

---

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA  
CAMPUS DI CESENA  
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA,  
INFORMATICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI

SISTEMI RADIOMOBILI DI QUINTA  
GENERAZIONE

Elaborato in Telecomunicazioni

*Relatore*  
Prof. Davide Dardari

*Presentata da*  
Domenico Di Iorio

---

SESSIONE III ANNO ACCADEMICO 2014-2015



*Il mare davanti*  
Aimone Romizi,  
Fast Animals and Slow Kids



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>vii</b>
<b>1 Obiettivi dei sistemi 5G</b>	<b>1</b>
1.1 Capacità del Canale . . . . .	4
1.1.1 Entropia di una Variabile Aleatoria . . . . .	4
1.1.2 Entropia congiunta . . . . .	5
1.1.3 Entropia condizionata . . . . .	6
1.1.4 Informazione mutua . . . . .	6
1.1.5 Capacità di Canale . . . . .	7
1.2 Teoria dell'Informazione di Shannon . . . . .	8
1.2.1 Canale Gaussiano . . . . .	8
1.2.2 Teorema della Capacità di Shannon . . . . .	11
1.3 Rielaborazione della teoria di Shannon . . . . .	12
<b>2 Tecnologie di quinta generazione</b>	<b>17</b>
2.1 Massive MIMO . . . . .	17
2.1.1 Elementi innovativi . . . . .	18
2.1.2 Analisi di Uplink nel caso massive MIMO . . . . .	19
2.2 Onde Millimetriche . . . . .	21
2.2.1 Beamforming . . . . .	24
2.3 Small Cells . . . . .	25
2.3.1 La cella classica . . . . .	25
2.3.2 Abbandono del concetto classico di "cella" . . . . .	26
2.3.3 C-RAN: Cloud-Radio Access Network . . . . .	27
2.3.4 Stazioni radiobase distribuite . . . . .	27
2.4 Disaccoppiamento tra Controllo e Dati . . . . .	28
2.4.1 Nuove forme di celle . . . . .	28

2.4.2	Nuovi profili di traffico . . . . .	29
<b>3</b>	<b>La proposta tecnologica di Huawei</b>	<b>31</b>
3.1	Tecnologie portanti . . . . .	31
3.2	Filtered-OFDM . . . . .	32
3.2.1	OFDM classico . . . . .	32
3.2.2	Miglioramenti rispetto all'OFDM . . . . .	33
3.2.3	Proposta F-OFDM . . . . .	33
3.2.4	Proposta F-OFDMA Asincrono . . . . .	35
3.2.5	Prestazioni . . . . .	37
3.2.6	Analisi dei risultati . . . . .	37
3.3	SCMA, Sparse Code Multiple Access . . . . .	42
3.3.1	CDMA/LDS . . . . .	42
3.3.2	Descrizione e definizione del modello . . . . .	44
3.3.3	Progetto del codebook SCMA . . . . .	46
3.3.4	LDS come caso particolare di SCMA . . . . .	49
3.3.5	Risultati numerici . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Risultati Numerici</b>	<b>53</b>
4.1	Obiettivo della simulazione . . . . .	53
4.2	Schema della simulazione . . . . .	53
4.2.1	BitSource . . . . .	55
4.2.2	EncoderSCMA . . . . .	55
4.2.3	NoiseGenerator . . . . .	55
4.2.4	DecoderSCMA . . . . .	56
4.2.5	StimatoreML . . . . .	56
4.2.6	ErrorCounter . . . . .	57
4.3	Analisi dei risultati numerici . . . . .	57
4.4	Possibili sviluppi . . . . .	58
	<b>Conclusione</b>	<b>59</b>
	<b>Appendice</b>	<b>61</b>

# Introduzione

Parlare di tecnologie wireless di quinta generazione (5G) è già ad oggi un'idea piuttosto concreta per quanto ancora lontana da essere realtà: sono infatti numerosi gli investimenti di sperimentazione e ricerca in tal senso. L'obiettivo dell'elaborato è quello di dare una visione d'insieme del tema, raccogliendo informazioni dalle fonti più autorevoli nel settore e analizzando il comportamento e le intenzioni dei diversi *competitors* su scala mondiale. Fino a non troppo tempo fa esistevano servizi che erano confinati al mondo delle trasmissioni via cavo, si pensi ad esempio alla trasmissione di contenuti audio/video in alta definizione: mentre un tempo si poteva accedere a questi servizi solo via cavo, oggi è sempre più diffuso lo streaming di questo tipo di contenuti anche attraverso connessioni wireless. Il 51% del traffico dati mobile è costituito da traffico video, e si prevede che nel 2017 arrivi ad essere attorno al 67%. Questo è solo uno dei fattori che spinge la ricerca a trovare nuove tecnologie per sostenere una così imponente crescita del traffico dati. Nel 2013 la Commissione Europea annuncia l'investimento di oltre 50 milioni di euro per finanziare progetti di ricerca tra cui METIS. Si è ad oggi ben lontani dalla formalizzazione di standard da parte dell'International Telecommunication Union (ITU), ma si pensa che per il 2020, tutti gli utenti di dispositivi mobili abbiano a disposizione una data-rate minima di 1 Gb/s, con picchi tra i 5 e i 50 Gb/s. A differenza delle precedenti generazioni di tecnologie di comunicazione wireless (3G e 4G) non è solo la crescente domanda di connessione dati via internet il motivo trainante degli studi. La quinta generazione dovrà soddisfare molte più esigenze che si possono classificare in tre punti: incrementare la capacità del canale, ridurre drasticamente la latenza e ottimizzare l'aspetto energetico. Uno dei motivi primari di queste nuove esigenze è il massivo incremento di dispositivi connessi alla rete, nella proiezione non troppo futuristica dell' *Internet of Things*, scenario in cui non solo gli esseri umani ma anche gli oggetti scam-

bieranno dati attraverso Internet. L'ambizione é quella di poter costruire una tecnologia unica e in grado di rispondere a tutti i requisiti.

In particolare il primo capitolo spiega quali siano gli obiettivi della prossima generazione di tecnologie wireless, da quali esigenze tecnologiche siano spinti e quali requisiti dovranno soddisfare. Si parlerà di capacità del canale e la si definirà secondo la teoria di Shannon per poi rivisitarla nell'ottica delle nuove tecnologie. Si parlerà dei vincoli di latenza che si porranno ai prossimi schemi di comunicazione wireless, e si vedranno le outlines, di quelle che sono le proposte e le idee in questa direzione. Il secondo capitolo approfondirà i mezzi tecnologici a disposizione per soddisfare i requisiti analizzati nel primo capitolo, e quali invece quelli in fase di ricerca e sviluppo. Si farà riferimento al massive MIMO, alle onde millimetriche, alle small-cells (come rivisitazione dell'idea classica di cella), di C-RAN, di beam-forming e di disaccoppiamento tra segnali di controllo e pacchetti dati. Nel capitolo terzo si andrà a fondo sulle proposte concrete avanzate da HUAWEI, in particolare si analizzerà una tecnologia di multiplexing per lo strato fisico (F-OFDM, Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) e di uno schema per l'accesso multiplo a divisione di codice SCMA(Sparse Code Multiple Access), il quale diventa oggetto delle simulazioni sperimentali affrontate nel quarto e ultimo capitolo.

# Capitolo 1

## Obiettivi dei sistemi 5G

Le aspettative della quinta generazione di comunicazioni wireless sono ben ambiziose, ma probabilmente indispensabili. Sono già esistenti e in uso applicazioni che richiedono caratteristiche che l'attuale infrastruttura non può soddisfare. La prima fondamentale che deve essere citata, è la connettività dell'ordine del Gigabit/s su reti wireless: si auspica di arrivare all'ordine dei 10 Gb/s, e di centuplicare la velocità di trasferimento dati attraverso tecnologie mobili. L'Internet of Things sembra essere un altro dei motori trainanti della ricerca: si tratta di uno scenario in cui non solo utenti umani saranno connessi alla rete per scambiarsi dati, ma anche gli *oggetti*: questo richiederà che la connettività mobile possa supportare piattaforme di comunicazione machine-to-machine. Il tactile internet, comprende una vasta gamma di applicazioni real-time, in cui l'utente non deve accorgersi di alcuna latenza da parte del sistema che sta utilizzando; siccome l'essere umano riesce a distinguere ritardi temporali dell'ordine del millisecondo, questa sarà la latenza massima ammissibile in alcune applicazioni dei sistemi 5G. La trasmissione di dati sempre più eterogenei ha diversi risvolti, le infrastrutture saranno in grado di adattarsi al contenuto di ciò che stanno trasmettendo, dati di natura diversa impongono specifiche molto diverse in termini di occupazione di banda, velocità di trasmissione, tempo di occupazione delle risorse, latenza o altro. Queste e svariate altre applicazioni sono quelle che determineranno i seguenti requisiti tecnologici della quinta generazione di comunicazione wireless:

- *La capacità del canale* è il punto cruciale di ricerca, nei prossimi paragrafi verrà illustrato accuratamente di cosa si tratta, come si calcola, e

da cosa dipende. Il dato fondamentale, che riassume gran parte delle specifiche e da prendere come punto di partenza é che rispetto alla tecnologia 4G, dovrà crescere di tre ordini di grandezza.

- *La latenza*, come anticipato, dovrà essere compatibile con applicazioni real-time, dunque avrà il vincolo di dover in alcuni casi scendere al di sotto di 1 ms.
- *Il consumo energetico*, probabilmente l'aspetto più trascurato dalle infrastrutture attualmente esistenti, ma di rilevanza fondamentale nei futuri sistemi, non tanto per garantire maggiore autonomia energetica ai dispositivi mobili, quanto perché inevitabile (come verrà approfondito in seguito) per non ridurre quella attuale, nell'ottica di un aumento così forte di applicazioni.

Questi requisiti derivano dalle previsioni numeriche di utenti e flussi dati che utilizzeranno la rete mobile e si prevedono numeri crescenti di quelli che già oggi sono notevoli :

- 6 miliardi di dispositivi mobili;
- 120 milioni di app scaricate ogni giorno;
- 4 miliardi di visualizzazioni YouTube;
- 3 miliardi di profili social, di cui 1 miliardo attivi su Facebook, di cui 600 milioni attraverso rete mobile;
- 200 miliardi di foto sui server di Facebook;
- 500 milioni di account Twitter;
- 200 milioni di tweet al minuto;
- 50 miliardi di dispositivi IoT (Internet of Things).

Le tecnologie attuali non permettono di raggiungere questi requisiti, sarà dunque necessaria un'evoluzione di esse e uno sviluppo di nuove:

- La riduzione delle celle, permette di aumentare la capacità del canale, poiché restringendo il raggio, si avrà maggior numero di cluster per area. Questo avrà l'effetto collaterale di aumentare i costi, verrà dunque messo in discussione il concetto classico di cella (come sarà approfondito in seguito).
- La tecnologia Massive MIMO, basata su un elevato numero di antenne, permetterà di aumentare la velocità di trasmissione dati, l'affidabilità della connessione e migliorare il consumo energetico ridistribuendo il bilancio energetico in modo da immettere meno potenza sul canale, a vantaggio di processing di pre-codifica da parte degli utenti. Questo porterà con sé l'ulteriore beneficio di ridurre le interferenze tra utenti. Le nuove reti grazie a questa nuova tecnologia, oltre ad essere più veloci, puntano a ridurre l'energia utilizzata all'1% dell'attuale. Per quanto riguarda lo strato PHY (physical-layer) si svilupperanno nuove forme d'onda si andrà a lavorare a frequenze *nuove* nel mondo delle reti mobili.
- Nelle reti 4G la modulazione usata è l'OFDM che per quanto spettralmente efficiente, non lo è energeticamente (si tratterà in seguito il significato di questi termini). Il 5G vedrà il progetto di nuove modulazioni, tra cui una delle più promettenti sembra essere la modulazione F-OFDM (Filtered-OFDM).
- Si andrà a lavorare con differenti bande di frequenza. Al di sotto dei 6 GHz si punterà ad una riallocazione dello spettro, attraverso aggregazione di bande e radio-cognitiva<sup>1</sup>. Ci si spingerà al di sopra dei 6 GHz, nel dominio delle onde millimetriche, in particolare saranno studiate le trasmissioni a 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz e 72 GHz. Dall'attuale larghezza banda di 20 MHz, per la rete mobile, si potranno ottenere bande contigue di 2 GHz, che forniscono un fattore 100× del 1000× che dovrà moltiplicare la capacità del canale.

---

<sup>1</sup>Tecnica che permette all'utilizzatore dello spettro di allocarsi dinamicamente le bande di trasmissione dati in funzione dell'utilizzo dello spettro al momento del suo accesso al canale radio.

## 1.1 Capacità del Canale

In questa trattazione la sorgente di un sistema di comunicazione viene modellata come una variabile aleatoria, le cui realizzazioni rappresentano i dati che la sorgente cerca di trasmettere nel canale. Per definire la Capacità del Canale serve fare riferimento ad alcune nozioni della teoria di Shannon tra cui:

- Entropia di una variabile aleatoria;
- Entropia congiunta;
- Entropia condizionata;
- Informazione mutua;

### 1.1.1 Entropia di una Variabile Aleatoria

A livello qualitativo, l'entropia di una variabile aleatoria é fortemente legata alla quantità di informazioni che può fornire una sua realizzazione, é un parametro determinato unicamente dalla distribuzione probabilistica. Per fare chiarezza sull'idea di entropia si può far riferimento ad un semplice ma efficace esempio: osservare la realizzazione di una variabile aleatoria a bassa entropia fornirà una quantità di informazione minore rispetto a quella fornita dall'osservazione di una variabile aleatoria ad alta entropia; una variabile deterministica può essere considerata come una variabile aleatoria ad entropia nulla: é intuitivo che osservare un parametro deterministico non fornisce alcuna informazione.

#### Definizione

Formalizzando quanto detto finora, per una variabile aleatoria  $X$  definita in un alfabeto  $\mathcal{X}$ , con distribuzione di probabilità  $p_X(x)$ , l'espressione analitica dell'entropia é data da:

$$H(X) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} p_X(x) \cdot \log p_X(x) \quad (1.1)$$

Il logaritmo é inteso in base 2, e l'unità di misura dell'entropia é il bit di informazione. Per costruzione l'entropia non é mai negativa.

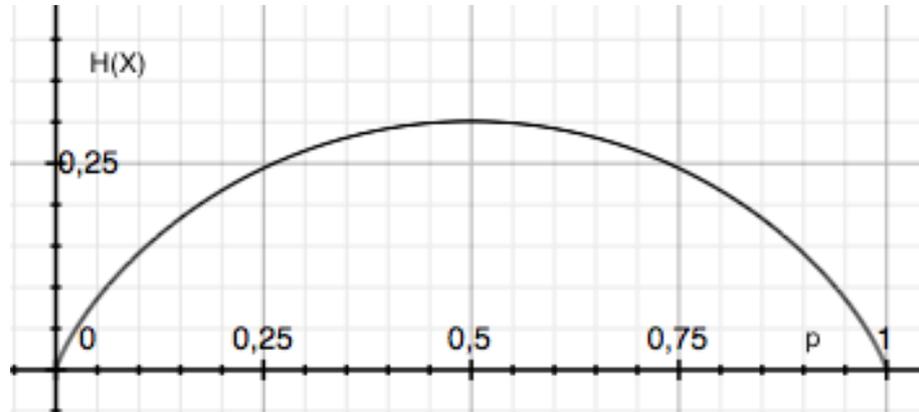


Figura 1.1: Andamento dell'entropia in funzione di  $p$

### Esempio

Per chiarire il significato dell'entropia si faccia riferimento al caso più semplice di variabile aleatoria binaria. Sia data  $A$  variabile aleatoria binaria, il cui alfabeto è dunque  $\mathcal{X} = \{0, 1\}$ , con probabilità  $p_X(0) = p$ .

È possibile calcolare dall'equazione precedente l'entropia:

$$H(X) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} p_X(x) \cdot \log p_X(x) = -p \log p - (1-p) \log(1-p) \quad (1.2)$$

Si può inoltre graficare l'andamento dell'entropia in funzione di  $p$  (Fig. 1.1). Come evidente dalla figura la massima entropia si ottiene per  $p = \frac{1}{2}$ , ovvero il valore per cui la variabile aleatoria  $X$  presenta la maggior incertezza. Al contrario il valore di entropia minimo (nullo) è quello per cui  $p = 0$  e  $p = 1$ , ovvero i valori per cui  $X$  degenera in un parametro deterministico.

### 1.1.2 Entropia congiunta

Date due variabili aleatorie  $X$  e  $Y$  definite rispettivamente negli alfabeti  $\mathcal{X}$  e  $\mathcal{Y}$ , si può definire entropia congiunta:

$$H(X, Y) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p_{XY}(x, y) \cdot \log p_{XY}(x, y) \quad (1.3)$$

Questa non é altro che l'estensione del concetto di entropia a due o più variabili, anche in questo caso essa non é mai negativa per costruzione e si può facilmente dimostrare che date  $n$  variabili aleatorie *indipendenti*, vale la seguente relazione:

$$H(X_1, X_2, \dots, X_n) = - \sum_{i=1}^n H(X_i) \quad (1.4)$$

### 1.1.3 Entropia condizionata

Date due variabili aleatorie  $X$  e  $Y$  definite rispettivamente negli alfabeti  $\mathcal{X}$  e  $\mathcal{Y}$ , si può definire entropia di  $Y$  condizionata a  $X = x$ :

$$H(Y|X = x) = - \sum_{y \in \mathcal{Y}} p_{Y|X}(y|x) \cdot \log p_{Y|X}(y|x) \quad (1.5)$$

L'entropia condizionata é la media pesata della precedente quantità per ogni  $x$ .

$$H(Y|X) = - \sum_{y \in \mathcal{Y}} \sum_{x \in \mathcal{X}} p_X(x) p_{Y|X}(y|x) \cdot \log p_{Y|X}(y|x) \quad (1.6)$$

Che si può scrivere più sinteticamente:

$$H(Y|X) = -E[\log p_{Y|X}(y|x)] \quad (1.7)$$

Si può in modo piuttosto semplice dimostrare il seguente legame tra entropia, entropia congiunta ed entropia condizionata di due variabili aleatorie  $X$  e  $Y$ :

$$H(X, Y) = H(X|Y) + H(Y) \quad (1.8)$$

### 1.1.4 Informazione mutua

L'informazione mutua, é una quantità simmetrica che rappresenta la quantità di informazione che una variabile aleatoria fornisce rispetto ad un'altra. In questo senso, l'informazione mutua si avvicina al concetto di correlazione tra variabili aleatorie: se due variabili aleatorie sono indipendenti tra di loro, la loro informazione mutua é nulla. Di seguito qualche relazione utile a definire in modo rigoroso l'informazione mutua.

$$H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(Y|X) = I(X; Y) = I(Y; X), \quad (1.9)$$

$$I(X; Y) = H(Y) - H(Y|X), \quad (1.10)$$

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y), \quad (1.11)$$

$$I(X; Y) = H(X) + H(Y) - H(X, Y). \quad (1.12)$$

### 1.1.5 Capacità di Canale

Dalle definizioni precedentemente enunciate, si può esplicitare rigorosamente la *Capacità di Canale*. In questa trattazione nel *canale* si include anche il blocco *modulatore* e *demodulatore* e si considera la presenza di *rumore additivo gaussiano bianco*. Consideriamo  $X$  (variabile aleatoria) e  $Y$  (variabile aleatoria) rispettivamente l'ingresso e l'uscita del canale. Dalle definizioni date precedentemente, la quantità  $I(X; Y)$  (informazione mutua) quantifica l'informazione che  $Y$  fornisce rispetto ad  $X$ . Si può analizzare questa quantità per capire se ammette *massimo* e da quali parametri dipende. Si può sviluppare  $I(X; Y)$  (si omette d'ora in poi l'intervallo della sommatoria):

$$I(X; Y) = H(X) + H(Y) - H(X, Y) \quad (1.13)$$

$$= \sum \sum p_{XY}(x, y) \log \frac{p_{XY}(x, y)}{p_X(x)p_Y(y)} \quad (1.14)$$

Ricordando la seguente proprietà derivante dal teorema di Bayes:  $p_{XY}(x, y) = p_{Y|X}(y|x)p_X(x)$

$$= \sum \sum p_{Y|X}(y|x)p_X(x) \log \frac{p_{Y|X}(y|x)}{p_Y(y)} \quad (1.15)$$

dove

$$p_Y(y) = \sum_x p_{XY}(x, y) = \sum_x p_{Y|X}(y|x)p_X(x) \quad (1.16)$$

Si vede chiaramente che la  $I(X; Y)$  dipende sia dal canale attraverso  $p_{Y|X}(y|x)$  che dalla distribuzione dei simboli di sorgente  $p_X(x)$ . Si può inoltre dimostrare che l'informazione mutua  $I(X; Y)$  ammette un massimo rispetto a  $p_X(x)$ , possiamo per cui definire così la Capacità del Canale: La massima informazione che  $Y$  fornisce rispetto ad  $X$ . In modo formale:

$$C = \max_{P_X(x)} I(X; Y) \quad (1.17)$$

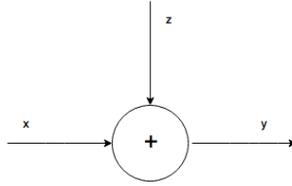


Figura 1.2: Canale AWGN

## 1.2 Teoria dell'Informazione di Shannon

Nella seguente trattazione si andrà a toccare solo qualche punto della vastissima teoria dell'informazione di Shannon. Si farà riferimento a uno dei punti centrali della teoria, il *Limite di Hartley-Shannon alla Capacità del Canale*, il quale pone il limite teorico alla capacità del canale, oltre il quale é impossibile spingersi. La teoria verrà applicata al caso di canale Gaussiano, e si vedrà che tra gli elementi determinanti tale limite vi saranno: la banda del canale di trasmissione, il rapporto segnale-rumore (*SNR*) e, in modo implicito, la *modulazione* dei simboli in ingresso. Verrà utilizzato il concetto di *code-rate* e introdotta l'*efficienza spettrale* per applicare tale limite, facendo riferimento al *Teorema della Capacità di Shannon*, che pone l'espressione della capacità del canale AWGN nella seguente forma:

$$C = B \log \left( 1 + \frac{S}{N} \right)$$

(1.18)

### 1.2.1 Canale Gaussiano

Per trattare il caso di canale reale, lo si deve modellare come canale Gaussiano (AWGN), come rappresentato (Fig. 1.2) tra ingresso e uscita si modella un sommatore di rumore bianco con distribuzione gaussiana. Questa ipotesi costringe la trattazione ad uscire dal dominio delle variabili aleatorie discrete, per trattare quelle reali. Diventa necessario dunque riadattare il concetto di informazione mutua al caso di variabili aleatorie continue.

### Informazione Mutua nel Dominio Continuo

In questo caso é necessario, come detto precedentemente, utilizzare  $X$  e  $Y$  variabili aleatorie continue e non più discrete. Si richiama l'espressione dell'informazione nel caso semplice di variabili aleatorie discrete:

$$I(X; Y) = \sum \sum p_{XY}(x, y) \log \frac{p_{XY}(x, y)}{p_X(x)p_Y(y)} \quad (1.19)$$

In questo caso non ha più senso parlare di  $p_X(x)$ ,  $p_Y(y)$  e  $p_{XY}(x, y)$  perché trattandosi di variabili aleatorie reali hanno probabilità nulla in ogni punto, si deve dunque introdurre la *funzione densità di probabilità* (probability density function, o *pdf*), rispettivamente  $f_X(x)$ ,  $f_Y(y)$  e  $f_{XY}(x, y)$  definite come segue: la probabilità che la variabile aleatoria  $X$  appartenga all'*i-esimo* intervallo del dominio di appartenenza  $p_i$  é data da:

$$p_i = Pr(i\Delta_x < X \leq (i+1)\Delta_x) \approx f_X(x_i)\Delta_x \quad (1.20)$$

Allo stesso modo possiamo definire  $p_j$ , la probabilità che la variabile aleatoria  $Y$  appartenga al *j-esimo* intervallo del dominio di appartenenza:

$$p_j = Pr(j\Delta_y < Y \leq (j+1)\Delta_y) \approx f_Y(y_j)\Delta_y \quad (1.21)$$

Per la trattazione in oggetto si può manipolare l'espressione dell'informazione mutua e riscriverla in questi termini:

$$I(X; Y) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(i, j)\Delta_x\Delta_y \log \frac{p(i, j)}{p(i)p(j)} \quad (1.22)$$

E quindi ponendo  $\Delta_x \rightarrow 0$  e  $\Delta_y \rightarrow 0$ :

$$I(X; Y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f_{XY}(x, y) \log \frac{f_{XY}(x, y)}{f_X(x)f_Y(y)} dx dy \quad (1.23)$$

In questa trattazione non si é partiti dal definire l'entropia, perché applicando la definizione classica si otterrebbe un'entropia infinita nel momento in cui si pone il limite precedente, questo ha un riscontro reale, in quanto una variabile aleatoria reale che si realizza fornisce in effetti informazione infinita, in quanto porta con se' le infinite cifre decimali. É evidente che

l'entropia così definita diventa impossibile da manipolare matematicamente, si introduce quindi l'*entropia differenziale* a partire dall'informazione muta:

$$I(X; Y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f_{XY}(x, y) \log \frac{f_{XY}(x, y)}{f_X(x)f_Y(y)} dx dy \quad (1.24)$$

$$= - \int_{-\infty}^{+\infty} f_X(x) \log f_X(x) dx + \int_{-\infty}^{+\infty} f_{X|Y}(x|y) \log f_{X|Y}(x, y) dx \quad (1.25)$$

$$= h(X) - h(X|Y) \quad (1.26)$$

a quantità  $h(x)$  è detta entropia differenziale e si può, in modo analogo all'entropia, definire entropia differenziale congiunta e condizionata.

### Capacità del Canale AWGN

Per il calcolo della Capacità del canale AWGN  $C$  è necessario imporre il vincolo sulla potenza del segnale in ingresso e quindi sulla varianza della variabile aleatoria  $X$

$$P = E[X^2] \quad (1.27)$$

Come nel caso di variabile aleatoria discreta, la Capacità  $C$ , si definisce come il massimo dell'informazione mutua:

$$C = \max_{f_X(x)} I(X; Y) \quad (1.28)$$

Il risultato di questa trattazione (di cui si omette la dimostrazione) è il seguente:

$$C = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \quad (1.29)$$

### Segnali a Banda Limitata

È noto che ogni segnali finito nel tempo, è definito su un dominio di frequenze infinito, è tuttavia altrettanto noto che si può definire un'intervallo  $B$  (Banda) di frequenze al di fuori del quale si trova solo una parte di energia trascurabile. Senza entrare nei dettagli l'espressione della capacità del canale introducendo la Banda diventa la seguente:

$$C = B \log \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (1.30)$$

La cui unità di misura è il *bit*.

### Code-Rate e Efficienza Spettrale

Senza entrare nel dettaglio della *Teoria dei Codici*, è utile ereditare la definizione di code-rate da essa. La teoria dei codici si fonda sulla possibilità che il numero di bit di informazione non siano necessariamente i bit effettivamente trasmessi nel canale: si introduce un blocco codificatore a monte del canale che presi in ingresso i bit di informazione li mappa in dei *codici* introducendo *ridondanza* (utile per algoritmi di rilevamento e correzione degli errori). La code-rate  $R$  si definisce come il rapporto tra i bit di informazione e quelli fisicamente immessi nel canale. Si introducono inoltre  $\eta$  efficienza spettrale [bit/s/Hz],  $E_b$ , energia per bit e  $T_b$  il tempo di bit. Data  $P_s$ , potenza del segnale, si hanno le seguenti relazioni:

$$E_b = P_s T_b = \frac{P_s}{R} \quad (1.31)$$

$$\eta = \frac{R}{B} \quad (1.32)$$

Per proseguire la trattazione ed arrivare a ricavare il limite di Hartley-Shannon, è necessario fare riferimento al teorema della capacità del canale di Shannon.

#### 1.2.2 Teorema della Capacità di Shannon

**Teorema 1.** *Per un canale discreto senza memoria per ogni code-rate  $R < C$ , esiste una sequenza di codici  $(2^{nR}, n)$  con probabilità massima di errore  $p_e \rightarrow 0$ . Qualsiasi sequenza di codici con  $p_e \rightarrow 0$  deve avere  $R < C$*

Questo teorema tratta i canali discreti, ma si può estendere anche al caso di canale AWGN, trattandolo come equivalente a infiniti canali discreti, è possibile dunque utilizzare i risultati del teorema nel caso di interesse.

#### Il limite teorico di Hartley-Shannon

Dal teorema sulla capacità consegue che per ottenere probabilità di errore  $p_e \rightarrow 0$ , è necessario imporre  $R < C$ , applicando la definizione di efficienza spettrale, la si può riscrivere sotto la seguente forma:

$$\eta < \frac{C}{B} \quad (1.33)$$

Utilizzando a questo punto l'espressione della capacità del Canale nel caso AWGN, si può trovare il limite teorica dell'efficienza spettrale  $\eta$ ,

$$C = B \log \left( 1 + \frac{P_s}{N_0 B} \right), \quad (1.34)$$

$$\eta < \log \left( 1 + \frac{P_s}{N_0 B} \right) \quad (1.35)$$

Rimaneggiando le relazioni che legano  $\eta$ ,  $P_s$ ,  $E_b$  e  $B$  si può facilmente ottenere

$$\eta E_b = \frac{P_s}{B} \quad (1.36)$$

Sostituendo nella precedente disuguaglianza si giunge alla formulazione finale del limite di Hartley-Shannon:

$$\eta < \log \left( 1 + \frac{E_b}{N_0} \eta \right) \quad (1.37)$$

Come visto, si parte dal limite sulla capacità del canale per giungere a porre un limite teorico sull'efficienza spettrale  $\eta$

La figura 1.3 rappresenta la Curva di Hartley Shannon: il limite teorico all'efficienza spettrale fissato il rapporto segnale rumore. La curva evidenzia tra l'altro che é impossibile trasmettere informazioni se il rapporto segnale rumore é inferiore a circa  $-1.59dB$ .

### 1.3 Rielaborazione della teoria di Shannon

Poiché la disponibilità di banda é limitata e le tecnologie richiedevano capacità di canale sempre crescente, fino ad oggi il parametro chiave da massimizzare in fase di progetto é sempre stata l'*efficienza spettrale*. Questo é dovuto alle considerazioni trattate nel parametro precedente, ed é una delle principali conseguenze della definizione del limite di Hartley Shannon. I sistemi wireless sono passati dai pochi kilobits al secondo delle tecnologie 2G ai gigabits al secondo di quelle 4G. Questo tipo di progettazione ha necessariamente trascurato il consumo in potenza dei sistemi. Nell'ottica dei sistemi di quinta generazione, vista l'esponenziale crescita di traffico dati, sarà necessario che essi siano progettati tenendo in considerazione non solo l'efficienza spettrale, ma anche l'*efficienza energetica* ( $\epsilon$ ), affinché possano

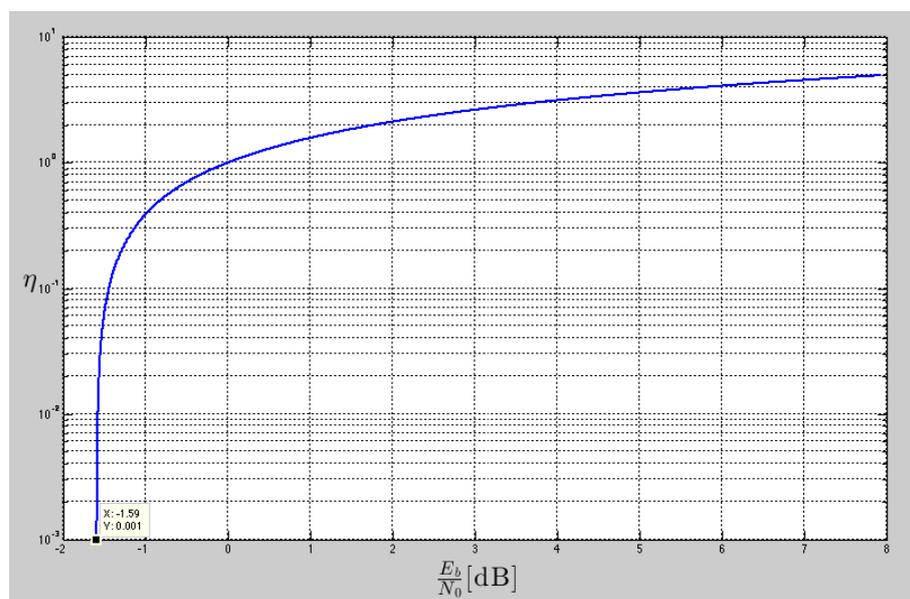


Figura 1.3: Limite di Hartley-Shannon sull'Efficienza Spettrale vs Rapporto Segnale Rumore [dB]

essere sostenibili e soddisfare le specifiche. Per questo motivo uno dei punti critici di ricerca sarà l'ottimizzazione congiunta di efficienza spettrale ed energetica. Analizzando i sistemi attualmente esistenti e quelli passati, esistono molte strade attraverso le quali è possibile ottimizzarli dal punto di vista energetico, ad esempio aumentare l'efficienza degli amplificatori di potenza, rendendone il consumo adattato dinamicamente al traffico, al livello di rumore, di interferenze di spazio e tempo. Per perseguire questo obiettivo, si deve riadattare la teoria di Shannon, introducendo anche questo nuovo parametro. Nella teoria classica, come illustrato precedentemente, la capacità del canale dipende dalla larghezza di banda del sistema, dalla potenza trasmessa e dalla densità spettrale di rumore. Il consumo totale in potenza è dato da:

$$P_{tot} = \frac{P_t}{\rho} + P_c \quad (1.38)$$

dove  $P_t$  è la potenza trasmessa,  $\rho$  è l'efficienza dell'amplificatore di potenza, e  $P_c$  è la potenza assorbita dalla circuiteria restante. Dalla definizione [2] di efficienza energetica  $\epsilon$ , essa è data dalla capacità del canale, normalizzata al consumo in potenza ( $P_{tot}$ ):

$$\epsilon = \frac{C}{P_{tot}}, \quad (1.39)$$

Richiamando la 1.34 si può mettere in questa forma che esplicita la dipendenza da  $B$  e  $N_0$

$$\epsilon = \frac{C}{BN_0(2^{\frac{C}{B}} - 1)}, \quad (1.40)$$

Richiamando la 1.32 e la 1.33, l'efficienza spettrale è data in sostanza dalla capacità del canale, normalizzata per la larghezza di banda. È possibile vedere nella Figura 1.4 tratta da [3]  $\eta$  e  $\epsilon$  parametrizzate da  $P_c$ : si vede per  $P_c = 0$  un andamento monotono decrescente di  $\epsilon$  nei confronti di  $\eta$ , in accordo con quanto previsto dalla teoria classica di Shannon. Per valori non nulli di  $P_c$  si nota che  $\epsilon$  diventa una funzione concava di  $\eta$ , dunque fissato  $\epsilon$ , esistono due valori di  $\eta$ . Attraverso semplici considerazioni analitiche si evince che prendendo in considerazione il luogo dei punti formato dai massimi di queste curve parametriche, vi è una relazione lineare tra  $\log_2 \epsilon$  e  $\eta$ , ciò implica che al decrescere di  $P_c$  si può ottenere un guadagno esponenziale di  $\epsilon$  a discapito di una perdita lineare di  $\eta$ . Analizzando le presenti tecnologie si ricava che nonostante la tecnologia LTE abbia migliorato sia l'efficienza

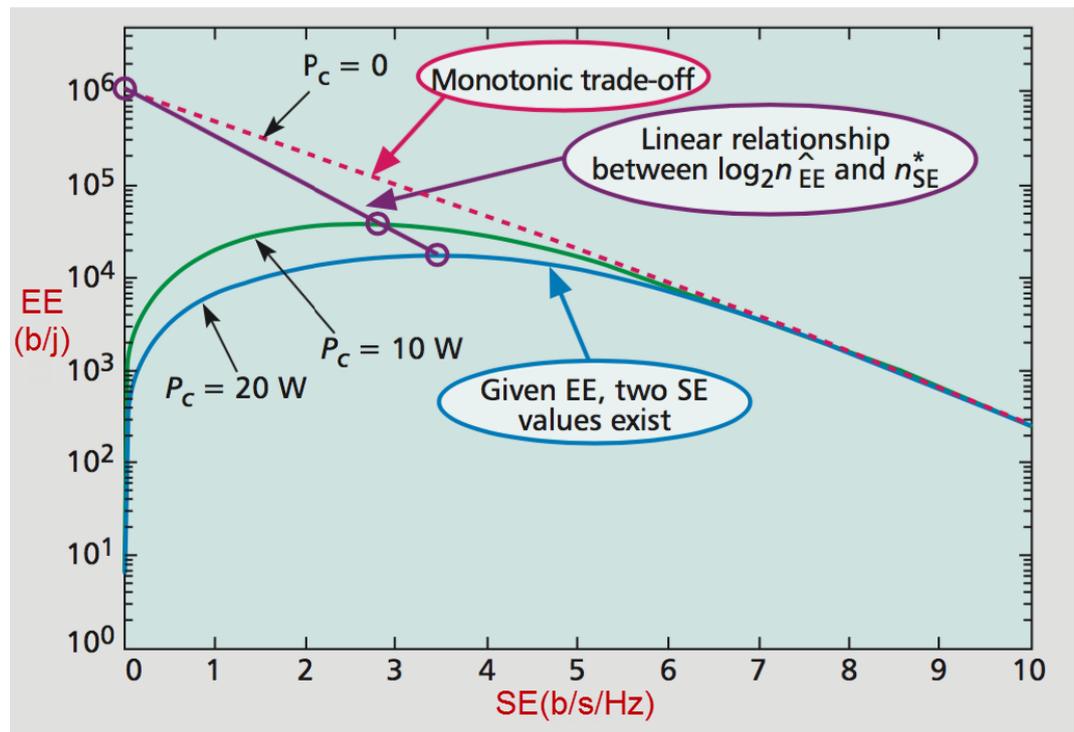


Figura 1.4: EE(Energy Efficiency,  $\epsilon$ ) vs SE(Spectral Efficiency,  $\eta$ ) parametrizzate da  $P_c$  [3]

energetica che quella spettrale rispetto alla GSM, entrambe lavorano nelle zone di bassa efficienza spettrale, ciò significa che vi é spazio per aumentare esponenzialmente quella energetica. Idealmente, le tecnologie future dovranno soddisfare i seguenti criteri:

- L'efficienza energetica sarà ottimizzata per ogni punto di lavoro dell'efficienza spettrale.
- La zona in cui  $\epsilon$  é crescente con  $\eta$  dovrà essere espansa, mentre sarà ridotta quella in cui la pendenza si inverte.
- Sarà ridotta la pendenza della zona a  $\epsilon$  decrescente.

# Capitolo 2

## Tecnologie di quinta generazione

In questo capitolo, verranno trattate quelle che sono le principali proposte tecnologiche per i sistemi wireless di quinta generazione. Si vedranno vantaggi e vincoli di queste tecnologie e si farà riferimento alle differenze sostanziali che verranno introdotte rispetto all'attuale generazione. Si introdurrà l'idea di massive MIMO (Multiple Input Multiple Output), schema che prevede l'uso di array di antenne composti da un elevato numero di elementi, al fine di incrementare la capacità del canale. Si tratteranno le caratteristiche propagative delle onde millimetriche e si vedrà come esse potranno essere usate per la comunicazione cellulare, contrariamente a quanto fatto fino ad oggi. Successivamente, verrà trattata la messa in discussione dell'idea classica di cella: nelle nuove tecnologie le celle avranno dimensioni ridotte e saranno in grado di adattarsi dinamicamente alla quantità di traffico, si introdurranno così le small cells. L'ultimo punto che si andrà a toccare in questo capitolo sarà la divisione tra segnali di controllo e segnali dati, si spiegherà quali siano i vantaggi di questa partizione e in base a quali parametri progettuali si possa scegliere di attuare.

### 2.1 Massive MIMO

I sistemi MIMO (Multiple Input Multiple Output) sono costituiti da antenne multiple sia in trasmissione che in ricezione. Queste tecniche sono fondamentali per venire incontro alla forte necessità di incrementare la ca-

pacità del canale e alle altre specifiche dei sistemi 5G. Il multiplexing MIMO era stato introdotto anche nelle due precedenti generazioni di comunicazione wireless, ma non ne sono mai state sviluppate a pieno le potenzialità. Nei sistemi massive MIMO o LSAS (Large Scale Antenna System), trasmettitori e ricevitori sono dotati di un altissimo numero di antenne (tipicamente decine o centinaia). Aggiungere antenne consente di ospitare nel canale una maggior quantità di dati, con notevoli vantaggi prestazionali in termini di affidabilità, efficienza spettrale, efficienza energetica, copertura, ottimizzazione del power budget, controllo dell'interferenza inter-simbolo e intra-cellulare, si noti inoltre che questa tecnica consente attraverso semplici codifiche lineari e metodi di error detection di eliminare, o attenuare fortemente gli effetti del rumore termico e del fading rapido.

Usando opportunamente il multi-user MIMO (MU-MIMO), nei sistemi massive MIMO si può semplificare molto lo strato MAC (Medium Access Control), evitando i complicati algoritmi di scheduling. Attraverso il MU-MIMO la Stazione Radio Base, può inviare segnali separati a utenti diversi utilizzando la medesima risorsa spazio-temporale, attuando il multiplexing e demultiplexing spaziale attraverso algoritmi molto semplici e quasi-ottimi.

### 2.1.1 Elementi innovativi

La tecnologia massive-MIMO a livello di nodo, è fortemente scalabile. Questo aspetto è in netta contrapposizione con le tecnologie 4G, le quali per tanti punti di vista non lo sono, per limiti tecnologici e di ingombro spaziale da parte delle antenne. In contrasto a ciò, non c'è praticamente limite al numero di antenne che si possono installare in una stazione radio base, in ottica massive-MIMO, a patto che sia abilitata la stima del canale attraverso duplex a divisione di tempo e trame pilota. Saranno possibili nuove forme di architetture e implementazioni, mentre da un lato le vecchie stazioni radio base potranno vedere sostituzione diretta con array di antenne risonanti a basso guadagno, d'altra parte, essi potranno essere inseriti e compresi nella progettazione urbanistica, o in ambienti rurali. Per quanto buone siano le promesse di questa tecnologia, sono altrettanto importanti le problematiche che deve affrontare. La stima del canale, probabilmente è il punto più critico ma fondamentale per la realizzazione ed il buon funzionamento del massive-MIMO. La mobilità degli utenti impone brevi intervalli di coerenza, che devono bastare per acquisire conoscenze sul canale, ed utilizzarlo prima

che esso vari. Vi é anche un numero limitato di trame pilota ortogonali per la stima del canale, ciò implica che debbano essere riutilizzate, determinando quindi contaminazione e interferenza: su questo argomento la ricerca é tuttora aperta.

### 2.1.2 Analisi di Uplink nel caso massive MIMO

Verrà analizzato un sistema massive MIMO per capire da dove derivino i vantaggi di queste tecniche introdotti precedentemente. Lo scenario vede  $U$  utenti a singola antenna e una stazione base dotata di  $N_{BS}$  antenne. Si pone per semplicità la risposta impulsiva tra l' $u$ -esimo utente e l' $n$ -esima antenna della stazione radio base, tempo-invariante e la si denota con  $h_{u,n}(t)$ . Si assume che la risposta impulsiva sia perfettamente nota alla stazione radio base. Ogni utente trasmette un segnale in questa forma (equivalente passa basso):

$$x_u(t) = \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_l d_{u,l} p(t - lT_s) \quad (2.1)$$

Dove la notazione é la seguente:

- $P$ , la potenza totale trasmessa
- $T_s$ , la durata di simbolo
- $d_{u,l}$ , il simbolo trasmesso dall' $u$ -esimo utente all' $l$ -esimo tempo di simbolo.
- $p(t)$ , l'impulso di shaping.

Il segnale ricevuto all' $n$ -esima antenna, considerando il contributo di tutti gli  $U$  utenti, é dato da:

$$y_n(t) = \sum_{u=1}^U \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_l d_{u,l} z_{u,n}(t - lT_s) + n(t) \quad (2.2)$$

dove  $z_{u,n}(t)$  é dato dalla convoluzione tra  $p(t)$  e  $h_{u,n}(t)$ :

$$z_{u,n}(t) = p(t) * h_{u,n}(t) \quad (2.3)$$

Si consideri per semplicità la detection di un singolo utente; il simbolo ricevuto considerando il contributo di tutte le  $N_{BS}$  antenne, dall' $u$ -esimo utente, all' $l$ -esimo tempo di simbolo si può scrivere nella seguente forma:

$$y_{u,l} = \sum_{n=1}^{N_{BS}} y_n(t) * z_{u,n}^*(-t) \quad (2.4)$$

con  $t = lT_s$ . Il modello del ricevitore é

$$y_{u,l} = \gamma_u d_{u,l} + \eta_{u,l} \quad (2.5)$$

dove  $\gamma_u$  misura la forza del segnale dell' $u$ -esimo utente, e  $\eta_{u,l}$  incorpora il rumore, l'interferenza intersimbolo, e l'interferenza tra utenti.

Sotto le seguenti ipotesi:

- Presenza di scattering,
- Indipendenza tra le risposte impulsive a cui sono sottoposti gli utenti,
- Valor medio delle risposte impulsive nullo,
- Conoscenza in ricezione di tutte le risposte impulsive,
- Applicazione di filtro adattato in ricezione

si può affermare che l'impatto dell'interferenza tra utenti, tende a svanire al crescere di  $N_{BS}$ . Per spiegare quanto affermato si esplicita la 2.2 nella 2.4:

$$y_{\tilde{u},l} = \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_{n=1}^{N_{BS}} \sum_{u=1}^U \sum_l d_{u,l} z_{u,n}(t-lT_s) * z_{\tilde{u},n}^*(-t) + \sum_{n=1}^{N_{BS}} n(t) * z_{u,n}^*(-t) \quad (2.6)$$

da cui si può ricavare  $\gamma_{\tilde{u}}$  e  $\eta_{u,l}$

$$\gamma_{\tilde{u}} = \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_{n=1}^{N_{BS}} \sum_l z_{\tilde{u},n}(t-lT_s) * z_{\tilde{u},n}^*(-t) \quad (2.7)$$

$$\eta_{u,l} = \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_{n=1}^{N_{BS}} \sum_{u \neq \tilde{u}}^U \sum_l d_{u,l} z_{u,n}(t-lT_s) * z_{\tilde{u},n}^*(-t) + \sum_{n=1}^{N_{BS}} n(t) * z_{u,n}^*(-t) \quad (2.8)$$

per  $u \neq \tilde{u}$ . Si evidenzia in particolare che per la legge dei grandi numeri:

$$\lim_{N_{BS} \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{PT_s}{N_{BS}}} \sum_{n=1}^{N_{BS}} z_{u,n}(t) * z_{\tilde{u},n}^*(-t) = \sqrt{PT_s N_{BS}} \cdot \mathbb{E}[z_{u,n} * z_{\tilde{u},n}^*] \quad (2.9)$$

Sfruttando l'ipotesi di indipendenza e di valor medio nullo delle risposte impulsive, si può scrivere:

$$\mathbb{E}[z_{u,n} * z_{\tilde{u},n}^*] = \mathbb{E}[z_{u,n}] * \mathbb{E}[z_{\tilde{u},n}^*] \quad (2.10)$$

e quindi:

$$\mathbb{E}[z_{u,n}] * \mathbb{E}[z_{\tilde{u},n}^*] = 0 \quad (2.11)$$

per  $u \neq \tilde{u}$ .

Si vede dunque che il termine relativo all'interferenza tra utenti, tende a svanire al crescere del numero di antenne.

In condizioni di propagazione favorevoli, il multipath può essere compensato da un semplice equalizzatore e si può attuare un multiplexing spaziale per un vasto numero di utenti, aumentando così l'efficienza spettrale.

Le tecniche massive MIMO sono subordinate alle dimensioni delle antenne, le quali diventano molto più gestibili al crescere della frequenza. Per questo di pari passo al massive MIMO, nei sistemi 5G, si utilizzeranno tecnologie a onde millimetriche.

## 2.2 Onde Millimetriche

Tra le tecnologie proposte, per raggiungere gli obiettivi posti dalle specifiche del 5G, hanno destato particolare interesse gli studi riguardanti l'uso di bande spettrali con lunghezza d'onda dell'ordine del millimetro (onde millimetriche, mmWave). Storicamente, questa porzione di spettro, a causa dei costi e di vincoli tecnologici sono state usate solo per comunicazioni indoor ad alto data-rate (es. streaming multimediale ad alta definizione) o per collegamenti punto-punto di backhaul. È nuovo dunque l'utilizzo per tecnologie di accesso alla rete cellulare. I due principali problemi da affrontare, prima che queste tecnologie possano prendere piede sono:

- Possibilità di copertura su vaste zone geografiche

- Buona tolleranza alla comunicazione priva di linea di vista (NLoS, Non Line of Sight), dove il raggio diretto tra trasmettitore e ricevitore é interrotto da ostacoli.

In questo paragrafo saranno riportati i risultati di alcune simulazioni che dimostrano come questi due ostacoli tecnologici possano essere affrontati. Si farà riferimento alla equazione di Friis, per chiarire un luogo comune riguardante la perdita nelle comunicazioni wireless ad onda millimetrica.

### Propagazione delle onde millimetriche

Esistono alcuni reali problemi con le comunicazioni ad onde millimetriche, che riguardano le alte penetrazioni e l'interazione con i fenomeni atmosferici o gli elementi urbanistici o rurali. Questi effetti sono tuttavia dipendenti da una moltitudine di parametri tra cui, i materiali di costruzione degli edifici, lo spessore del fogliame, l'intensità delle piogge. Per quanto riguarda il luogo comune a cui si accennava precedentemente, spesso si crede erroneamente che le onde elettromagnetiche a frequenze molto alte siano maggiormente soggette a perdite nello spazio libero, divenendo così meno adeguate alla comunicazione a lungo raggio. A questo proposito si riporta l'equazione di Friis per l'attenuazione in campo libero:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.12)$$

che indicando le quantità in  $[dBm]$ , diventa:

$$P_r = P_t + G_t + G_r + 20 \log \left( \frac{c}{4\pi R f} \right) \quad (2.13)$$

dove la notazione é la seguente

- $P_r$ , la potenza totale ricevuta;
- $P_t$ , la potenza totale trasmessa;
- $G_r$ , il guadagno dell'antenna ricevente;
- $G_t$ , il guadagno dell'antenna trasmittente;
- $R$ , la distanza in metri;

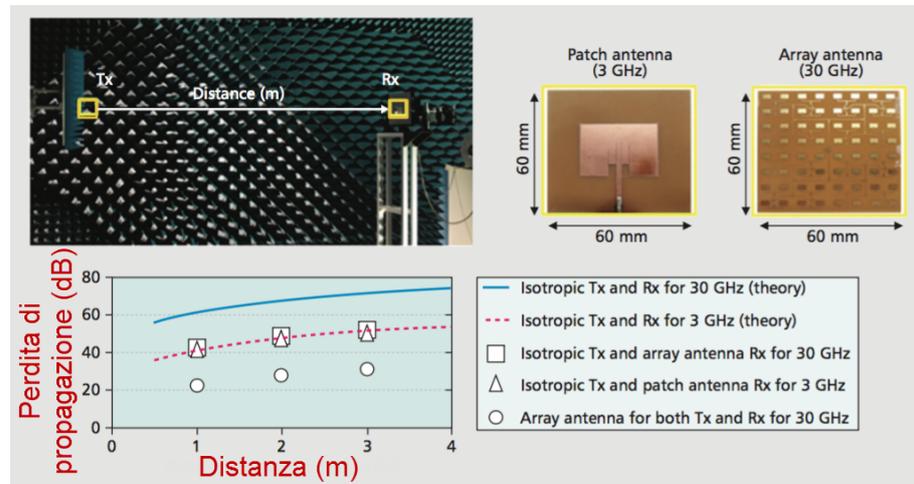


Figura 2.1: Risultati sperimentali del confronto tra antenna patch a 3 GHz e array di antenne a 30 GHz [6]

- $c$ , la velocità della luce;
- $f$ , la frequenza portante.

A guadagno unitario, si vede che la potenza ricevuta é inversamente proporzionale al quadrato della frequenza. In realtà  $G_t$  e  $G_r$  sono unitari solo nel caso di antenne isotropiche, cosa che nella pratica non avviene mai. Si vede, attraverso sperimentazioni in laboratori (dotati di camere anecoiche) che utilizzando beam stretti e molto direttivi, si riesce a trasmettere e ricevere molta energia anche a frequenze molto alte. La figura 2.1 rappresenta i risultati di misure in stanza anecoica, della perdita in spazio libero che si rileva utilizzando antenne a 3 GHz e array di antenne a 30 GHz, come si vede, il caso di antenna isotropica e di apertura identica, causa perdita di tratta identica. Inoltre il caso di array di antenna a 30 GHz sia in trasmissione che in ricezione é quello migliore, in quanto la perdita é 20 dB in meno rispetto al caso di lavoro a 3 GHz. Oltre a questi, sono stati fatti altri test in spazi in ambienti reali, utilizzando la tecnica del *beamforming* nei guadagni delle antenne ed i risultati emersi sono estremamente promettenti:

- per distanze fino a 200-300 m l'esponente  $\alpha$  del path-loss<sup>1</sup> é compreso tra 3.2 e 4.58, nel caso NLoS(Non Line of Sight)
- per le medesime distanze ma sotto l'ipotesi di LoS(Line of Sight)  $\alpha$  é compreso tra 1.68 e 2.3
- le misure risultano molto competitive rispetto a quelle degli attuali sistemi cellulari

Sembra dunque evidente che la tecnologia a onde millimetriche sia una candidata più che valida per la quinta generazione. Si é accennato al beamforming: l'uso di array di antenne per produrre guadagni non unitari, a beam stretti e fortemente direttivi. Si darà in seguito qualche dettaglio in più su questa tecnica.

### 2.2.1 Beamforming

Come anticipato in precedenza, le onde millimetriche portano degli oggettivi svantaggi dal punto di vista della propagazione elettromagnetica fisica. Questi problemi possono essere però superati usando tecniche di beamforming, per rendere i guadagni delle antenne estremamente direttivi e stretti. In aiuto a questa operazione vi é la ridotta dimensione della lunghezza d'onda, che porta con sé la possibilità di disporre in modo efficiente una vasta quantità di antenne in una superficie ridotta (si ricorda che la dimensione dell'antenna é fortemente legata alla lunghezza d'onda della frequenza di lavoro). A seconda dello scenario, può essere necessario implementare questa tecnica nel dominio analogico o in quello digitale.

#### Il beamforming digitale

Si realizza attraverso una precodifica digitale, che prevede di moltiplicare il segnale modulante per opportuni coefficienti complessi. Lo schema di funzionamento é abbastanza complesso, in quanto deve prevedere per ogni modulo RF almeno i seguenti blocchi:

- Blocco FFT in grado di svolgere la Fast Fourier Transform;

<sup>1</sup>si tratta dell'esponente che si usa nell'espressione del Path-Loss che corregge la formula di Friis quando cade l'ipotesi di campo libero: scritta in  $[dBm]$   $P_r = P_t + G_t + G_r + 10\alpha \log\left(\frac{c}{4\pi Rf}\right)$  mentre in forma lineare  $\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^\alpha$

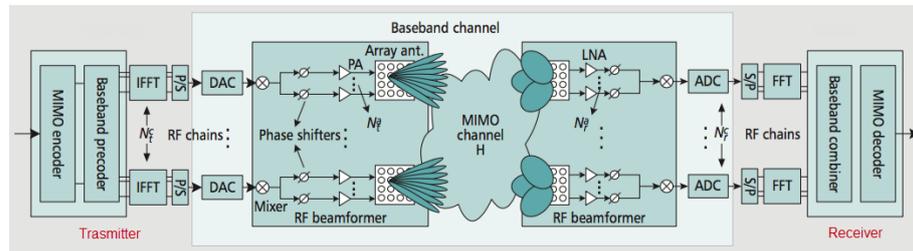


Figura 2.2: Schema di trasmissione basato su beamforming ibrido [6]

- Blocco IFFT in grado di svolgere la Fast Fourier Transform Inversa;
- Convertitore DA;
- Convertitore AD.

Tuttavia il beamforming digitale, é senza dubbio il più versatile, e quello che mostra le prestazioni migliori.

### Il beamforming analogico

É senza dubbio meno versatile di quello digitale, anche se estremamente meno complesso. Prevede la necessità di controllare i moduli RF con circuiteria dedicata, quali phase shifter e/o amplificatori a guadagno variabile (VGA). Questa strada é più semplice e più efficace per generare beamforming ad alto guadagno, ma molto meno flessibile e comoda della soluzione digitale.

Per cercare di giungere ad un compromesso tra semplicità e prestazioni, Samsung Electronics e DMC RD Center, hanno sviluppato un modello ibrido, con cui ha già iniziato una fase di test e sperimentazioni.

### Il beamforming ibrido

In figura 2.2 é mostrato uno schema di modulazione ibrido proposto per lo sviluppo di un prototipo ed il test delle performance. Esso si pone l'obiettivo di ereditare dallo schema analogico, la produzione efficace di beam stretti e direttivi, e dallo schema digitale la flessibilità necessaria per tener in piedi tecniche avanzate come il multi-beam MIMO. Il prototipo usa una banda

di 500 MHz a 28 GHz, ed ha ottenuto ottimi risultati, tra cui throughput medio di 8 Gb/s utilizzando 16 antenne dotate di 4 moduli RF alla stazione radiobase e 8 antenne con un singolo modulo RF alla stazione mobile.

## 2.3 Small Cells

### 2.3.1 La cella classica

Fino ad oggi, le tecnologie di connettività mobile si sono basate su un grande assioma, che è stato quello che ha dato loro il nome: l'esistenza della cella, introdotta nel 1947 da Bell Labs, Douglas H. Ring and W. Rae Young ed stata persistente fino alle ultime tecnologie di comunicazione wireless, compreso il 4G. La natura di questa scelta progettuale omogenea, sta nella semplicità di progetto e allocazione delle risorse:

- Pianificazione della copertura
- Gestione delle risorse
- Controllo sulla mobilità

tutto svolto in modo centralizzato dalla stazione radiobase a capo della cella.

In questo paradigma, ogni dispositivo connesso stabilisce un collegamento in uplink e in downlink con la cella, tipicamente quella più vicina, in cui vengono trasferiti sia i segnali di controllo, che i dati.

### 2.3.2 Abbandono del concetto classico di “cella”

Le nuove tecnologie, punteranno ad eliminare l'idea di cella classica, e sostituire il sistema centrato su celle a quello centrato sui devices. Già nella quarta generazione, il numero di celle è cresciuto enormemente, per via della crescita di reti eterogenee, le quali sebbene standardizzate, non supportate nativamente dall'architettura. Che l'aumento del numero di celle porti ad un aumento dell'efficienza spettrale è ben noto da tempo. Infatti aumentare il numero di celle significa restringere il raggio di copertura della cella, che vedrà quindi un numero minore di utenti connessi e potrà riservare ad ognuno di loro un maggior numero di risorse. La densificazione della rete porterà

le tecnologie 5G a dover usare un numero di stazioni base sempre più elevato, con potenze in trasmissione estremamente eterogenee, e necessariamente si vedrà il disaccoppiamento dell'uplink dal downlink.

### 2.3.3 C-RAN: Cloud-Radio Access Network

Prendono piede un nuovi concetti dal nome di *centralized baseband* e C-RAN: l'idea é quella di usare la virtualizzazione per tenere separato il nodo dall'hardware utilizzato per lo scheduling dei processi necessari, in questo modo sarà possibile allocare dinamicamente risorse hardware a diversi nodi, in funzione di esigenze tecnologiche o metriche definite dall'operatore.

I clients della rete, non sono più solo dei *consumatori*, ma diventano parte attiva delle risorse di rete, costituendo sottospazi cooperativi. Questa operazione permetterà di aumentare le risorse della rete dinamicamente con il traffico immesso. Lato server, un MIMO-cooperativo allocherà le risorse e virtualizzerà il processing su stazioni radiobase geograficamente distribuite. Questa tecnica conterrà la dimensione, la complessità e il dispendio energetico delle stazioni radiobase, semplificando le implementazioni di rete. I sottospazi cooperativi inoltre permetteranno di ridurre l'overhead, e l'inefficienza del layer di trasporto. Saranno possibili creazioni di link multipli e simultanei, così da ridurre il sovrautilizzo delle stesse risorse.

### 2.3.4 Stazioni radiobase distribuite

La nascita di nuovi servizi e la crescita esponenziale del traffico porterà alla necessità di pensare una ristrutturazione pesante dell'infrastruttura di rete, da pienamente centralizzata a parzialmente distribuita (attraverso aggregatori) a totalmente distribuita (attraverso algoritmi distribuiti e/o multi-hop).

L'uso di tecniche di comunicazione quali il multipunto cooperativo, richiedono una netta rivisitazione dei principi di trasmissione: un punto molto critico della commutazione e dell'inoltro di pacchetti é l'half-duplex, motivo per cui si vedrà la necessità di implementare il full-duplex almeno per collegamenti a breve raggio. Il full-duplex per i collegamenti radio é un elemento del tutto nuovo e fornisce la possibilità per un nodo radio di trasmettere e ricevere simultaneamente sulla stessa frequenza, senza necessità di effettuare divisione di tempo, duplicando in questo modo la capacità del canale

rispetto allo schema half-duplex. In passato non era mai stato implementato per via della retroazione positiva che si crea se un'antenna trasmette e riceve contemporaneamente sulla stessa frequenza: attualmente sono in fase di sperimentazione tecnologie che risolvano questo problema.

Lo scenario pare del tutto sbilanciato verso sistemi non più centrati su cella, ma sui dispositivi: ognuno di essi avrà la possibilità di ottenere la connettività per via di un set di nodi, e il modo in cui potrà riuscire a connettersi sarà di volta in volta riadattato al dispositivo e alla sessione.

## 2.4 Disaccoppiamento tra Controllo e Dati

### 2.4.1 Nuove forme di celle

Nella prossima generazione sarà inevitabile un aumento della necessità di spettro, in quanto saranno coesistenti nella stessa tecnologia segnali con proprietà di propagazione molto diverse. Si parlerà di nuove architetture chiamate *liquid cells*, *soft cells* o *phantom cells*, le quali avranno come denominatore comune la separazione dei segnali di controllo dai dati, nonché il disaccoppiamento dell'uplink dal downlink.

Tutte queste proposte portano con sé l'idea di abbandonare la cella classica, in ottica di un'infrastruttura centrata sull'utente (sia esso umano o una macchina). I segnali di controllo saranno propagati attraverso nodi ad alta potenza e frequenze a microonde, mentre il payload sarà condotto attraverso nodi a bassa potenza e frequenze millimetriche.

Per esempio: una stazione radiobase attuale potrebbe diventare un veicolo per soli segnali di controllo, lasciando alle small cells la distribuzione dei payload. In un attuale scenario HetNet (Heterogeneous Network) le microcelle sono all'interno delle macrocelle, ma non sono indipendenti da esse; se fosse esistente il disaccoppiamento tra segnali di controllo e dati, in mancanza di traffico, la rete formata dalle microcelle potrebbe essere completamente spenta, risparmiando così notevole quantità di energia. Eventuali nuovi utenti in uno scenario HetNet, potrebbero accedere attraverso i segnali di controllo scambiati con la macrocella, la quale a sua volta potrà anche controllare l'accensione della microcella per consentire lo scambio di dati.

Un altro grande vantaggio del disaccoppiamento tra controllo e dati, tra uplink e downlink, è la possibilità di allocare dinamicamente le risorse

hardware, agli effettivi processi software in esecuzione: esse saranno allocate in funzione del tipo di servizio richiesto, della quantità di traffico, delle risorse energetiche e delle condizioni generali dei dispositivi della rete.

### 2.4.2 Nuovi profili di traffico

Se le reti esistenti fin ora sono state progettate per profili di traffico convenzionali, come lo streaming di voce e video, la crescita di traffico dati cellulare, vede crescere nuovi profili di traffico immesso in rete con importanza sempre crescente. Queste applicazioni per la rete sono tutt'altro che semplici da gestire, in particolare quelle che richiedono l'invio frequente e rapido di brevissimi payload: si pensi ai servizi di chat o instant messaging, che richiedono una continua commutazione tra lo stato di "idle" e lo stato "connesso", payload composto da testo e foto oltre che un ping periodico. Queste applicazioni, diffusissime su mobile non solo provocano uno spropositato consumo energetico, ma introducono anche un eccessivo overhead al traffico dovuto alla quantità di segnali di controllo che utilizzano.

Per permettere una profilazione più accurata del traffico in rete viene introdotto il parametro *DSR* (data to signal/control ratio) che rappresenta il rapporto tra la quantità di dati effettivi e di il traffico causato dai segnali di controllo necessari per l'applicazione.

La tabella 2.1 riporta alcuni valori notevoli per le più importanti applicazioni, come si vede, esiste un enorme gap a seconda del tipo di applicazione. Il caso peggiore é quello dell'*Istant Messaging Avanzato*: si tratta di applicazioni di *Istant Messaging* che aggiungono funzioni aggiuntive, come il *ping* continuo tra utenti, per verificare in tempo reale che l'interlocutore sia connesso, stia leggendo, stia scrivendo o altro.

Ad oggi é progettato un meccanismo unico per i segnali di controllo, che non tiene conto delle caratteristiche e dei profili di traffico, non curandosi dunque delle differenze in termini di :

- Traffico immesso
- Specifiche in datarate
- Massima latenza tollerata
- Occupazione delle risorse

Streaming video	VoIP	Istant mMessaging	Istant Messaging Avanzato
~ 1000	~ 100	~ 30	~ 6

Tabella 2.1: DSR per diversi profili di traffico

Il sistema attuale é connection oriented, richiede dunque un vasto overhead di segnali di controllo per garantire che la connessione rimanga attiva sempre durante lo stato “*connesso*” e si aggiorni al cambiamento di cella; tutto ciò richiede decine di interazioni tra il dispositivo e la stazione di radiomobile.

Nelle tecnologie 5G si potranno ottenere netti miglioramenti, distaccandosi dalla progettazione connection-oriented pura, intraprendendo meccanismi in grado di adattarsi e alternare la natura della connessione tra connection-oriented e connection-less, in funzione delle esigenze del traffico e della natura dei dati.

## Capitolo 3

# La proposta tecnologica di Huawei

Le esigenze delle tecnologie, come visto precedentemente, porteranno a connessioni dati mobili a velocità dell'ordine del Gb/s per ogni singolo end-user, con latenze del millisecondo. Questo porterà la rete mobile, a diventare rapidamente la fonte primaria di connettività tra umani e tra macchine. Come detto nei capitoli precedenti, ci sarà un'estrema varietà nella natura delle trasmissioni e nelle conseguenti implicazioni tecnologiche. La stessa tecnologia dovrà saper rispondere in modo efficiente sia a trasmissioni ad alto data-rate e bassissima latenza (automazione industriale, connettività veicolare), che ad alti volumi di trasmissioni a bassa data-rate e senza alcuna specifica di latenza (streaming dati da sensori, instant messaging).

### 3.1 Tecnologie portanti

Mentre le passate generazioni di comunicazione radio erano fissate ad una certa frequenza e gli era attribuita staticamente una certa larghezza di banda, in futuro si prevede che il livello fisico della comunicazione possa essere variabile, e quindi adattare la parte di spettro coinvolta al servizio richiesto o fornito. Si parla di *All-spectrum access* per far riferimento ad una tecnologia che rivoluzionerà il mondo classico della telecomunicazione a radio-frequenza. Sarà necessario introdurre altri numerosi e sostanziali cambiamenti tecnologici sotto diversi aspetti :

- Codifica e modulazione: saranno necessarie tecniche di codifica e modulazione avanzate per riuscire ad ottenere i risultati sperati.
- Processing avanzato nel dominio RF sarà fondamentale per gestire la flessibilità necessaria nell'uso di zone di spettro molto diverse tra loro.
- Algoritmi auto-organizzanti, in grado di gestire le risorse spettrali e distribuirle in base ai servizi offerti

Si farà riferimento dunque alle tre proposte implementative di *Huawei*, una delle maggiori aziende coinvolte nella ricerca. Si tratta di tecnologie di codifica, modulazione e multiplexing che si pongono l'obiettivo di adattare il layer fisico al servizio in modo da poter ottimizzare efficienza spettrale, efficienza energetica, connettività e latenza:

- Filtered-OFDM (Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- SCMA (Sparse Code Multiple Access)

## 3.2 Filtered-OFDM

Si tratta di un elemento fondamentale, in grado di supportare diverse forme d'onda e diversi schemi di accesso multiplo in funzione del servizio o dello scenario. Il Filtered-OFDM (F-OFDM) é in grado di far coesistere contemporaneamente diversi segnali con diversi parametri OFDM. Questo permette di scegliere i parametri dello strato fisico in funzione del servizio e di massimizzare l'efficienza spettrale. La figura 3.1 (tratta da [8]) rappresenta tre filtri di sotto banda, utilizzati per creare tre diverse sottoportanti, ad ognuna delle quali sono associate: spaziatura di sottoportante, durata di simbolo e tempo di guardia.

### 3.2.1 OFDM classico

La tecnica classica OFDM, utilizza impulsi di shaping rettangolari, sinc nel dominio della frequenza, i cui lobi hanno l'andamento decrescente di  $\frac{1}{f}$ . Questo comporta spettro non molto compatto che impedisce il funzionamento di sistemi adiacenti. Utilizzando l'accesso multiplo (OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiple Access) si incorre in due problemi critici:

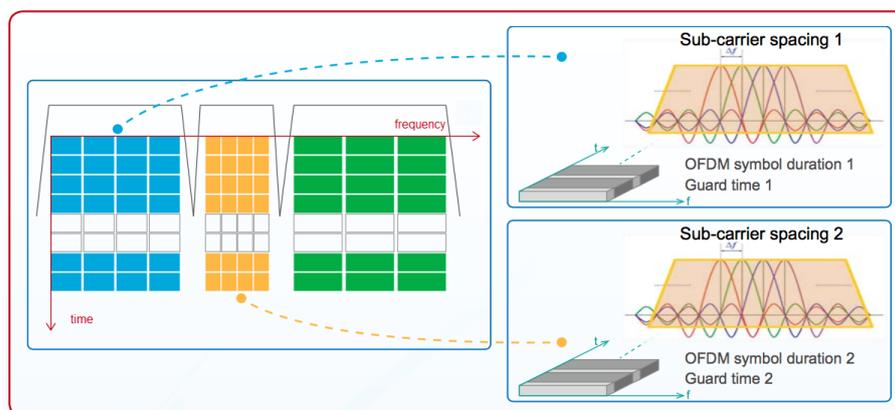


Figura 3.1: Schema Filtered-OFDM [8]

- Necessità di accurata sincronizzazione temporale: nel flusso di dati vi è un notevole overhead e sarà crescente al crescere degli utenti;
- Alta sensibilità ai mismatch tra le frequenze portanti di utenti diversi, questo problema si evidenzia in uno scenario con un alto numero di utenti connessi.

### 3.2.2 Miglioramenti rispetto all'OFDM

Lo schema F-OFDM si pone l'obiettivo di risolvere i problemi e migliorare lo schema OFDM classico. Come anticipato, questo schema permette di creare diverse sottoportanti e di associare ad ognuna di esse le proprietà tipiche dello schema OFDM, facendo coesistere nello stesso canale diverse granularità in tempo/frequenza, diverse spaziature di sottoportanti e diversi tempi di guardia, così che lo strato fisico diventi versatile e adattabile in funzione delle applicazioni. Per questo motivo e per altre proprietà che saranno analizzate in seguito, la tecnica F-OFDM si presta bene al funzionamento MIMO.

### 3.2.3 Proposta F-OFDM

Come si vede nello schema a blocchi in figura 3.2, il trasmettitore genera il segnale OFDM basato su  $M$  blocchi di sottoportanti in  $L$  simboli OFDM

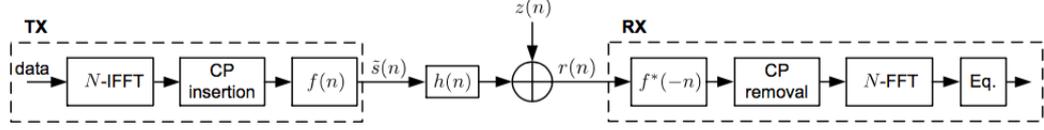


Figura 3.2: Schema a Blocchi Filtered-OFDM per un collegamento point-to-point [10]

e ottiene, durante ogni periodo di simbolo, la IFFT (Inverse Fast Fourier Trasform) di lunghezza  $N$ , su  $M$  nuovi *data symbol*, a cui é stato aggiunto un prefisso ciclico (CP, Cyclic Prefix).  $N (> M)$  é la lunghezza della FFT (Fast Fourier Trasform) del sistema. I data symbols possono essere i reali punti della costellazione OFDM (se si usa lo schema OFDM) o una versione trasformata secondo Fourier di essi (nel caso DFT-S-OFDM, Digital Fourier Transform Spread OFDM). Formalmente, il segnale trasmesso é dato da:

$$s(n) = \sum_{l=0}^{L-1} s_l(n - l(N + N_g)) \quad (3.1)$$

con

$$s_l(n) = \sum_{m=m'}^{m'+M-1} d_{l,m} e^{\frac{j2\pi mn}{N}} \quad (3.2)$$

e

$$-N_g < n < N \quad (3.3)$$

dove  $N_g$  é la lunghezza del CP,  $d_{l,m}$  é il data symbol sulla sottoportante  $m$  del simbolo OFDM  $l$ -esimo,  $L$  é il numero di simboli OFDM, e il vettore  $M$ -dimensionale  $\{m', m' + 1, \dots, m' + M - 1\}$  é il range di sottoportanti assegnate. Per ottenere il segnale F-OFDM, si applica un filtro  $f(n)$  al segnale  $s(n)$ :

$$\tilde{s}(n) = s(n) * f(n) \quad (3.4)$$

Il filtro  $f(n)$  é centrato sulla frequenza delle sottoportanti, ha larghezza di banda uguale alla somma delle bande delle sottoportanti e la durata della sua risposta impulsiva é una parte del tempo di simbolo OFDM.

Lato ricevitore, il segnale viene filtrato attraverso un filtro  $f^*(-n)$  adattato a quello in trasmissione. Il segnale risultante segue lo schema classico

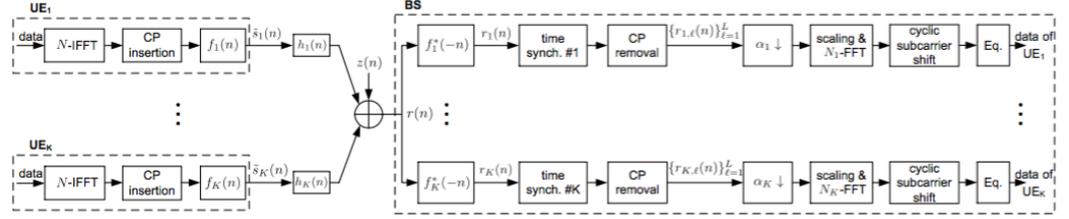


Figura 3.3: Schema a Blocchi Filtered-OFDMA [10]

del ricevitore OFDM: dopo lo split in simboli OFDM consecutivi e la rimozione del CP, viene applicata la FFT di lunghezza  $N$  ad ogni simbolo e a valle di un blocco equalizzatore, vengono estratti i data symbols. Il blocco equalizzatore é progettato partendo dall'osservazione del canale end-to-end, dato da:

$$c(n) = f(n) * h(n) * f^*(-n) \quad (3.5)$$

### 3.2.4 Proposta F-OFDMA Asincrono

Come anticipato precedentemente, nello schema classico OFDMA, é molto critica la sincronizzazione temporale tra trasmettitore e ricevitore ed é necessario che tutti i simboli OFDM, arrivino alla stazione radio base (BS, Base Station) in modo perfettamente sincrono. Nel LTE, questa criticità é stata affrontata con la tecnica detta *time advanced signaling*, che permette di coordinare temporalmente gli utenti, fornendo informazioni sull'istante in cui iniziare a trasmettere, in funzione del ritardo di propagazione tra utente e BS. Si espone una proposta di funzionamento dell'accesso multiplo asincrono basato sullo schema F-OFDM discusso precedentemente. Si analizzerà il comportamento del ricevitore, nel caso di accesso multiplo.

#### Operazioni in ricezione

Il segnale ricevuto é dato da:

$$r(n) = \sum_{i=1}^K \tilde{s}_i(n - n_i) * h_i(n) + z(n) \quad (3.6)$$

dove  $n_i$  comprende sia il ritardo di propagazione che l'offset temporale e  $h_i(n)$ , rappresenta la risposta impulsiva dell' $i$ -esimo canale.

In figura 3.3 é rappresentato lo schema a blocchi del ricevitore: si possono vedere  $K$  flussi di ricezione, corrispondenti ai  $K$  utenti in trasmissione. L'uscita di ogni catena corrisponde alla sequenza demodulata del rispettivo utente. Le operazioni in ricezione sono qui elencate:

- Filtraggio: il segnale é processato dal filtro  $f_i^*(-n)$ , adattato all' $i$ -esimo utente:

$$r_i(n) = r(n) * f_i^*(-n) \quad (3.7)$$

il ruolo di questo filtro é duplice: ridurre le interferenze tra i diversi utenti, massimizzare l'SNR per l' $i$ -esimo utente.

- Sincronizzazione temporale: il segnale all'uscita di ogni filtro presenta un ritardo temporale, dato dal contributo  $n_i$  a cui si aggiunge il ritardo introdotto dal duplice filtraggio  $f(n)$  e  $f_i^*(-n)$ . Il ritardo viene rimosso ed il segnale viene *splittato* nei simboli OFDM, viene poi rimosso il CP per ottenere i simboli  $\{r_{i,l}(n)\}_{l=1}^L$ .
- Downsampling: poiché l' $i$ -esimo utente occupa  $M_i$  sottoportanti, il vettore di  $N$  campioni per simbolo OFDM può presentare una notevole ridondanza, dunque nell'ottica di ridurre la complessità del ricevitore si effettua un downsampling attraverso un fattore  $\alpha_i \geq 1$  tale che  $\lfloor N/\alpha_i \rfloor \geq M_i$  e sia possibile un'implementazione di una FFT a  $\lfloor N/\alpha_i \rfloor$ -punti; dopo questa operazione ogni simbolo OFDM sarà costituito da  $\lfloor N/\alpha_i \rfloor$  campioni.
- Scaling e FFT: per tener conto del downsampling, si effettua uno scaling di un fattore  $\alpha_i$  e si applica la FFT a  $\lfloor N/\alpha_i \rfloor$  punti.
- Shift ciclico della sottoportante: prima del blocco equalizzatore, deve essere applicato uno shift ciclico della sottoportante per tener conto e compensare l'effetto del downsampling sullo spettro del segnale passa banda dell' $i$ -esimo utente: in relazione alla porzione di spettro occupata dal segnale originale, dopo il downsampling, si presenta una versione di esso ruotata ciclicamente.

### 3.2.5 Prestazioni

Verranno riportati i risultati di simulazioni con i seguenti parametri:

- Durata di simbolo, senza CP :  $T \approx 66.67\mu s$
- Spaziatura tra sottoportanti di 15 kHz
- Blocchi di risorse (RB, Resource Block) formati da 12 sottoportanti e 14 simboli OFDM.
- Tre utenti in comunicazione con BS, ad ognuno dei quali sono associati tre RB e una sottoportante di guardia tra ogni coppia di utenti a frequenze adiacenti.
- Filtro progettato secondo *Soft Truncation* [10], in grado di tenere una bassa Interferenza Inter-Simbolo (ISI, Inter-Symbol Interference)

La figura 3.4 mostra la densità spettrale di potenza (PSD, Power Spectral Density) dei tre schemi OFDMA, F-OFDMA e UF-OFDM<sup>1</sup>: si può vedere che lo schema F-OFDMA é quello con la miglior localizzazione in frequenza.

Lo scenario di comunicazione preso in considerazione é il TU (typical urban), con velocità media dell'utente di 3 km/h e ritardo di trasmissione uniformemente distribuito tra 0 e T. Le figure 3.5, 3.6, 3.7 mostrano le prestazioni in termini di BLER(Block Error Rate) vs SNR(Signal-to-Noise Ratio) dello schema F-OFDMA asincrono, messe a confronto con quelle dell'OFDMA sincrono e UF-OFDMA asincrono, per modulazioni QPSK, 16QAM e 64QAM. Si vede che, mentre nelle modulazioni QAM vi é una leggera perdita in termini di prestazioni dello schema F-OFDMA asincrono rispetto all'OFDMA sincrono, il caso di modulazione QPSK riporta prestazioni analoghe.

### 3.2.6 Analisi dei risultati

Lo schema F-OFDMA asincrono rispetto all'OFDMA sincrono, presenta maggiore complessità in ricezione, e prestazioni uguali o leggermente minori in termini di BLER vs SNR, ma permette di ridurre notevolmente l'uso di risorse per i segnali di controllo che attuano la sincronizzazione temporale, e mostrano una notevole compattezza spettrale.

---

<sup>1</sup>Tecnica basata su filtraggio delle RB secondo il modello Dolph-Chebyshev mostrato in [11] [12]

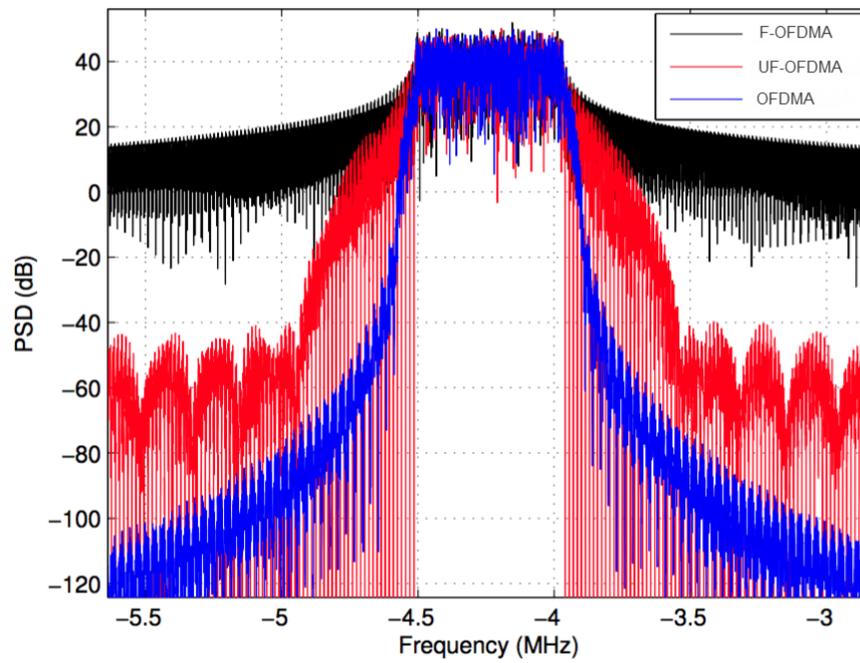


Figura 3.4: Confronto della densità di potenza spettrale tra OFDMA, UF-OFDM [11] [12] e F-OFDMA [10]

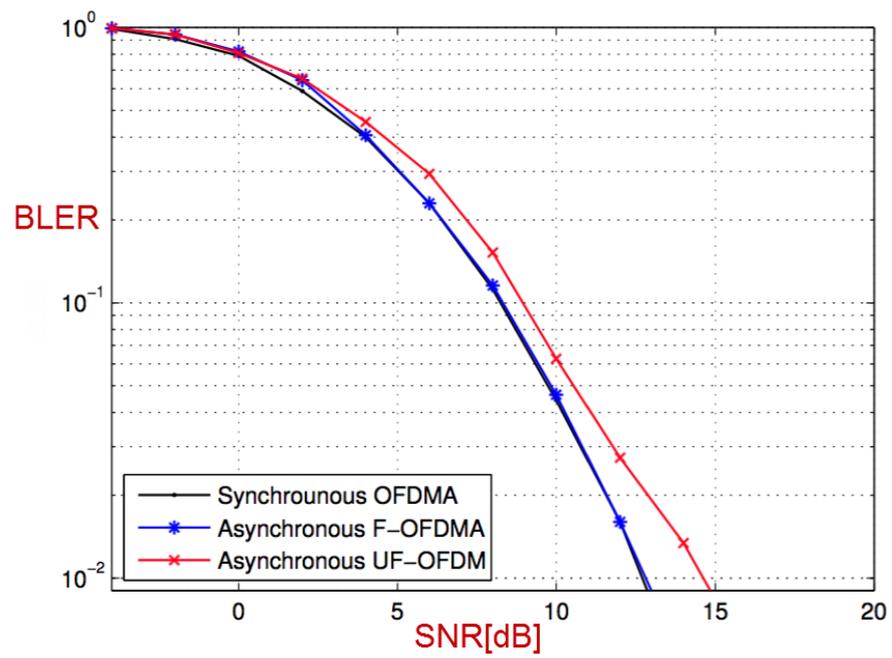


Figura 3.5: Confronto BLER vs SNR tra OFDMA, UF-OFDM [11] [12] e F-OFDMA, per modulazione QPSK [10]

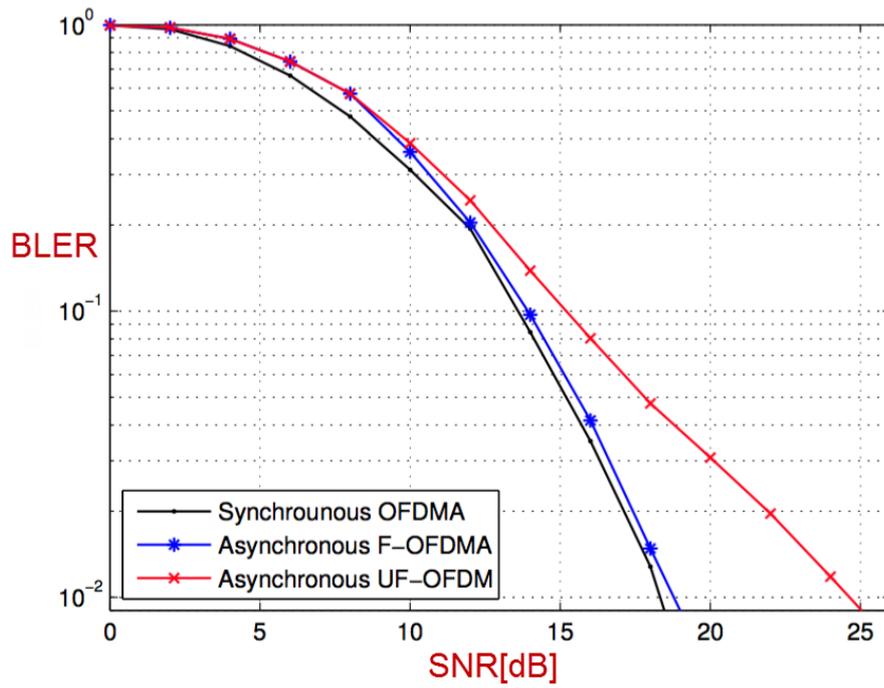


Figura 3.6: Confronto BLER vs SNR tra OFDMA, UF-OFDM [11] [12] e F-OFDMA, per modulazione 16QAM [10]

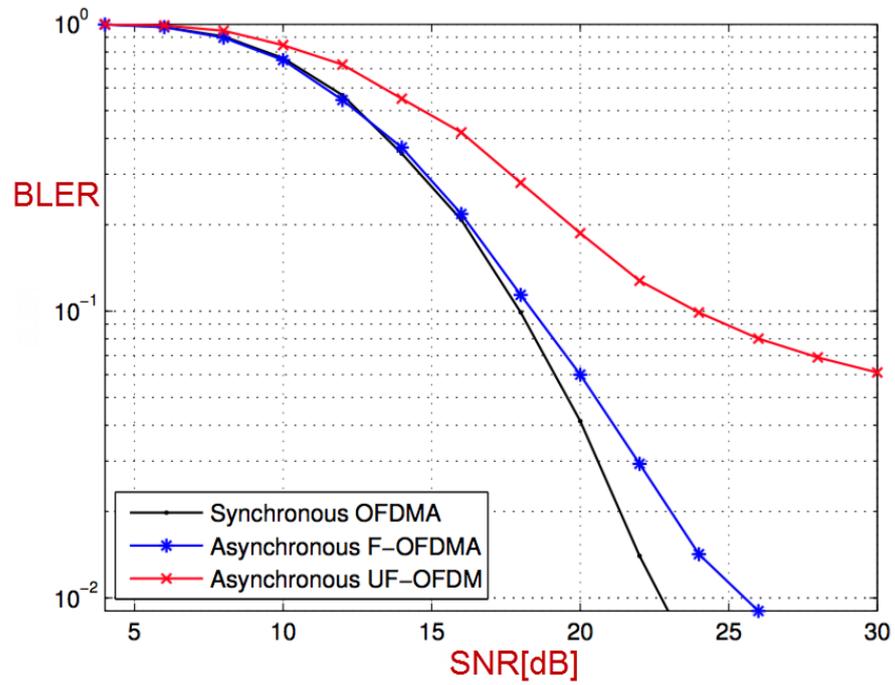


Figura 3.7: Confronto BLER vs SNR tra OFDMA, UF-OFDM [11] [12] e F-OFDMA, per modulazione 64QAM [10]

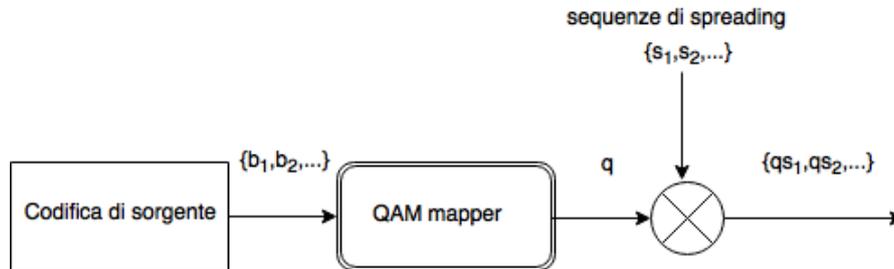


Figura 3.8: Schema CDMA [8]

### 3.3 SCMA, Sparse Code Multiple Access

In questo paragrafo si vedrà nel dettaglio un'implementazione per l'accesso multiplo avanzata da Huawei, chiamata SCMA (Sparse Code Multiple Access). Essa eredita molte caratteristiche dall'approccio CDMA (Code Division Multiple Access), in particolare nella sua versione LDS (Low Density Signature) che ha il vantaggio di permettere l'implementazione di un ricevitore Maximum-Likelihood sub-ottimo. Si evidenzierà come questo nuovo schema di accesso multiplo pur mantenendo i vantaggi del CDMA/LDS, andrà a migliorarne notevolmente le performance.

Prima di esporre lo schema SCMA, si fa riferimento al CDMA/LDS, da cui eredita molte caratteristiche, e gran parte dei principi teorici su cui si fonda.

#### 3.3.1 CDMA/LDS

Lo schema CDMA/LDS (Code Division Multiple Access, Low Density Signature) prevede l'uso di sequenze ortogonali o quasi-ortogonali per effettuare un'operazione di *spreading* del flusso di simboli in uscita ad un modulatore QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La figura 3.8 rappresenta lo schema classico di CDMA e si vede che è composto da due blocchi:

- QAM mapper: prende in ingresso una parola di bit  $b_1, b_2, \dots$ , e la mappa in un simbolo  $q$ .
- CDMA encoder: espande il simbolo  $q$  in una sequenza di simboli complessi, usando una data sequenza CDMA.

Per spreading, si intende in generale un'operazione che preso in ingresso un segnale  $x(t)$  a banda stretta  $B_1$ , restituisca in uscita un segnale a banda larga  $B_2 \gg B_1$ : un'operazione di spreading molto semplice può essere applicare l'operatore *Xor* bit a bit tra un segnale in ingresso ad una determinata bit-rate, e una sequenza (o codice)  $s(t)$  a bit-rate molto più elevata; questo tipo di operazione è perfettamente analoga alla moltiplicazione tra segnale e sequenza se invece di pensare in termini di bit, si considera ad una modulazione 2-PAM antipodale.

$$\text{bit} : 0 \rightarrow x = A; \quad (3.8)$$

$$\text{bit} : 1 \rightarrow x = -A; \quad (3.9)$$

In questo esempio semplice il ricevitore può ricostruire il segnale di ingresso effettuando la medesima operazione con la stessa sequenza.

Un ricevitore CDMA si basa sull'ortogonalità delle sequenze di spreading, questo permette a diversi segnali di essere sommati per poi lasciare al ricevitore il compito di distinguere ed estrarre i segnali originali. La declinazione LDS è un approccio al CDMA che prevede la progettazione delle sequenze in modo da ridurre la complessità del ricevitore ML e permette di sovraccaricare il sistema consentendo un numero di utenti maggiore dello spreading factor.

Collassando i due blocchi QAM mapper e CDMA encoder in figura 3.8, in uno unico, si può vedere il modulatore CDMA come un processo che mappa una sequenza di bit codificati, in una sequenza di simboli complessi, chiamati codeword (o parola di codice).

L'intero processo può essere interpretato come una funzione che va dal dominio binario al dominio complesso, multidimensionale, riadattando così lo schema precedente e costruendo lo schema che prende il nome di SCMA 3.9.

Di seguito le proprietà principali dello schema SCMA:

- Parole binarie, sono codificate in *codewords* (parole di codice) complesse, definite in un *codebook* (libro dei codici).
- È possibile l'accesso multiplo definendo un codebook specifico per ogni utente.
- Le codewords sono scelte in modo da tenere bassa la complessità del ricevitore (da qui il termine *sparse*, che verrà approfondito in seguito).

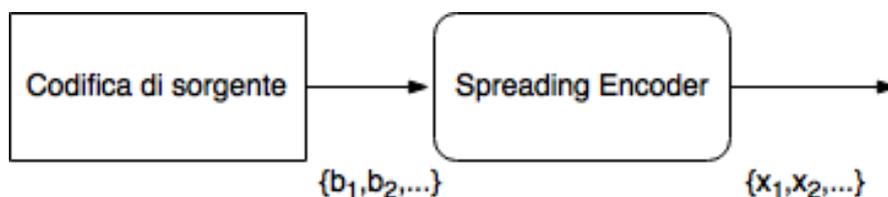


Figura 3.9: Schema SCMA [9]

- Eredita dal CDMA/LDS la possibilità di sovraccaricare il sistema ammettendo che il numero di utenti sia maggiore dello spreading factor.

Uno degli aspetti critici in fase di progettazione dello schema SCMA é la scelta di costellazioni multidimensionali. Il progetto di alfabeti SCMA presenta complessità crescente con il numero di utenti a cui si vuole offrire accesso. In questo capitolo verrà mostrato uno schema SCMA sub-ottimo utilizzando l'approccio di spreading LDS.

### 3.3.2 Descrizione e definizione del modello

Nella seguente trattazione si userà la notazione qui indicata:

- $\mathbb{B}$ : indica l'insieme binario  $\{0, 1\}$
- $\mathbb{C}$ : indica l'insieme complesso

#### SCMA encoder

Si può definire un encoder SCMA come una funzione  $f : \mathbb{B}^{\log_2(M)} \rightarrow \mathcal{X}$ ,  $\mathbf{x} = f(\mathbf{b})$  con  $\mathcal{X} \subset \mathbb{C}^K$ , e cardinalità di  $|\mathcal{X}| = M$ . Il vettore  $\mathbf{x}$   $k$ -dimensionale complesso é la parola di codice, si usa l'attributo *sparse* (in inglese *rada, povera*) per indicare il fatto che delle  $K$  dimensioni, solo  $N < K$  sono diverse da zero. Si può dunque indicare con  $\mathbf{c}$  una costellazione  $N$ -dimensionale complessa appartenente all'insieme di costellazioni  $\mathcal{C} \subset \mathbb{C}^N$ , tale che si possa definire  $g : \mathbb{B}^{\log_2(M)} \rightarrow \mathcal{C}$ ,  $\mathbf{c} = g(\mathbf{b})$ . Si può quindi così ridefinire l'encoder SCMA  $f := \mathbf{V}g$ .  $\mathbf{V}$  é una matrice binaria di dimensioni  $K \times N$ , che mappa le  $N$  dimensioni di un punto della costellazione, in una parola

di codice SCMA  $K$ -dimensionale.  $\mathbf{V}$  contiene  $K - N$  righe di soli zeri, quindi tutte le parole di codice del codebook, conterranno degli zeri in quelle stesse  $K - N$  dimensioni. Togliendo le righe nulle dalla matrice  $\mathbf{V}$ , la matrice risultante é una matrice identità  $I_N$ , questo indica che il mapping non altera le dimensioni del sottospazio  $\mathcal{C}$ . Il codebook risultante, é costituito da  $M$  codewords, composte da  $K$  valori complessi, di cui solo  $N$  possono essere diversi da zero.

### SCMA multiplexing

L'encoder SCMA contiene  $J$  layers separati, ognuno definito da

$$\mathcal{S}_j(\mathbf{V}_j, g_j; M_j, N_j, K) \tag{3.10}$$

con  $j = 1, \dots, J$ .

Senza perdere generalità, si può porre  $M_j = M$  e  $N_j = N, \forall j$ , riscrivendo quindi la rappresentazione dell'encoder SCMA:

$$\mathcal{S}([\mathbf{V}_j]_{j=1}^J, [g_j]_{j=1}^J; M, N, K) \tag{3.11}$$

$K$  é il numero di risorse temporali (dimensione della parola di codice) condivise su cui avviene il multiplexing delle codewords SCMA, il segnale ricevuto, può essere scritto in questo modo:

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{n} \tag{3.12}$$

$$= \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{V}_j g_j + \mathbf{n} \tag{3.13}$$

dove  $\mathbf{x}$ , come visto nel capitolo precedente, é una parola di codice del  $j$ -esimo layer,  $\mathbf{h}_j$  rappresenta il canale per il  $j$ -esimo layer, e  $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I})$ , é il rumore termico. Se i canali sono identici, quindi le  $J$  coppie trasmettitori-ricevitori sono localizzate identicamente,  $\mathbf{h}_j = \mathbf{h}, \forall j$  e la 3.13 diventa:

$$\mathbf{y} = \text{diag}(\mathbf{h}) \sum_{j=1}^J \mathbf{x}_j + \mathbf{n} \tag{3.14}$$

Effettuando un multiplexing di  $J$  layers su  $K$  risorse, si definisce  $\lambda$  fattore di overloading,

$$\lambda := J/K \tag{3.15}$$

### Rappresentazione attraverso Factor Graph

Alla risorsa  $k$ , il segnale ricevuto é dato da

$$y_k = \sum_{j=1}^J h_{kj} x_{kj} + n_k \quad (3.16)$$

Per via delle proprietà precedentemente descritte a proposito delle codewords, non tutte collidono sulla risorsa  $k$ . L'insieme di risorse occupato dal  $j$ -esimo layer é descritto dalla matrice  $\mathbf{V}_j$ , in particolare, le risorse occupate corrispondono con le posizioni dei valori non nulli del vettore  $\mathbf{f}_j$ :

$$\mathbf{f}_j = \text{diag}(\mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^T) \quad (3.17)$$

Si può descrivere l'intera struttura del codice SCMA  $\mathcal{S}$ , attraverso la matrice  $\mathbf{F}$  definita dai  $J$  vettori colonna  $\mathbf{f}_j$ :

$$\mathbf{F} = (\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_J) \quad (3.18)$$

Interpretando questa matrice  $\mathbf{F}$ , si vede che la  $k$ -esima risorsa e il  $j$ -esimo layer sono connessi se e solo se  $(\mathbf{F})_{kj} = 1$

### 3.3.3 Progetto del codebook SCMA

Il progetto di un codice SCMA ha la seguente struttura:

$$\mathcal{S} = (\mathcal{V}, \mathcal{G}; M, N, K) \quad (3.19)$$

con  $\mathcal{V} := [\mathbf{V}_j]_{j=1}^J$  e  $\mathcal{G} := [\mathbf{g}_j]_{j=1}^J$ , si può definire in questo modo:

$$\mathcal{V}^*, \mathcal{G}^* = \text{argmax}_{\mathcal{V}, \mathcal{G}} \mathcal{P}((\mathcal{V}, \mathcal{G}; M, N, K)) \quad (3.20)$$

Dove  $\mathcal{P}$ , é un criterio di progetto dato. Ad esempio potrebbe essere un parametro, legato alla complessità del ricevitore, in tal caso massimizzare  $\mathcal{P}$ , corrisponde a minimizzare la complessità in ricezione. L'ottimizzazione richiede la soluzione di un problema multidimensionale, che non é nota. Per il progetto si utilizza dunque un approccio di ottimizzazione multi-step, che porta ad una soluzione sub-ottima.

### Matrice di mapping

Come detto precedentemente, l'insieme  $\mathcal{V}$  delle matrici di mapping, definisce quali siano i layer interferenti su ogni risorsa, questo definisce la complessità del ricevitore<sup>2</sup>. I vincoli della matrice di mapping sono i seguenti:

- $\mathbf{V}_j \in \mathbb{B}^{K \times N}$
- $\mathbf{V}_i \neq \mathbf{V}_j, \forall i \neq j$
- $\mathbf{V}^{[\emptyset]} = \mathbf{I}_N$  dove  $\mathbf{V}^{[\emptyset]}$  indica  $\mathbf{V}_j$  dopo la rimozione di tutte le righe nulle.

Si può dimostrare che la soluzione unica  $\mathcal{V}^+$  del problema, é data dall'aggiunta delle  $K - N$  righe di zeri alla matrice  $\mathbf{I}_N$ .  $\mathcal{V}^+$  presenta le seguenti proprietà:

- $J = \binom{K}{N}$
- $d_{fj} = d_f = \binom{K-1}{N-1} = \frac{JN}{K}, \forall j$
- $\lambda = \frac{J}{K} = \frac{d_f}{N}$
- $l$ , il numero di elementi sovrapposti su due distinti vettori  $\mathbf{f}_j$  é delimitato da:

$$\max(0, 2N - K) \leq l \leq N - 1 \quad (3.21)$$

### Punti della costellazione

Avendo fissato  $\mathcal{V}^+$ , il problema di ottimizzazione si riduce a :

$$\mathcal{G}^+ = \operatorname{argmax}_{\mathcal{G}} \mathcal{P}((\mathcal{V}^+, \mathcal{G}; M, N, K)) \quad (3.22)$$

L'obiettivo é dunque definire le  $J$  differenti costellazioni  $N$ -dimensionali contenenti  $M$  punti. Per ridurre il grado di complessità si affronta il problema definendo una costellazione madre, e si definisce un operatore specifico per ogni layer, detto *operatore di costellazione*:

$$g_j \equiv (\nabla_j)g, \forall j \quad (3.23)$$

---

<sup>2</sup>Nel caso pratico, il ricevitore é un MPA: un ricevitore iterativo che riconosce il simbolo a potenza maggiore, e lo elimina dalla sequenza, per poi ripartire dai restanti, e così via fino all'ultimo simbolo

dove  $\nabla_j$  indica l'operatore di costellazione del  $j$ -esimo layer. Dunque nella definizione del problema si pone:

$$\mathcal{G}^+ \equiv [(\nabla_j^+)g^+]_{j=1}^J \quad (3.24)$$

Si utilizza l'approccio sub-ottimo di trovare  $\nabla_j^+$  e  $g^+$ , separatamente.

### Costellazione madre

La costellazione madre é quella da cui si otterranno le  $J$  costellazioni di tutti gli altri layers. Questa può essere scelta per esempio prendendo una costellazione compatta, a minima energia media, fissata la minima distanza euclidea tra i punti. Nella scelta della costellazione si deve tener conto di diversi fattori, in particolare nell'ottica di tener bassa la complessità del ricevitore. Il fattore centrale per cui lo schema SCMA supera in prestazioni quello LDS é lo *shaping gain*, il quale cresce al crescere delle dimensioni della costellazione. Dopo aver fissato  $\mathcal{C}^+$ , si vincola  $g^+$  a mappare le parole binare ai punti della costellazione.

### Operatore di costellazione

A questo punto il problema si riduce alla ricerca di  $[(\nabla_j^+)]_{j=1}^J$ . Nella scelta degli operatori, ci si limita a quelli che garantiscono la non alterazione delle distanze euclidee del reticolo, ovvero quelli che possano avere rappresentazione su un dominio reale. Tipicamente ne esistono tre:

- Complesso coniugato
- Rotazione di fase
- Permutazione dimensionale del reticolo

Il ricevitore ha il compito di separare i simboli interferenti, e si può dire che i simboli interferenti sono più facilmente separabili se il loro livello di potenza é molto distante. Il ricevitore lavorerà dunque in modo iterativo, riconoscendo i simboli a maggior potenza.

Sulla base di ciò, la costellazione madre dovrà avere la proprietà di presentare valori medi di potenza molto alti rispetto alle dimensioni della costellazione. L'obiettivo può essere raggiunto attraverso appropriate rotazioni del reticolo.

Come regola di progetto si può dire quella di avere la massima diversità di potenza tra gli utenti interferenti su una risorsa: empiricamente si può affrontare questo problema ponendo la regola di evitare l'interferenza su una stessa risorsa tra la costellazione madre ed una permutazione di essa.

### 3.3.4 LDS come caso particolare di SCMA

Un modulatore LDS, è interamente definito dalla sua matrice di codici  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_j]_{j=1}^J$  e la costellazione QAM  $q : \mathbb{B}^{\log_2 M} \rightarrow Q \subset \mathbb{C}$  dove  $q = q(\mathbf{b})$ . Il modulatore QAM può essere visto come un particolare codice SCMA, con una semplice costellazione madre multidimensionale, costruita dalla ripetizione di una costellazione QAM, su tutte le risorse non-nulle. Per ottimizzare i codici, l'operatore di costellazione, si limita ad una rotazione di fase.

Seguendo il processo di ottimizzazione visto per lo schema SCMA, si ottiene la seguente soluzione:

$$\varphi_u^+ = (u - 1) \frac{2\pi}{M d_f} + e_u \frac{2\pi}{M}, \forall u = 1, \dots, d_f \quad (3.25)$$

dove  $e_u \in \mathbb{Z}$ ,  $\varphi_u^+$  è la rotazione di fase ottima dati  $d_f$  nodi interferenti. In figura 3.10, tratta da [9] il caso di costellazioni LDS con  $N = 2$ ,  $M = 4$ ,  $d_f = 3$ :

$$\varphi_u^+ = \left\{ 0, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3} \right\} \quad (3.26)$$

### 3.3.5 Risultati numerici

Le prestazioni di uno schema LDS e di uno schema SCMA, possono essere valutate a livello di simulazione del collegamento. I risultati riportati in Figura 3.11 riguardano una simulazione con i seguenti parametri:

- Multiplex di portanti OFDM;
- Frequenza portante a 2.6 GHz;
- La spaziatura dei toni OFDM è di 15 kHz (standard LTE);
- $K = 4$ ;

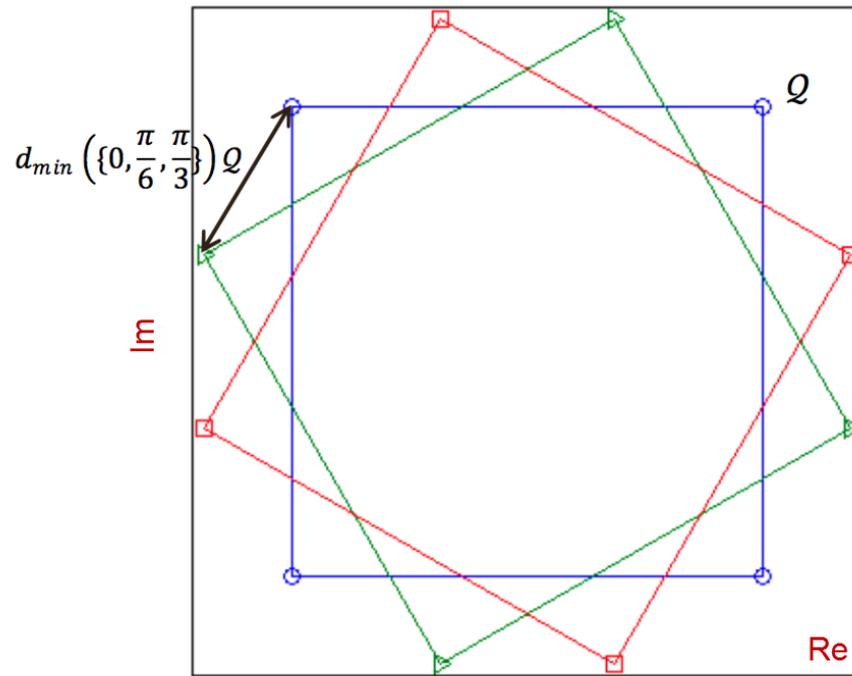


Figura 3.10: Costellazioni LDS con  $N = 2$ ,  $M = 4$ ,  $d_f = 3$  tratta da [9]

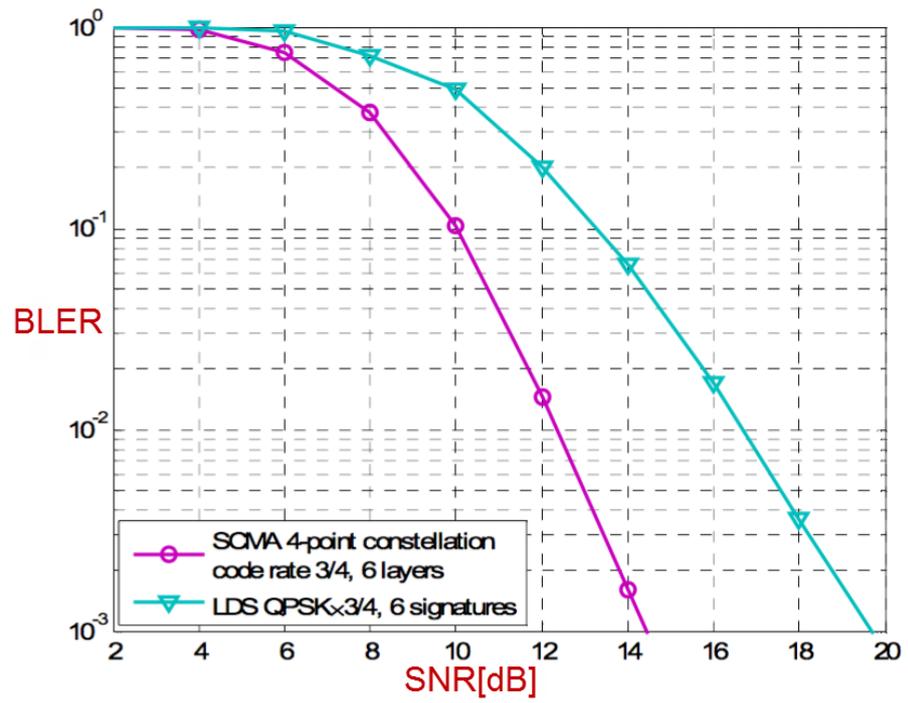


Figura 3.11: Risultati di simulazioni numeriche

- $J = 6$ ;
- $d_f = 3$ ;
- Overloading, numero di utenti per risorsa:  $\frac{J}{K} = 150\%$

Come si vede dal grafico, lo schema SCMA supera in prestazioni quello LDS, in termini di BLER (Block Error Rate).

# Capitolo 4

## Risultati Numerici

Per concludere l'elaborato, si è scelto di implementare il modello SCMA di accesso multiplo al canale. Si è dunque svolta una simulazione numerica utilizzando l'ambiente di sviluppo MATLAB. Nei prossimi paragrafi si entrerà nel dettaglio della simulazione e si farà riferimento ai risultati ottenuti, rimarcando l'importanza di sviluppare e ricercare nella direzione delle tecnologie precedentemente esaminate.

### 4.1 Obiettivo della simulazione

L'obiettivo dell'attività è simulare uno scenario di trasmissione con accesso multiplo e codifica SCMA. Si simulerà un canale con rumore additivo gaussiano bianco, ed un ricevitore con decoder SCMA e stimatore ML (Maximum Likelihood), del quale si sa già a priori non essere ottimo per lo scenario descritto, ma semplice da implementare. Si arriverà a tracciare un grafico *BLER* (Block Error Rate) vs *SNR* per stimare le prestazioni dello schema proposto.

### 4.2 Schema della simulazione

Entrando nel dettaglio tecnico della simulazione, si è scelto di eseguire una simulazione di tipo *Monte Carlo* e seguire lo schema rappresentato in figura 4.1.

- La sorgente genera  $J$  flussi di bit, corrispondenti a  $J$  layer diversi;

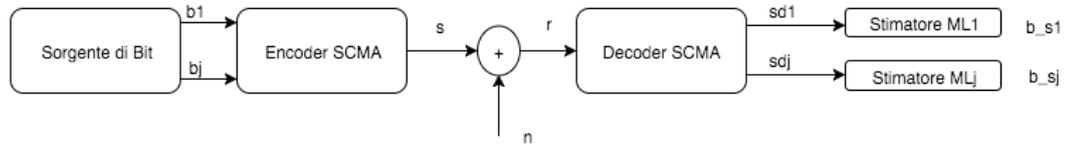


Figura 4.1: Schema Simulazione SCMA

- L'encoder SCMA riceve in ingresso  $\{b_1, \dots, b_j, \dots, b_J\}$ , i flussi di bit e li codifica seguendo il codice composto dai  $J$  codebook riportati in tabella 1 (appendice) tratto da [13]: la tabella presenta sei matrici, ognuna associata ad un layer, in cui sono riportate le codewords per colonna;
- L'uscita  $s$  dell'encoder, attraversa il canale AWGN e gli viene dunque sommato un rumore gaussiano bianco  $n$ ;
- Il segnale ricevuto  $r$ , viene decodificato in ricezione, e suddiviso nei segnali  $sd_1, \dots, sd_j, \dots, sd_J$ ;
- I segnali in uscita al Decoder SCMA, vengono così sottoposti ad uno Stimatore ML (Maximum Likelihood);
- I flussi di bit estratti  $\{b_{s1}, \dots, b_{sj}, \dots, b_{sJ}\}$  vengono confrontati con quelli in ingresso per la stima della  $BLER$  in funzione dell' $SNR$ ;

In particolare per la simulazione sono stati utilizzati i seguenti parametri:

- $J$ , Numero di layer = 6
- $M$ , Lunghezza delle parole di bit = 4
- $K$ , Lunghezza delle parole di codice = 4
- $N$ , Posizioni non nulle nelle parole di codice = 2
- $SNR$ , Rapporto segnale rumore  $\in \{0, \dots, 9\}$
- Per affidabilità statistica, per ogni valore di  $SNR$ , l'esecuzione della simulazione ha atteso di contare almeno 100 errori.

Facendo riferimento allo schema in figura 4.1, si é realizzata una funzione MATLAB per ogni blocco. Di seguito si riporta un'analisi di ogni funzione realizzata. Il codice sorgente é riportato in appendice nelle figure ??, ??, ??, ??, ??, ??, ?? e ??.

### 4.2.1 BitSource

Il codice sorgente é riportato in appendice. Questa funzione simula un generatore di bit di sorgente, anche se in realtà il valore in uscita é un numero intero  $b_j \in \{1, \dots, M\}$  con  $j \in \{1, \dots, J\}$ , quindi associabile ad un blocco di bit pre-codificato. É stata fatta questa scelta per diversi motivi: maggior velocità di computazione, maggior semplicità nell'implementazione del blocco successivo *EncoderSCMA* e nessuna influenza sull'obiettivo della simulazione, in quanto si stima l'errore di blocco, non di singolo bit.

### 4.2.2 EncoderSCMA

Il codice sorgente é riportato in appendice. La funzione *EncoderSCMA* ricostruisce il codice riportato in figura 1, istanziando  $J$  matrici, chiamate  $cB_j$  con  $j \in \{1, \dots, J\}$ . Queste matrici sono usate per codificare un blocco di bit, (già pre-codificato in un intero  $\in \{1, \dots, M\}$ , come visto nel paragrafo precedente) in una parola di codice appartenente al  $j$ -esimo codebook. In ingresso alla funzione vi é anche il numero di utenti, questo parametro serve principalmente a ridurre i processi computazionali quando la simulazione coinvolge un numero di utenti inferiore al massimo. La sintassi con cui viene svolta la codifica é semplicemente:

$$s = cB_j(:, b_j) \quad (4.1)$$

con  $j \in \{1, \dots, J\}$ . Questa sintassi seleziona la  $b_j$ -esima colonna della matrice  $cB_j$ , associando così una parola di codice ad ogni blocco di bit. Evidentemente ad ogni utente viene assegnato un codebook diverso e il segnale  $s$  é dato dalla somma di tutti i segnali codificati.

### 4.2.3 NoiseGenerator

Il codice, riportato in appendice, si occupa di generare un opportuno processo aleatorio in funzione dell'*SNR* ricevuto in ingresso e della potenza del

segnale trasmesso  $s$ . Il segnale  $n$  così generato viene sommato al segnale  $s$ :

$$r = s + n \quad (4.2)$$

Con  $r$ ,  $s$  e  $n$  equivalenti passa-basso

#### 4.2.4 DecoderSCMA

Il codice sorgente é riportato in appendice. La funzione costruisce le matrici di de-mapping, sulla base della conoscenza dei codebooks. Le matrici di de-mapping non fanno altro che azzerare le posizioni in cui le parole di codice hanno elementi nulli<sup>1</sup>, delegando la restante parte di decodifica allo stimatore ML. Questa operazione viene fatta dal prodotto matriciale

$$sd_j = r^* \times m_j \quad (4.3)$$

con  $j \in \{1, \dots, J\}$ ,  $sd_j$  il segnale de-mappato per il  $j$ -esimo utente, e  $m_j$  la matrice di de-mapping relativa.

#### 4.2.5 StimatoreML

Il codice sorgente é riportato in appendice. Lo stimatore é costruito sulla massima correlazione, ed utilizza la funzioni ausiliarie *euc* (figura ??) e *corr* (Nativa in MATLAB). Questo blocco svolge il calcolo della correlazione tra le matrici  $sd_j$  (Simboli ricevuti, per colonne) e  $cB_j$  (codebooks, riportanti le parole di codice in colonna). Il risultato viene trasposto e salvato in matrici chiamate *CorrelationMatrix<sub>j</sub>*, le quali contengono per colonne i valori (complessi) di correlazione tra i simboli ricevuti e le parole di codice. In particolare nella  $k$ -esima colonna, vi saranno  $M$  numeri complessi rappresentanti la correlazione tra il  $k$ -esimo simbolo ricevuto e le  $M$  parole di codice. Lo stimatore sceglie la parola di codice che presenta correlazione maggiore con il simbolo ottenuto: siccome si é in campo complesso, valuterà quella a minor distanza euclidea dal punto  $1 + 0i$ , sfruttando la funzione ausiliaria *euc*.

---

<sup>1</sup>In ricezione, il segnale non presenta più degli zeri in tali posizioni, per via del rumore additivo e degli utenti interferenti

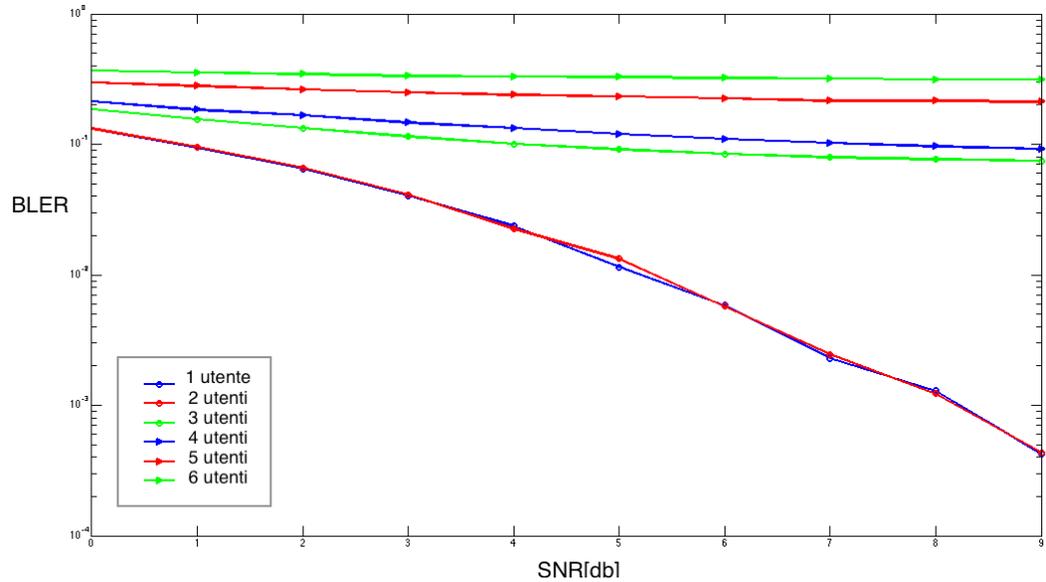


Figura 4.2: Risultati Simulazione in termini di BLER vs SNR.

#### 4.2.6 ErrorCounter

Il blocco *ErrorCounter*, si occupa di contare il numero di errori di blocco *BLE*, sarà poi il programma principale a rapportarli al numero di blocchi trasmessi.

### 4.3 Analisi dei risultati numerici

I risultati sperimentali sono riportati in figura 4.2, da questa si possono trarre diverse conclusioni:

- Per un numero di utenti  $\leq 2$  lo stimatore riesce ad abbattere il tasso di errore con *SNR* moderate, arrivando a valori di  $10^{-3}$  per  $SNR \approx 8$ ; le prestazioni non cambiano tra il caso di utente singolo e l'aggiunta del secondo utente, in quanto i due non interferiscono.
- Le prestazioni degradano nettamente per un numero di utenti  $\geq 3$ , in quanto comincia a presentarsi interferenza e la non ottimalità dello

stimatore ML non é più trascurabile: si vede che il tasso di errore per blocco non scende sostanzialmente al di sotto di  $10^{-1}$  per quattro utenti, e peggiora ancora di più all'aggiunta del quinto e sesto.

I risultati della presente simulazione, consentono di affermare che per poter utilizzare lo schema SCMA in cui il fenomeno dell'interferenza é strutturale, non é possibile utilizzare stimatori ML in ricezione: questi sono ottimi in caso di trasmissione point-to-point su canale AWGN, ma diventano poco adeguati quando il disturbo non é più di natura gaussiana, come nel caso presentato di interferenza tra layer.

## 4.4 Possibili sviluppi

Per poter utilizzare lo schema SCMA nelle prossime tecnologie wireless, sarà necessario progettare ricevitori efficienti che riescano a tenere basso il *BLER*, per valori moderati di *SNR*: come visto nei capitoli precedenti le strade percorribili sono svariate. L'introduzione di un multiplexing sullo strato fisico attraverso lo schema F-OFDM presentato nel capitolo precedente riduce nettamente il livello di interferenza e migliora le prestazioni in fase di ricezione, ma non é un contributo sufficiente: per ottenere prestazioni accettabili é necessario sviluppare anche nuove idee di ricevitori. Si introduce l'idea di *ricevitore a cancellazioni successive*, ovvero un sistema di detection che si basi sul riconoscere i simboli più *evidenti* (per esempio a maggior potenza, o che presentino maggior correlazione con il segnale ricevuto) e li eliminino dal segnale ricevuto, per poter riconoscere i simboli successivi dopo aver ridotto il contributo dell'interferente. Per poter convergere é però necessario che questo algoritmo conosca quali utenti stiano trasmettendo, informazione che potrebbe essere scambiata attraverso un canale parallelo utilizzato solo per segnali di controllo, come ampiamente proposto per i sistemi di quinta generazione.

# Conclusione

Dopo aver introdotto, nel primo capitolo, i parametri chiave su cui dovrà agire la prossima generazione di tecnologie wireless (capacità del canale, latenza ecc...) e quali siano gli obiettivi posti per questi parametri, si è passato all'analisi delle proposte e idee portate avanti in questa direzione nei maggiori centri di ricerca internazionali. Nel secondo capitolo è stata data una visione d'insieme delle tecniche in fase di ricerca e di quelle già esistenti che potranno soddisfare le specifiche indicate nel primo capitolo: si è parlato di reti collaborative, virtualizzazione del processing di rete, C-RAN, massive MIMO, onde millimetriche, small cells, beam-forming e trasporto su canali distinti dei segnali di controllo e dei payload, per ottimizzare il parametro DSR (Data-to-Signal-control-Ratio). Nel capitolo terzo, a partire dai white paper rilasciati da HUAWEI, è stata fatta un'analisi approfondita di due schemi fondamentali alla base delle future proposte tecnologiche: si è vista una tecnica di multiplexing per il layer PHY (strato fisico), e uno schema per l'accesso multiplo a divisione di codice SCMA(Sparse Code Multiple Access). Per quanto riguarda la tecnica di multiplexing, si è introdotto lo schema F-OFDM, che mostra numerosi vantaggi rispetto all'OFDM classico, tra cui una forte compattezza spettrale e quindi la possibilità di usare porzioni di spettro adiacenti senza problemi di sovrapposizione tra le bande; inoltre permette una notevole flessibilità in quanto si è in grado di adattare la tecnologia all'applicazione richiesta, facendo coesistere simultaneamente flussi di dati con diversi parametri OFDM. Per quanto riguarda lo schema SCMA, si è visto che questo consente di effettuare un accesso multiplo a divisione di codice con un notevole *overload* delle risorse, grazie alle proprietà dei codici scelti e alle tecniche di codifica e decodifica studiate. A proposito dello schema SCMA sono state svolte alcune simulazioni numeriche: i risultati e le conclusioni a proposito dello schema di trasmissione e del ricevitore sono riportate nel quarto e ultimo capitolo, si vede che uno stimatore a

bassa complessità come quello ML, non riesce a garantire buone prestazioni quando il numero di utenti cresce e l'interferenza diventa non trascurabile. C'è spazio dunque per approfondire le ricerche in questa direzione, per trovare un compromesso in termini di complessità e prestazioni.

# Appendice

In appendice sono riportate alcune immagini utili per comprendere al meglio le simulazioni esaminate nel Capitolo 4, in particolare in figura 1 sono riportati i Codebook SCMA usati nell'Encoder delle simulazioni, mentre le immagini successive riportano l'intero codice MATLAB.

## Simulazione Parte I

```
N_punti=10; %numero di punti SNR simulati
SNRi=0;      %numero iniziale per SNR
SNRf=N_punti+SNRi-1; %numero finale per SNR
BLER=zeros(1,N_punti);
SNRdb=SNRi:SNRf;
M=4; %lunghezza di ogni blocco di bit
for i=1:N_punti %simula l'i-esimo valore SNR
    BLE=0;
    Sym=0;
    Sym_t=0;
    while BLE<100
        %cicli monte carlo fino al centesimo errore di blocco

        Sym=Sym+100000;
        % di ciclo in ciclo aumentano i simboli simulati
        Sym_t=Sym_t+Sym;
        N_utenti = 3;
        %cambiare a mano per simulare da 1 a 6 utenti
        [b1,b2,b3,b4,b5,b6]=BitSource(Sym, M);
        %Sorgente di Bit
        s=EncoderSCMA(b1,b2,b3,b4,b5,b6,N_utenti);
```

cB1 =			
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
-0.1815 - 0.1318i	-0.6351 - 0.4615i	0.6351 + 0.4615i	0.1815 + 0.1318i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.7851 + 0.0000i	-0.2243 + 0.0000i	0.2243 + 0.0000i	-0.7851 + 0.0000i
cB2 =			
0.7851 + 0.0000i	-0.2243 + 0.0000i	0.2243 + 0.0000i	-0.7851 + 0.0000i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
-0.1815 - 0.1318i	-0.6351 - 0.4615i	0.6351 + 0.4615i	0.1815 + 0.1318i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
cB3 =			
-0.6351 + 0.4615i	0.1815 - 0.1318i	-0.1815 + 0.1318i	0.6351 - 0.4615i
0.1392 - 0.1759i	0.4873 - 0.6156i	-0.4873 + 0.6156i	-0.1392 + 0.1759i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
cB4 =			
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.7851 + 0.0000i	-0.2243 + 0.0000i	0.2243 + 0.0000i	-0.7851 + 0.0000i
-0.0055 - 0.2242i	-0.0193 - 0.7848i	0.0193 + 0.7848i	0.0055 + 0.2242i
cB5 =			
-0.0055 - 0.2242i	-0.0193 - 0.7848i	0.0193 + 0.7848i	0.0055 + 0.2242i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
-0.6351 + 0.4615i	0.1815 - 0.1318i	-0.1815 + 0.1318i	0.6351 - 0.4615i
cB6 =			
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i
0.7851 + 0.0000i	-0.2243 + 0.0000i	0.2243 + 0.0000i	-0.7851 + 0.0000i
0.1392 - 0.1759i	0.4873 - 0.6156i	-0.4873 + 0.6156i	-0.1392 + 0.1759i
0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i

Tabella 1: Codice usato per la simulazione

```

        %Encoder SCMA
        n=NoiseGenerator(SNRdb(i),Sym,M);
        %Generazione n in funzione di SNRdb
        r=s+n; %AWGN
[sd1,sd2,sd3,sd4,sd5,sd6]=
DecoderSCMA(r,N_utenti); %Decoder SCMA
[b_s1,b_s2,b_s3,b_s4,b_s5,b_s6]=
StimatoreML(sd1,sd2,sd3,sd4,sd5,sd6,N_utenti);
%Stimatore ML
BLEinc=
    ErrorCounter(b1,b2,b3,b4,b5,b6,b_s1,
        b_s2,b_s3,b_s4,b_s5,b_s6,N_utenti);
    %Conteggio Errori
    BLE = BLE + BLEinc; %traccia degli errori totali
end
BLER(i)=BLE/(Sym_t*N_utenti);
    %traccia degli tasso di errore
end

```

```

%funzioni

```

```

function [b1,b2,b3,b4,b5,b6]=BitSource(Sym, M)
% l'uscita pre-codifica i bit in numeri interi
%da 1 a M, comodo per poter
% usare l'uscita all'ingressi di un codificatore SCMA
    b1=randi(M,1,Sym);
    b2=randi(M,1,Sym);
    b3=randi(M,1,Sym);
    b4=randi(M,1,Sym);
    b5=randi(M,1,Sym);
    b6=randi(M,1,Sym);
end

```

```

function n=NoiseGenerator(SNRdb,Sym,M,N_utenti)
s1=0.1815+0.1318i;

```

```

s2=0.6351+0.4615i;
v1=[-s1,-s2,s2,s1];
S=sqrt(var(v1))/N_utenti;
SNR=10^(SNRdb/20);
NO=S/SNR;
N_0=NO/2;
n=N_0*randn(M,Sym)+N_0*1i*randn(M,Sym);
end

function s=EncoderSCMA(b1,b2,b3,b4,b5,b6,activeUsers)
if size(b1,2)<activeUsers %evita crash
    activeUsers=size(b1,2);
end
%utili per la costruzione dei codebooks
s1=0.1815+0.1318i;
s2=0.6351+0.4615i;
s3=0.7851;
s4=0.2243;
s5=0.1392-0.1759i;
s6=0.4873-0.6156i;
s7=0.0055+0.2242i;
s8=0.0193+0.7848i;
v0=[0,0,0,0];
v1=[-s1,-s2,s2,s1];
v2=[s3,-s4,s4,-s3];
v3=[-s2',s1',-s1',s2'];
v4=[s5,s6,-s6,-s5];
v5=[-s7,-s8,s8,s7];

%codebooks
cB1=[v0;v1;v0;v2];
cB2=[v2;v0;v1;v0];
cB3=[v3;v4;v0;v0];
cB4=[v0;v0;v2;v5];
cB5=[v5;v0;v0;v3];
cB6=[v0;v2;v4;v0];

```

```

%segnale trasmesso
s=cB1(:,b1);
%aggiunta utenti
if activeUsers>1
    s=s+cB2(:,b2);
    if activeUsers>2
        s=s+cB3(:,b3);
        if activeUsers>3
            s=s+cB4(:,b4);
            if activeUsers>4
                s=s+cB5(:,b5);
                if activeUsers>5
                    s=s+cB6(:,b6);
                end
            end
        end
    end
end
end
end

function [sd1,sd2,sd3,sd4,sd5,sd6]=
DecoderSCMA(r, activeUsers)
sd2=0;
sd3=0;
sd4=0;
sd5=0;
sd6=0;
v0=[0,0,0,0];
o1=[1,0,0,0];
o2=[0,1,0,0];
o3=[0,0,1,0];
o4=[0,0,0,1];

%matrici di demapping vedi Codebooks nell'encoder

m1=[v0;o2;v0;o4];
m2=[o1;v0;o3;v0];

```

```

m3=[o1;o2;v0;v0];
m4=[v0;v0;o3;o4];
m5=[o1;v0;v0;o4];
m6=[v0;o2;o3;v0];

sd1=(r'*m1)';
if activeUsers>1
    sd2=(r'*m2)';
    if activeUsers>2
        sd3=(r'*m3)';
        if activeUsers>3
            sd4=(r'*m4)';
            if activeUsers>4
                sd5=(r'*m5)';
                if activeUsers>5
                    sd6=(r'*m6)';
                end
            end
        end
    end
end
end
end

function [b_s1,b_s2,b_s3,b_s4,b_s5,b_s6]=
StimatoreML(sd1,sd2,sd3,sd4,sd5,sd6,activeUsers)
b_s2=0;
b_s3=0;
b_s4=0;
b_s5=0;
b_s6=0;
%utili per la costruzione dei codebooks
s1=0.1815+0.1318i;
s2=0.6351+0.4615i;
s3=0.7851;
s4=0.2243;
s5=0.1392-0.1759i;

```

```

s6=0.4873-0.6156i;
s7=0.0055+0.2242i;
s8=0.0193+0.7848i;
v0=[0,0,0,0];
v1=[-s1,-s2,s2,s1];
v2=[s3,-s4,s4,-s3];
v3=[-s2',s1',-s1',s2'];
v4=[s5,s6,-s6,-s5];
v5=[-s7,-s8,s8,s7];

%codebooks
cB1=[v0;v1;v0;v2];
cB2=[v2;v0;v1;v0];
cB3=[v3;v4;v0;v0];
cB4=[v0;v0;v2;v5];
cB5=[v5;v0;v0;v3];
cB6=[v0;v2;v4;v0];

correlationMatrix1=corr(sd1(:,:),cB1(:,:))';
%Matrice contenente i valori di
%correlazione tra sdi e cBi
[~,b_s1]=euc(correlationMatrix1,1);
%la funzione euc, restituisce per
%colonne l'elemento a minima distanza
%euclidea (sul piano complesso) dal punto 1+0i
%aggiunta utenti
if activeUsers>1
    correlationMatrix2=corr(sd2(:,:),cB2(:,:))';
    [~,b_s2]=euc(correlationMatrix2,1);
    if activeUsers>2
        correlationMatrix3=corr(sd3(:,:),cB3(:,:))';
        [~,b_s3]=euc(correlationMatrix3,1);
        if activeUsers>3
            correlationMatrix4=corr(sd4(:,:),cB4(:,:))';
            [~,b_s4]=euc(correlationMatrix4,1);
            if activeUsers>4
                correlationMatrix5=corr(sd5(:,:),cB5(:,:))';

```



**Simulazione: Parte II**

```

function [b_s]=StimatoreIterativo(r,activeUsers,Sym,cB,m,a)

b_s=zeros(activeUsers,Sym);

sd=zeros([size(r),activeUsers]);
cM=sd;
dist_euc=zeros(activeUsers,Sym);
p=dist_euc;
for i=1:activeUsers
    sd(:,:,i)=(r'*m(:,:,i))';
    cM(:,:,i)=corr(sd(:,:,i),a(i)*cB(:,:,i))';
    [eut,pt]=euc(cM(:,:,i),1);
    dist_euc(i,:)=eut;
    p(i,:)=pt;
end
%dist_euc=dist_euc+b_s;
[~,layer]=min(dist_euc);
substream=diag(p(layer,:))'; %segnale da sottrarre

for i=1:activeUsers
    subsignal=[];
    for k=1:Sym
        b_s(layer(k),k)=p(layer(k),k);
        %tmp=cB(:,:,layer(k));
        %subsignal=
        [subsignal,tmp(:,substream(k))];
        subsignal=
        [subsignal,a(layer(k))*cB(:,substream(k),layer(k))];
    end
    r=r-subsignal;
    for l=1:activeUsers
        sd(:,:,l)=(r'*m(:,:,l))';
        cM(:,:,l)=corr(sd(:,:,l),a(i)*cB(:,:,l))';
    end
end

```

```
        [eut,pt]=euc(cM(:,:,l),1);
        dist_euc(1,:)=eut;
        p(1,:)=pt;
    end
    dist_euc=dist_euc+b_s;
    [~,layer]=min(dist_euc);
    substream=diag(p(layer,:))'; %segnale da sottrarre
end

end
```

# Bibliografia

- [1] Federico Boccardi, Vodafone Robert W. Heath Jr., University of Texas at Austin Angel Lozano, Universitat Pompeu Fabra Thomas L. Marzetta, Bell Labs, Alcatel-Lucent Petar Popovski, Aalborg University: Five Disruptive Technology Directions for 5G, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, Issue 2, pp. 74-80 Feb. 2014.
- [2] G. Y. Li et al., Energy-Efficient Wireless Communications: Tutorial, Survey, and Open Issues, *IEEE Wireless Commun.*, vol. 18, no. 6, Dec. 2011, pp. 28-35.
- [3] Chih Lin I, Corbett Rowell, Shuangfeng Han, Zhikun Xu, Gang Li, Zhegang Pan, China Mobile Research Institute: Toward Green And Soft: a 5G Perspective, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, Issue 2, pp. 67-68 Feb. 2014.
- [4] Cheng-Xiang Wang, Heriot-Watt University and University of Tabuk Fourat Haider, Heriot-Watt University Xiqi Gao and Xiao-Hu You, Southeast University Yang Yang, ShanghaiTech University Dongfeng Yuan, Shandong University Hadi M. Aggoune, University of Tabuk Harald Haas, University of Edinburgh Simon Fletcher, NEC Telecom MODUS Ltd. Erol Hepsaydir, Hutchison 3G UK: Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, Issue 2, Feb. 2014.
- [5] Paolo Banelli, Stefano Buzzi, Giulio Colavolpe, Andrea Modenini, Fredrik Rusek, Alessandro Ugolini: MODULATION FORMATS AND WAVEFORMS FOR THE PHYSICAL LAYER OF 5G WIRELESS NETWORKS: WHO WILL BE THE HEIR OF OFDM?

- 
- [6] Wonil Roh, Ji-Yun Seol, JeongHo Park, Byunghwan Lee, Jaekon Lee, Yungsoo Kim, Jaeweon Cho, and Kyungwhoon Cheun, Samsung Electronics Co., Ltd. Farshid Aryanfar, Samsung Research America: Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results
- [7] Y. Kishiyama et al., "Future Steps of LTE-A: Evolution towards Integration of Local Area and Wide Area Systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 20, no. 1, Feb. 2013, pp. 12-18.
- [8] 5G: New Air Interface and Radio Access Virtualization, HUAWEI WHITE PAPER April 2015
- [9] Hosein Nikopour and Hadi Baligh, Ottawa Wireless RD Centre, Huawei Technologies Canada Co., LTD. SPARSE CODE MULTIPLE ACCESS
- [10] FILTERED OFDM: A NEW WAVEFORM FOR FUTURE WIRELESS SYSTEMS Javad Abdoli, Ming Jia, and Jianglei Ma Huawei Technologies Canada Co. Ltd., Ottawa, Ontario CANADA
- [11] V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S. Ten Brink, and J.-F. Frigon, "Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE," in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2013, pp. 223â228.
- [12] T. Wild, F. Schaich, and Y. Chen, "5G air interface design based on universal filtered (UF-) OFDM," in *Int. Conf. Dig. Sig. Proc. (DSP)*, 2014, pp. 699â704.
- [13] "1st 5G Algorithm Innovation Competition-SCMA", ALTERA University Program