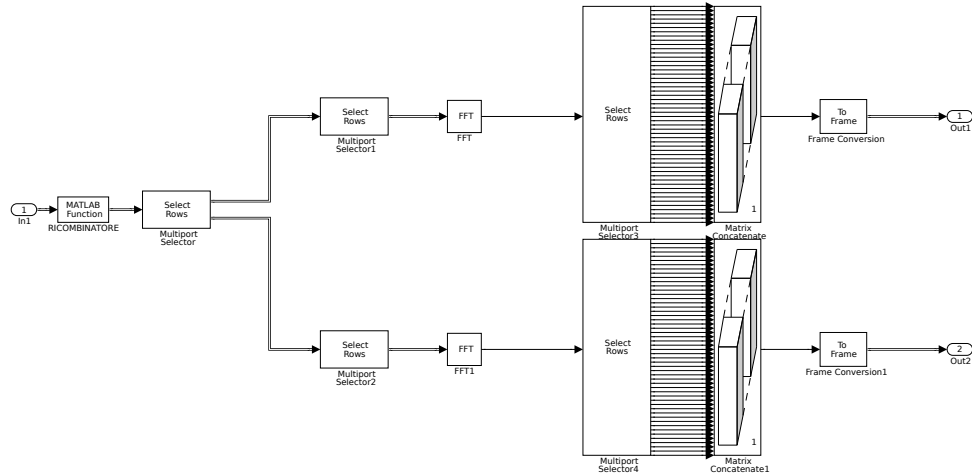


Figura 4.5: Ricombinazione dei flussi spaziali e demapping OFDM

IQ demapping

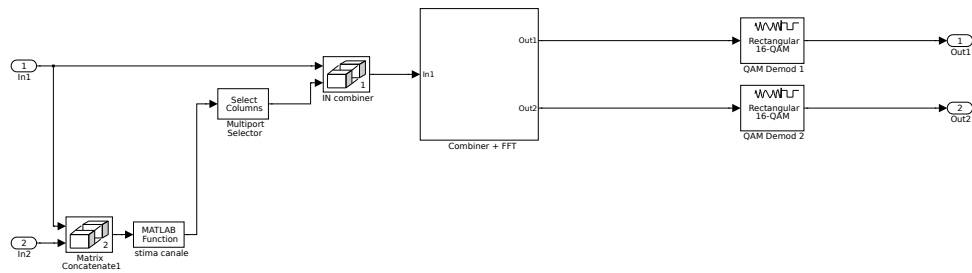


Figura 4.6: MIMO detection

Decodifica

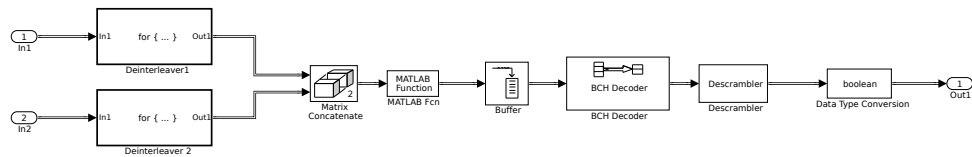


Figura 4.7: Accorpamento dei flussi spaziali e decodifica

Capitolo 5

Simulazione e Risultati

5.1 Descrizione della simulazione

Le simulazioni sono state effettuate con i seguenti parametri di sistema:

- $N_T = 2$: numero antenne in trasmissione
- $N_R = 2$: numero antenne in ricezione
- $N = 64$: numero delle sottoportanti OFDM (52 sottoportanti dati)
- Schema di modulazione: 16-QAM
- Interleaver:
 - Numero di colonne della matrice di permutazione: 13
 - Numero di righe della matrice di permutazione: 16
- $T_b = 0.002[s]$: durata bit
- $T_s = 0.008[s]$: durata simbolo 16-QAM
- $T_{ofdm} = 0.432[s]$: durata simbolo OFDM, con intervallo di guardia
- $T_{simulaz} = 2076[s]$: durata totale della simulazione
- $N_{ofdmsym} = 4806$: numero di simboli OFDM trasmessi nella simulazione
- $N_{16QAMsym} = 240889$: numero di simboli 16-QAM trasmessi nella simulazione
- $GI = 2 \cdot T_s$: intervallo di guardia (2 tempi di simbolo 16-QAM)

Per la realizzazione dei grafici abbiamo testato il sistema per diversi valori di SNR e correlazione tra i sottocanali spaziali:

- $SNR = 0 : 5 : 30[dB]$
- $\rho^{tx} = \rho^{rx} = [0 \ 0.8]$

5.2 Analisi delle prestazioni

Si propongono per l'analisi prestazionale tre figure di merito atte a valutare il comportamento del sistema al variare delle condizioni operative:

1. **BER**: rapporto tra i bit errati e numero totale di bit trasmessi
2. $EV M_{RMS}$: radice quadrata del rapporto tra potenza media dell'errore e potenza media della costellazione trasmessa:

$$EV M_{RMSk} = \left[\frac{\frac{N}{N_{16QAMsym}} \sum_{i=1}^N |s_{TX,i} - s_{RX,i}|^2}{\frac{N}{N_{16QAMsym}} \sum_{i=1}^N |s_{TX,i}|^2} \right] \quad (5.1)$$

dove s_{TX} e s_{RX} indicano rispettivamente le sequenze di simboli 16-QAM trasmessi e ricevuti durante il tempo di simulazione, fissato un valore di SNR , e k è l'indice della sottoportante oggetto della misurazione. Questa espressione del $EV M_{RMSk}$ si riferisce ad una singola sottoportante; per il calcolo per sistemi multiportante, come descritto nel seguito, si utilizza questa misura per ogni sottoportante e la si media sul numero totale di sottoportanti dati:

$$EV M_{RMS} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N EV M_{RMSk} \quad (5.2)$$

3. **Throughput**: rate di trasmissione effettivo, ovvero rate dei bit trasmessi correttamente nel tempo di simulazione

Si fornisce inoltre un grafico con l'analisi prestazionale teorica (capacità ergodica), di vari tipi di sistemi MIMO, valida per un'analisi comparativa con i sistemi SISO; la teoria sul calcolo della capacità ergodica per sistemi MIMO è riportata in appendice.

5.2.1 Bit Error Ratio

Dall'analisi del grafico si nota un miglioramento prestazionale complessivo in termini di BER all'aumentare del SNR per entrambi i casi, inoltre il caso con canale incorrelato mostra una BER più bassa a parità di SNR; questo potrebbe essere imputabile all'assunzione di incorrelazione tra sottocanali implicita nello schema di rivelazione utilizzato.

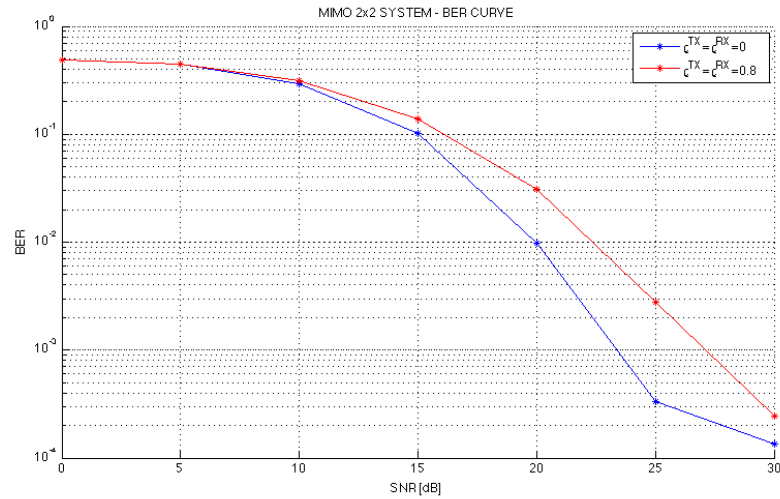


Figura 5.1: Curva di BER sistema MIMO 2x2 - canale incorrelato e correlato

5.2.2 Error Vector Magnitude

Il grafico 5.2 mostra l'andamento tipico di un grafico EVM vs SNR, qualitativamente comparabile ai risultati presenti in letteratura in [7].

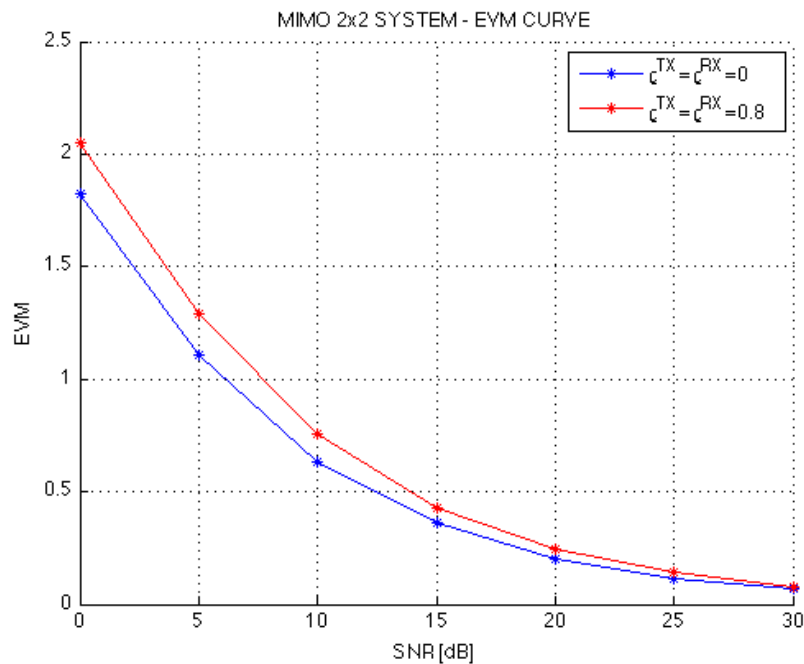


Figura 5.2: Curva di EVM sistema MIMO 2x2 - canale incorrelato e correlato

L'analisi dell'EVM (Error Vector Magnitude) in un sistema OFDM, dunque multiportante, prevede l'utilizzo della formula 5.1 per il calcolo dell'EVM per ciascuna sottoportante dati, e successivamente il calcolo dell'EVM mediato sul numero di sottoportanti, come espresso in formula 5.2.

Questo metodo di calcolo dell'EVM, che troviamo espresso in [5], è pensato per un sistema SISO; abbiamo deciso di allargare questo tipo di misura ad un sistema MIMO semplicemente mediando l'EVM multiportante calcolato come precedentemente descritto, sul numero di antenne componenti la schiera in ricezione.

Gli stessi autori di [7] forniscono un grafico che mette in relazione l'andamento di EVM in funzione del SNR, entrambi espressi in $[dB]$, qualitativamente molto simile al nostro grafico ottenuto da simulazione 5.3; forniscono inoltre anche grafici di BER in funzione di EVM, e anch'essi approssimano qualitativamente l'andamento del grafico da noi ottenuto in simulazione 5.4:

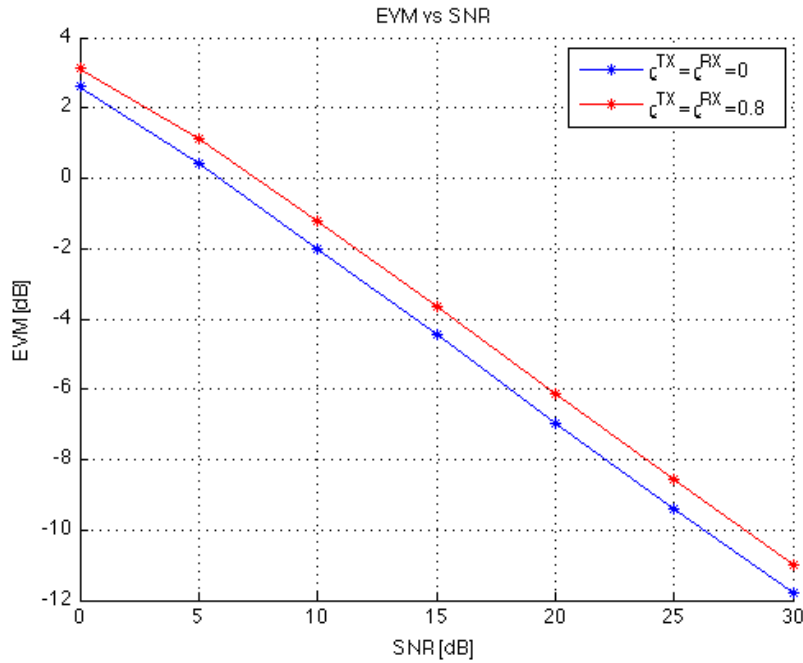


Figura 5.3: EVM vs SNR sistema MIMO 2x2 - canale incorrelato e correlato

Si nota dal grafico 5.2 che per bassi valori di SNR l'EVM assume valori molto elevati, se espressi in percentuale superiori al 100 %. Questo avviene perchè nell'analisi dei risultati per il calcolo dell'EVM abbiamo assunto nota la reale sequenza trasmessa; questo comporta che per valori di SNR molto bassi, effettivamente i simboli ricevuti possano presentarsi in punti anche molto distanti nella costellazione, rispetto alla posizione del simbolo trasmesso. In letteratura non si trovano esempi di questo tipo poichè nelle misure reali non disponendo al ricevitore della reale sequenza di simboli trasmessa, si considera come simbolo trasmesso quello più vicino al simbolo ricevuto, assumendo implicitamente che non venga attraversata la zona di decisione (Alto SNR); con questo procedimento i valori di EVM per basso SNR sono falsati, ovvero più bassi del valore reale, come descritto anche nell'articolo [4].

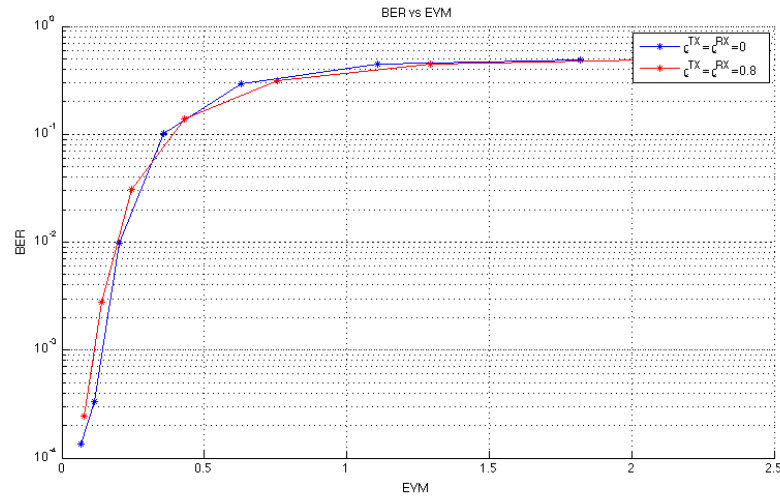


Figura 5.4: BER vs EVM sistema MIMO 2x2 - canale incorrelato e correlato

5.2.3 Throughput del sistema

Il Throughput (che potremo definire Capacità efficace) del sistema è definito come la quantità di bit di informazione trasmessi correttamente nell'unità di tempo; avendo eseguito la simulazione ad una velocità di trasmissione dei bit pari a $R_b = 500[b/s]$, ci aspettiamo che per alti SNR il grafico di Throughput raggiunga asintoticamente il limite fissato dalla velocità di trasmissione.

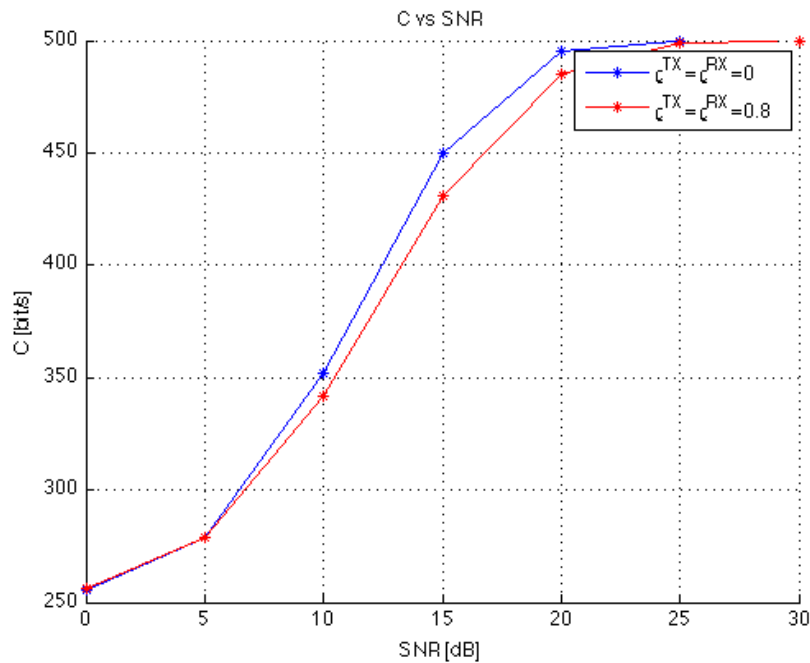


Figura 5.5: Throughput del sistema - canale incorrelato e correlato

5.3 Calcolo della capacità ergodica MIMO

Si mostrano i grafici della capacità ergodica di canale realizzati attraverso simulazione in codice Matlab, per diversi tipi di sistema MIMO correlato e incorrelato, ed è riscontrabile confrontando le prestazioni del sistema SISO con i MIMO, come la diversità permetta un aumento delle prestazioni, a livello di capacità ergodica, pari al fattore di diversità.

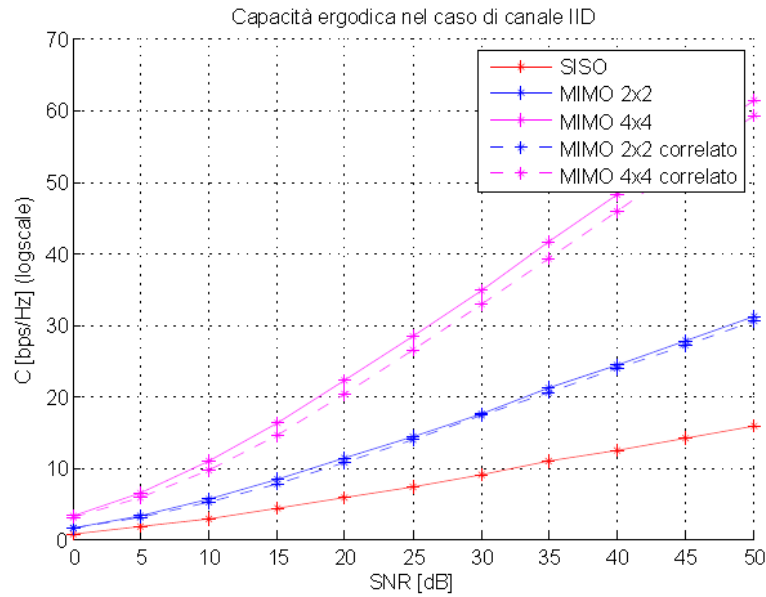


Figura 5.6: Capacità ergodica di canale per vari sistemi MIMO, confronto con sistema SISO

Capitolo 6

Conclusioni

Durante la realizzazione di questo progetto sono stati trattati i seguenti argomenti:

- Studio dello standard IEEE 802.11n
- Implementazione di un modello semplificato di Trasmettitore e Ricevitore basandosi sulle specifiche dello standard, in ambiente Simulink
- Implementazione di un canale MIMO Flat Fading in ambiente Matlab
- Studio e implementazione di una tecnica di diversità spazio-temporale basata sullo schema di Alamouti
- Studio e implementazione di un algoritmo di MIMO Detection in presenza di canale Flat Fading
- Analisi delle prestazioni del sistema simulato e studio della capacità ergodica di canale MIMO

I risultati delle simulazioni, per quanto riguarda i grafici di BER e EVM, risultano compatibili con i risultati trovati in letteratura per un sistema di caratteristiche comparabili a quelle del sistema da noi simulato.

Per ciò che riguarda i grafici di Throughput, data la potenza di calcolo limitata a nostra disposizione, questi risultano compatibili qualitativamente a risultati da letteratura, ma non sono confrontabili quantitativamente, poichè riferiti a rate di simulazione considerevolmente inferiori.

Appendice A

Capacità ergodica di canale MIMO multiportante

A.1 Generalità e Calcolo della Capacità

Il calcolo della capacità ergodica di canale fornisce una misura dell'efficienza massima di trasmissione di bit d'informazione, senza errori, raggiungibile su un determinato canale in funzione del livello di rumore, o SNR .

Questa può essere espressa nella sua forma più semplice come:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (A.1)$$

Si può definire altresì come il valore atteso, calcolato su tutte le realizzazioni di canale, dell'informazione mutua del canale [6]; questa definizione permette di modificare l'espressione della capacità ergodica di canale in modo da renderla adatta all'utilizzo per sistemi MIMO multiportante.

Definendo:

- $\underline{\underline{H}}_k$: matrice di canale per ogni sottoportante dati k , di dimensione $N_R \times N_T$
- $\underline{\underline{H}}_{tot}$: matrice diagonale a blocchi di dimensione $N_R N \times N_T N$, ogni blocco sulla diagonale (ne avrò in numero pari al numero di sottoportanti N) corrisponde ad una matrice $\underline{\underline{H}}_k$
- $\underline{\underline{S}}_k$: matrice di correlazione dei simboli trasmessi dalla schiera di antenne in trasmissione per ogni sottoportante dati k , di dimensione $N_T \times N_T$
- $\underline{\underline{S}}$: matrice diagonale a blocchi di dimensione $N_T N \times N_T N$, ogni blocco sulla diagonale corrisponde ad una matrice $\underline{\underline{S}}_k$
- σ^2 : potenza di rumore AWGN

Posso esprimere dunque l'informazione mutua di un canale MIMO multiportante generale come:

$$I = \frac{1}{N} \log_2 \left[\det \left(\underline{\underline{I}}_{N_R N} + \frac{1}{\sigma^2} \cdot \underline{\underline{H}}_{tot} \underline{\underline{S}} \underline{\underline{H}}_{tot}^H \right) \right] \quad (\text{A.2})$$

Due assunzioni permettono di semplificare ulteriormente le equazioni che porteranno all'espressione della capacità ergodica di canale MIMO multiportante:

1. Simboli in trasmissione statisticamente indipendenti: pur sembrando un'assunzione forte, sono presenti blocchi in fase di trasmissione, come lo Scrambler e l'Interleaver, che randomizzano il flusso di bit da trasmettere originale (che è verosimilmente correlato), dunque è un'assunzione plausibile
2. Ipotesi di canale Flat Fading: rende la matrice di canale MIMO vista da ogni sottoportante (in generale con coefficienti differenti), unica per tutte le sottoportanti $\underline{\underline{H}}_k = \underline{\underline{H}}$

La prima assunzione, se la potenza in trasmissione è equamente distribuita tra le antenne e tra tutte le sottoportanti, definisce le singole matrici di correlazione per ogni sottoportante come matrici diagonali:

$$\underline{\underline{S}}_k = \frac{P_{TX}}{N_T N} \cdot \underline{\underline{I}}_{N_T} \quad (\text{A.3})$$

Di conseguenza definendo il rapporto segnale rumore come $SNR = \frac{P_{TX}}{N_T \cdot \sigma^2}$, ed un coefficiente $\phi = \frac{SNR}{N}$, si ottiene l'espressione della capacità ergodica di canale MIMO multiportante Flat Fading:

$$C = E \left[\log_2 \left(\det \left(\underline{\underline{I}}_{N_R} + \phi \cdot \underline{\underline{H}} \underline{\underline{H}}^H \right) \right) \right] \quad (\text{A.4})$$

Appendice B

Codice Matlab

B.1 BERcalc.m

```
{
%% Analisi delle prestazioni: BER e EVM

close all
clear all
clc

global cor;
global in1;
global in2;
global out1;
global out2;

SNRlist = 0:5:30;
correlazioni = [0 0.8];
Tsim = 2.076*100;

h = waitbar(0,'Status');

k = 1;
for j = 1:length(correlazioni),
    cor = correlazioni(j);
    for i = 1:length(SNRlist),
        count = 1;
        SNR = SNRlist(i);
        sim('ieee_80211n');
        BERlist(j,i) = prestaz(1);
        Clist(j,i) = (prestaz(3)-prestaz(2))/Tsim;
        waitbar(k/(length(SNRlist)*length(correlazioni)),h);
        I1 = reshape(in1,52,(length(in1)/52));
```

```

I2 = reshape(in2,52,(length(in1)/52));
O1 = reshape(out1,52,(length(out1)/52));
O2 = reshape(out2,52,(length(out2)/52));
for q = 1:size(I1,1),
    nume = mean((abs(I1(q,:)-O1(q,:))).^2);
    deno = mean((abs(I1(q,:))).^2);
    evm1(q) = sqrt((nume)/(deno));
    nume2 = mean((abs(I2(q,:)-O2(q,:))).^2);
    deno2 = mean((abs(I2(q,:))).^2);
    evm2(q) = sqrt((nume2)/(deno2));
end
EVM1 = mean(evm1);
EVM2 = mean(evm2);
EVM(j,i) = (EVM1 + EVM2)/2;
k = k+1;
end
end

% Plot risultati
figure,hold on
title('MIMO 2x2 SYSTEM - BER CURVE');xlabel('SNR');ylabel('BER');
semilogy(SNRlist,BERlist(1,:), 'b*-','MarkerSize',5),
semilogy(SNRlist,BERlist(2,:), 'r*-','MarkerSize',5),
legend('\rho^{TX}=\rho^{RX}=0', '\rho^{TX}=\rho^{RX}=0.8');
xlabel('SNR [dB]'); ylabel('BER');
grid on

figure,hold on
title('MIMO 2x2 SYSTEM - EVM CURVE nuovo');xlabel('SNR');ylabel('EVM');
plot(SNRlist,EVM(1,:), 'b*-','MarkerSize',5),
plot(SNRlist,EVM(2,:), 'r*-','MarkerSize',5),
legend('\rho^{TX}=\rho^{RX}=0', '\rho^{TX}=\rho^{RX}=0.8');
xlabel('SNR [dB]'); ylabel('EVM');
grid on

figure,hold on
title('EVM vs SNR'),
plot(SNRlist,10*log10(EVM(1,:)), 'b*-','MarkerSize',5)
plot(SNRlist,10*log10(EVM(2,:)), 'r*-','MarkerSize',5)
legend('\rho^{TX}=\rho^{RX}=0', '\rho^{TX}=\rho^{RX}=0.8');
xlabel('SNR [dB]'); ylabel('EVM [dB]');
grid on

figure,hold on
title('BER vs EVM');xlabel('EVM');ylabel('BER');
semilogy(flipud(EVM(1,:)),BERlist(1,:), 'b*-','MarkerSize',5),

```



```

semilogy(flipud(EVM(2,:)),BERlist(2,:), 'r*-','MarkerSize',5),
legend('\rho^{TX}=\rho^{RX}=0', '\rho^{TX}=\rho^{RX}=0.8');
xlabel('EVM'); ylabel('BER')
grid on

figure,hold on
title('C vs SNR');ylabel('C');xlabel('SNR [dB]');
plot(SNRlist,Clist(1,:), 'b*-','MarkerSize',5),
plot(SNRlist,Clist(2,:), 'r*-','MarkerSize',5),
legend('\rho^{TX}=\rho^{RX}=0', '\rho^{TX}=\rho^{RX}=0.8');
xlabel('SNR [dB]'); ylabel('C [bit/s]')
grid on

}

```

B.2 CanaleSimple.m

```

{
%% Modello di canale MIMO e filtraggio segnali trasmessi

function rx = canalesimple(tx)

global cor;

Nt = 2;
Nr = 2;

%Creazione matrice di Canale MIMO
H = chan(Nt,Nr,1,cor,cor);

% Creazione segnale ricevuto
rx = zeros(size(tx,1),Nr);
blocco=66;

for k=1:2
    for i=1:Nr
        for j=1:Nt
            rx((i-1)*blocco+1:i*blocco,k)=rx((i-1)*blocco+1:i*blocco,k)+H(i,j)*tx((j-1)*blocco+1:j*blocco,k);
        end
    end
end

end

}

```

B.3 chan.m

```
{
%% Costruzione matrice di canale MIMO

function [H0]=chan(Nt,Nr,sigmaw2,corrTX,corrRX)

C1=(sigmaw2/2)*eye(Nt*Nr*2);
realiz=chol(C1)*randn(2*Nt*Nr,1);
for i=1:(Nt*Nr)
    w(:,i)=[realiz((i-1)*2+1);realiz(i*2)];
end

n=(w(1,:)+1i*w(2,:))';

Rtx=corrTX*ones(Nt); %correlazione spaziale delle antenne in tx
    for jj=1:Nt
        Rtx(jj,jj)=1;
    end
Rrx=corrRX*ones(Nr); %correlazione spaziale delle antenne in rx
    for jj=1:Nr
        Rrx(jj,jj)=1;
    end

C=chol(kron(Rtx,Rrx));

Hv=C*n;

H0=reshape(Hv,Nt,Nr); %matrice di canale MIMO con ipotesi di flat fading
}
```

B.4 dmux.m

```
{
%% Stream Deparser

function stream = dmux(in)

i1 = in(:,1);
i2 = in(:,2);
k = 1:4:208;
blocco = 8;

for i = 1:length(k)
    stream((i-1)*blocco+1:i*blocco) = [i1(k(i):k(i)+3);i2(k(i):k(i)+3)];
end
```

```

stream = stream';

end
}

```

B.5 rxcombiner.m

```

{
%% Ricombinazione Alamouti
%Ipotesi: canale noto al ricevitore

function rx2 = rxcombiner(rx)

Nt = 2;
Nr = 2;
h = rx(end-1:end,:);
rx(end-1:end,:) = [];
H = [h;conj(h(1,2)) -conj(h(1,1));
      conj(h(2,2))   -conj(h(2,1))];
blocco = 66;
r=[rx(:,1); conj(rx(:,2))];

rx2= zeros(blocco*Nt,1);

for i = 1:blocco,
    d = r(i:blocco:3*blocco+i);
    temp=pinv(H)*d;
    rx2(i,1)=temp(1);
    rx2(blocco+i,1)=temp(2);
end

end
}

```

B.6 Stima del canale

```

{
function h = stima_canale(sig)

rx1 = sig(:,1);
rx2 = sig(:,2);
train = sig(:,3);
blocco = 66;
h_ = zeros(4,1);

```

```

for i=1:66

S =
[train(i)+eps          train(blocco+i)+eps          zeros(1,2);...
zeros(1,2)             train(i)+eps                 train(blocco+i)+eps;...
-conj(train(blocco+i))+eps  conj(train(i))+eps          zeros(1,2);...
zeros(1,2)             -conj(train(blocco+i))+eps    conj(train(i))+eps];

temp = pinv(S)*[rx1(i)+eps;rx1(i+blocco)+eps;rx2(i)+eps;rx2(i+blocco)+eps];
h_=h_+temp;
end

h_=h_/blocco;

h = [h_(1:2).' 0;h_(3:4).' 0];
end
}

```

Bibliografia

- [1] J.S. Hammerschmidt A. van Zelst. A single coefficient spatial correlation model for multiple-input multiple-output (mimo) radio channels. 2002. pages 13
- [2] M.A.Beach D.P. McNamara and P.N. Fletcher. Spatial correlation in indoor mimo channels. 2002. pages 12
- [3] IEEE P802.11n group. Ieee p802.11n/d9.0 - part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specications: Amendment 5: Enhancements for higher throughput. *IEEE P802.11n Specifications*, 2009. pages 3
- [4] Joe Kwak. Evm simulation for ofdm. 2003. pages 26
- [5] LitePoint. Practical manufacturing testing of 802.11 ofdm wireless devices. 2006. pages 26
- [6] Zambon Nicola. Analisi del modello di canale e delle prestazioni limite dei sistemi mimo ieee 802.11n. *Tesi di Laurea Specialistica Ingegneria delle Telecomunicazioni*, 2010. pages 31
- [7] Md. Shahriar Rahman Rishad Ahmed Shafik and AHM Razibul Islam. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. 2006. pages 25, 26