



UNIVERSITA' DEL SALENTO

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Informazione

Tesi di Laurea in Fondamenti di Comunicazioni

***Allocazione della potenza in sistemi di comunicazione ad
Accesso Multiplo Non Ortogonali (NOMA)***

Power Allocation in Non Orthogonal Multiple Access (NOMA)

RELATORE:

Ch.mo Prof. Francesco Bandiera

STUDENTE:

Alberto Castrignanò

Matricola n° 20034068

Anno Accademico 2019 - 2020

Indice

Indice	3
Introduzione	4
Abbreviazioni	5
Capitolo 1: Concetti fondamentali	6
<i>A. NOMA nel Power Domain</i>	8
<i>B. NOMA nel Code Domain</i>	13
<i>C. Modelli del Code Domain NOMA</i>	17
Capitolo 2: Analisi delle prestazioni	21
<i>A. Il rapporto segnale-interferenza più rumore</i>	21
<i>B. Capacità del canale di trasmissione</i>	22
<i>C. Valutazione dell'efficienza</i>	23
<i>D. Allocazione delle potenze e fairness</i>	23
<i>E. Cooperative Noma</i>	25
<i>F. User Pairing</i>	27
Capitolo 3: Simulazione e risultati numerici	30
Conclusioni	42
BIBLIOGRAFIA	43
Ringraziamenti	45

Introduzione

L'evoluzione delle reti e dei dispositivi connessi richiede necessariamente una evoluzione dei sistemi di telecomunicazioni, in modo da ottenere prestazioni elevate, funzionalità e garantire gli accessi alle reti da un sempre crescente numero di dispositivi. Nascono così nuove inaspettate tecnologie quali il Non Orthogonal Multiple Access (NOMA), in grado di permettere l'accesso multiplo di un gran numero di utenti alle reti cellulari di quinta generazione 5G anche in scenari nei quali le vecchie tecnologie falliscono.

In questo elaborato si cerca di evidenziare le caratteristiche del NOMA e come esso permette di risolvere le nuove problematiche riguardo gli accessi multipli, insieme alle principali tecniche e soluzioni adottate nelle due categorie trattate: Power Domain (PD) NOMA e Code Domain (CD) NOMA (Capitolo 1).

Inoltre, si cerca di analizzare le prestazioni ottenute con tali soluzioni attraverso la teoria dell'informazione, evidenziando alcune problematiche legate al PD NOMA, in particolare a come distribuire la potenza disponibile alla Stazione Base (BS) in modo da permettere a tutti gli utenti di avere prestazioni sufficienti e in modo equo (Capitolo 2).

Vengono perciò proposti degli algoritmi e delle simulazioni su ambiente Matlab in modo da analizzare le prestazioni degli utenti una volta risolta la problematica della comunicazione equa tra tutti gli utenti (Capitolo 3).

Abbreviazioni

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
CD	Code Domain
CDMA	Code Division Multiple Access
CSI	Channel State Information
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Direct Sequence
EE	Energy Efficiency
FDMA	Frequency Division Multiple Access
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
LDS	Low Density Spreading
LSL	Large System Limit
MA	Multiple Access
MAI	Multiple Access Interference
MUD	Multiuser Detection
MUSA	Multiuser Shared Access
NOMA	Non Orthogonal Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMA	Orthogonal Multiple Access
PD	Power Domain
PDMA	Pattern Division Multiple Access
QPSK	Quadrature Phase Shifting Keying
RB	Resource Block
SAMA	Successive Interference Cancellation Amenable Multiple Access
SC	Superposition Coding
SCMA	Sparse Code Multiple Access
SE	Spectral Efficiency
SIC	Successive Interference Cancellation
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
TDMA	Time Division Multiple Access

Capitolo 1: Concetti fondamentali

Le tecnologie di telefonia mobile di quinta generazione 5G si collocano in una realtà in cui la quantità e la diversità dei dispositivi o degli utenti connessi sono notevoli, con una certa superiorità rispetto al contesto nel quale sono state sviluppate le precedenti generazioni. Tali tecnologie mirano all'aumento della velocità di trasmissione dati e la riduzione di latenza end-to-end, in quanto lo sviluppo rapido dell'Internet mobile e dell'Internet of Things (IoT) aumentano esponenzialmente la richiesta di applicazioni ad alta velocità di trasmissione dati [1].

In questo scenario è fondamentale l'utilizzo delle tecniche di accesso multiplo (Multiple Access, MA), già sviluppate nelle precedenti generazioni come tecniche di accesso multiplo ortogonale (Orthogonal Multiple Access OMA), le quali permettono a un determinato numero di dispositivi di comunicare senza o con minime interferenze¹, in quanto i segnali di ogni utente o dispositivo sono ortogonali tra di loro². L'ortogonalità si può ottenere nel dominio del tempo o in quello delle frequenze, e dalla combinazione di entrambi si ottiene un Resource Block RB, ovvero l'unità di risorsa assegnabile a un utente, la quale gli permette di comunicare a un tempo e una frequenza ben determinati [2], rispettivamente con Time Division Multiple Access TDMA e Frequency Division Multiple Access FDMA, come osservabile in figura 1.

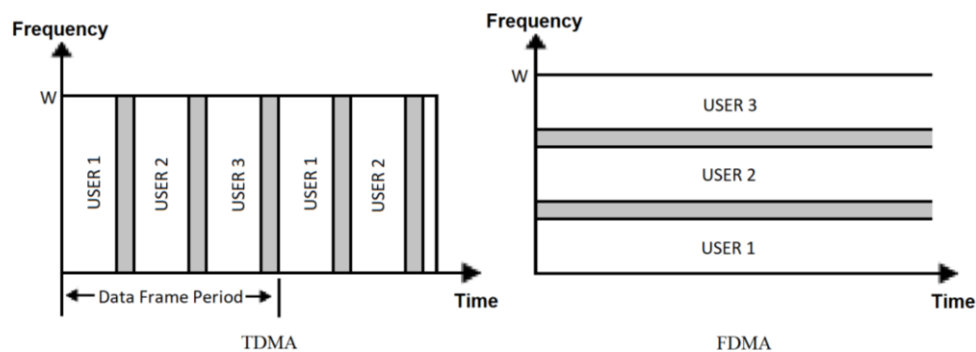


Figura 1: Allocations di RB con TDMA e FDMA

¹ Contestualizzando nelle reti di telefonia mobile, indicheremo con il termine interferenza il rumore sulla trasmissione di un dispositivo causato da altri dispositivi anche essi comunicanti

² Per segnali ortogonali si intendono i segnali caratterizzati da funzioni la cui relazione reciproca (prodotto, integrale, somma nei rispettivi domini di tempo, frequenza, codici) fornisce un valore nullo nel relativo dominio.

Nelle tecnologie OMA la quantità di RB è però limitata, e non appena il numero di connessioni supera il numero di RB disponibile, il sistema è intrinsecamente influenzato da collisioni dovute a interferenze. Questo scenario può essere facilmente visualizzato nel 5G, come già descritto in precedenza. In questa condizione gli schemi ortogonali diventano non ortogonali [4] ed è necessario approcciare le tecniche di accesso multiplo non ortogonali (Non-Orthogonal Multiple Access NOMA)³.

Com'è chiaro dal nome, le tecniche NOMA non richiedono di imporre l'allocazione di un RB ad un unico utente, permettendo così un numero elevato di connessioni, con conseguente efficienza spettrale (Spectral Efficiency SE) superiore al caso OMA, indipendenza dalle esatte informazioni sullo stato del canale (Channel State Information CSI) e bassa latenza di trasmissione (non sono necessarie richieste di scheduling dall'utente alla stazione base) [1].

La possibilità dell'assegnazione di stessi RB a diversi utenti risiede nell'introduzione di nuove dimensioni da parte delle tecniche NOMA. Fondamentalmente queste possono essere divise in due macrocategorie: NOMA nel Dominio delle Potenze (Power Domain NOMA) e NOMA nel Dominio dei Codici (Code Domain NOMA), per le quali viene introdotta una terza dimensione, rispettivamente potenze e codici⁴, permettendo di evitare il requisito dell'ortogonalità nel tempo o nelle frequenze.

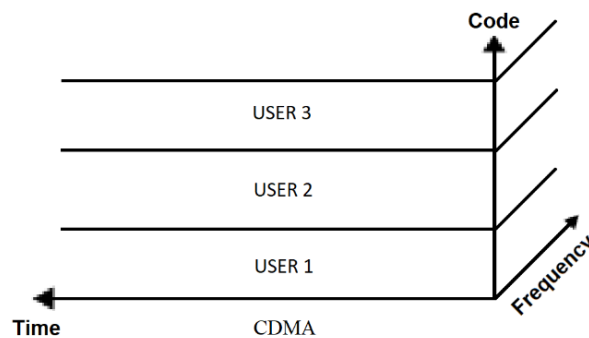


Figura 2: Allocazione di RB con CDMA

Il Power Domain NOMA si basa principalmente sui concetti di Superposition Coding SC e Successive Interference Cancellation SIC, grazie ai quali è possibile comunicare con uno stesso RB ma a livelli di potenza differenti.

³ Nonostante il NOMA è di utilizzo recente, tale concetto risale inizialmente al 1990 [3,5]

⁴ Si hanno soluzioni già esistenti nel dominio dei codici, come la tecnologia CDMA, che utilizzano però codici tra loro ortogonali, ovvero la cui somma vettoriale è nulla.

Il Code Domain NOMA utilizza invece tecniche simili a quelle già esistenti nel dominio dei codici, con un approccio non ortogonale, quali sequenze di spreading di tipo sparso o cross-correlation a bassa correlazione, tra cui le tecniche di Sparse Code Multiple Access (SCMA), Low Density Spreading CDMA o OFDM (LDS-CDMA e LDS-OFDM rispettivamente) [1].

Si hanno ulteriori modelli di NOMA, quali il Pattern Division Multiple Access PDMA e il Spatial Division Multiple Access SDMA, ma la loro analisi esula da questo trattato.

A. NOMA nel Power Domain

L'idea alla base del Power Domain NOMA è la possibilità di distinguere i segnali dei vari attori che prendono parte alla comunicazione attraverso la loro potenza in ricezione.

In questo caso, il Multiuser Detection MUD, ovvero la rilevazione contemporanea dei vari utenti contribuenti alla comunicazione, grazie all'eliminazione delle interferenze di multiplo accesso (Multiple Access Interference MAI), è realizzata attraverso il SIC, descritto di seguito.

Le tecniche fondamentali nel Power Domain sono:

- Superposition Coding SC: nella trasmissione broadcast in canali AWGN⁵, è possibile assicurare che ogni utente riceva le informazioni critiche sovrapponendo il messaggio degli utenti con uno stato migliore del canale al messaggio degli utenti con stato del canale peggiore.
- Successive Interference Cancellation SIC: nella ricezione di segnali sovrapposti con SC, il segnale a maggior potenza viene rilevato per primo mentre gli altri, a minor potenza, vengono considerati come interferenze, e il primo segnale può così essere decodificato⁶. Ottenuto il primo segnale, questo viene ricodificato e sottratto al segnale ricevuto, ottenendo così i restanti segnali sovrapposti, in cui il segnale a maggior potenza sarà il secondo a maggior potenza tra

⁵ Il modello di canale Additive White Gaussian Noise AWGN caratterizza il rumore nel canale come un segnale a distribuzione Gaussiana, di tipo bianco, ovvero le cui frequenze coprono l'intero spettro, il quale viene sommato ai segnali in ingresso al canale

⁶ Operativamente, è sufficiente l'applicazione dei metodi di decisione ottima per la modulazione effettuata sul segnale

quelli ricevuti. Iterando le operazioni descritte in precedenza per il primo segnale, vengono così effettuate delle cancellazioni successive, ottenendo di volta in volta tutti i segnali, in origine sovrapposti in ricezione, fino all'ultimo, soggetto così ad interferenza nulla.

Il SIC può essere soggetto a degli errori di cancellazione, ma nelle trattazioni successive supporremo cancellazioni perfette.

In [1], SC e SIC vengono rappresentati attraverso le trasmissioni di due utenti modulate con modulazione Quadrature Phase Shifting Keying QPSK e una basilare trattazione matematica, basandosi sulle tecniche proposte da Vanka e AA.VV. in [6], [1][2]:

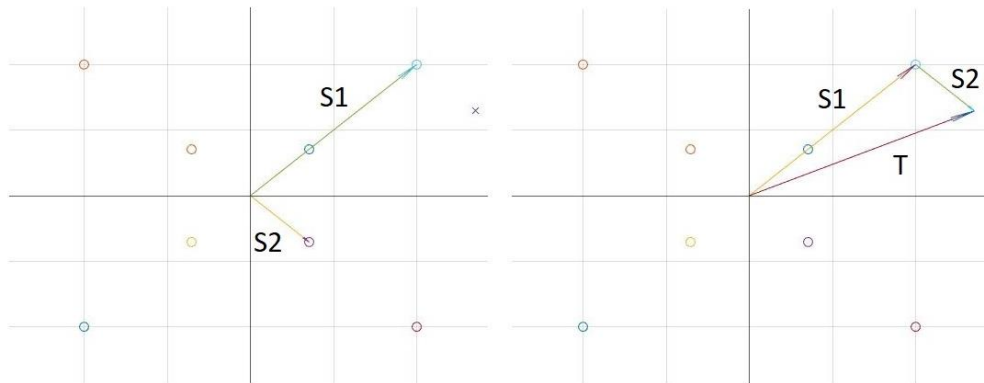


Figure 3 e 4: I segnali S_1 e S_2 nelle rispettive costellazioni sul piano complesso, e la loro sovrapposizione

Vengono rappresentati in tali grafici le costellazioni QPSK degli utenti U_1 e U_2 , e i segnali $S_1(t)$ e $S_2(t)$ rispettivamente da trasmettere, con evidente superiorità della potenza del primo. È possibile notare da tali segnali che la sovrapposizione non compromette la decisione del segnale.

Nella fase di codifica si mappano i bit di input in due sequenze di output $S_1(t)$ e $S_2(t)$, le quali vengono pesate con le potenze P_1 e P_2 rispettivamente, in funzione del loro stato del canale o del loro bitrate, e tali che $P_1 + P_2 = P$ (potenza massima di trasmissione del trasmettitore), e si effettua la sovrapposizione: $T(t) = \sqrt{P_1}S_1(t) + \sqrt{P_2}S_2(t)$

Supponiamo ora che venga assegnata maggior potenza a U_1 , il cui canale è in uno stato peggiore rispetto a quello di U_2 ⁷.

⁷ Per assicurare il trasporto delle informazioni ad ogni utente, può essere opportuno assegnare agli utenti a canale con stato peggiore più potenza, ponderando di conseguenza la distribuzione della potenza massima di trasmissione, in modo che il rapporto segnale-interferenza più rumore (Signal to Interference plus Noise Ratio SINR) sia elevato per tali utenti

1.A – Noma nel Power Domain

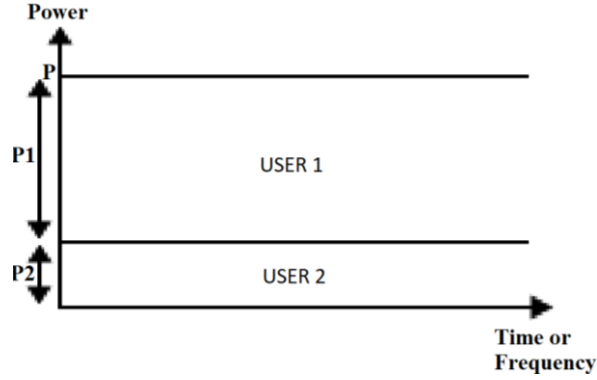


Figura 4: Distribuzione della potenza di trasmissione agli utenti

La decodifica viene effettuata da U_2 , ottenendo la decisione del segnale S_1 da T , il quale avrà subito un'ulteriore attenuazione h_2 nel canale di U_2 .

A questo punto è possibile procedere con il SIC:

$$S_2(t) = \frac{T(t) - \sqrt{P_1} h_2 S_1(t)}{\sqrt{P_2}}$$

per poi effettuare la decodifica del segnale ottenuto.

Per comprendere come le tecniche SIC e SC realizzano la comunicazione nelle tecnologie 5G, distinguiamo le comunicazioni Downlink e Uplink⁸:

- Trasmissione Downlink: consideriamo la comunicazione tra una stazione base (Base Station BS)⁹ e un numero n di utenti, e quindi la necessità di trasmettere n segnali $S_1(t) \dots S_n(t)$.

La BS a livello del trasmettitore si occuperà di effettuare il SC di tali segnali con le rispettive potenze $P_1 \dots P_n$, tali che $\sum_{i=1}^n P_i = P$, tenendo conto delle attenuazioni dei rispettivi canali $h_1 \dots h_n$, e di trasmettere il segnale ottenuto:

$$T(t) = \sum_{i=1}^n \sqrt{P_i} S_i(t).$$

Supponendo che $h_1 \leq h_2 \leq \dots \leq h_n$, ovvero il canale di U_1 è il canale nello stato peggiore, quello di U_2 è il secondo a stato peggiore, e così via, allora si ha che $P_1 \geq P_2 \geq \dots \geq P_n$.

⁸ Nella telefonia mobile si indica con il termine 'Downlink' la comunicazione da un nodo della rete verso un dispositivo mobile, e viceversa con il termine 'Uplink'

⁹ I punti di accesso alla rete cellulare sono realizzati con stazioni radio dette stazioni base, la cui zona di copertura viene detta cella (da qui la denominazione cellulare)

A questo punto, il segnale trasmesso a tutti gli utenti, i quali effettuano ognuno il SIC iterativamente fino ad ottenere la decodifica del proprio segnale. Tale soluzione è una sfida molto impegnativa, in quanto i dispositivi mobili hanno una potenza di calcolo ridotta rispetto a quella delle BS [1].

Ovviamente, in canali AWGN, il segnale ricevuto dall'utente i sarà

$$T_i(t) = h_i \sum_{j=1}^n \sqrt{P_j} S_j(t) + n_i(t),$$

con h_i , $n_i(t)$ rispettivamente attenuazione del canale dell'utente i e rumore bianco¹⁰ subito in tale canale, con densità spettrale N_0 .

Ogni utente otterrà il proprio segnale dalla seguente relazione:

$$S_i(t) = \frac{T_i(t) - h_i \sum_{j=1}^{i-1} \sqrt{P_j} S_j(t)}{\sqrt{P_i}}$$

eccetto l'utente 1 per cui sarà sufficiente effettuare la decodifica di S_n .

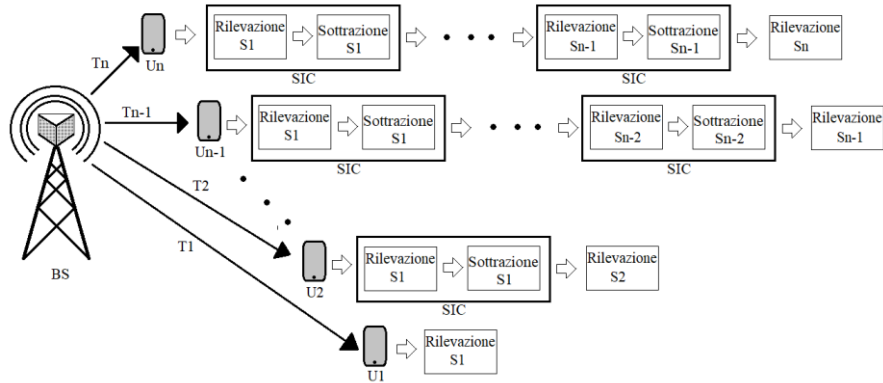


Figura 5: Trasmissione downlink NOMA

La rilevazione dei segnali può essere effettuata per un'intera sequenza di simboli o per un unico simbolo. Nel primo caso, rilevando il segnale S_i si ha sia la demodulazione del segnale dell'utente U_i che la sua decodifica, a cui seguiranno la ricodifica e la rimodulazione per poter effettuare il SIC; nel secondo caso viene eseguita unicamente la demodulazione.

La rilevazione di una sequenza di simboli aggiunge accuratezza sul recupero del segnale, ma implica anche maggiore complessità e tempo necessario al processo, ovvero latenza [7].

¹⁰ La decisione ottima permette di ovviare alla presenza di rumore bianco nei canali di trasmissione, perciò non verrà considerata nelle trattazioni successive. Sarà tuttavia necessario tenerne conto nel calcolo del SINR

- Trasmissione Uplink: come in precedenza, si considera uno scenario con una BS e un numero n di utenti, ognuno con un segnale da trasmettere. Si hanno così n segnali $S_1(t) \dots S_n(t)$.

Rispetto al caso precedente, in cui veniva assegnata maggior potenza ai segnali relativi agli utenti il cui canale di trasmissione ha una condizione più debole, la potenza di trasmissione di ogni segnale è indipendente, e quella dei relativi segnali ricevuti alla BS dipende unicamente dallo stato del rispettivo canale di trasmissione.

La potenza dei segnali ricevuti sarà quindi proporzionale ad $h_i P_i$, dove i due termini sono rispettivamente l'attenuazione del canale e la potenza del segnale dell'utente U_i .

Da adesso supporremo per semplicità uguale potenza di trasmissione per ogni utente: $P_1 = \dots = P_n$, e $h_1 \leq h_2 \leq \dots \leq h_n$.

Avremo così che in ricezione alla BS il segnale più potente sarà quello dell'utente n e il meno potente sarà quello dell'utente 1.

Se tutti i segnali vengono trasmessi nello stesso RB, a livello della BS viene ricevuto un segnale equivalente al SC dei vari segnali trasmessi dagli utenti.

Per rilevare ogni segnale il ricevitore della BS rileverà inizialmente il segnale a maggior potenza (nel nostro caso quello dell'utente n), per poi effettuare iterativamente il SIC, ottenendo di volta in volta il segnale a maggior potenza dal segnale residuo della SIC.

Vengono così rilevati in ordine i segnali $S_n(t)$, $S_{n-1}(t)$, ..., $S_1(t)$, considerando di volta in volta i segnali a minor potenza come interferenze.

Il segnale complessivo ricevuto sarà: $T(t) = \sum_{i=1}^n h_i S_i(t) + n(t)$, con $n(t)$ rumore del canale AWGN.

Definiti i segnali ricevuti dalla BS come $R_i(t) = h_i S_i(t)$ ¹¹, e considerando che il segnale $R_n(t)$ è il primo ad essere rilevato direttamente dal segnale $T(t)$, i segnali degli altri utenti verranno ottenuti secondo la seguente relazione:

$$R_i = T(t) - \sum_{j=i+1}^n R_j(t)$$

per poi effettuare la decodifica di ogni segnale.

¹¹ Tali segnali sono una versione attenuata di quelli inviati dagli utenti, ma ciò non influisce sulla decisione ottima e quindi sulla decodifica

1.A – Noma nel Power Domain

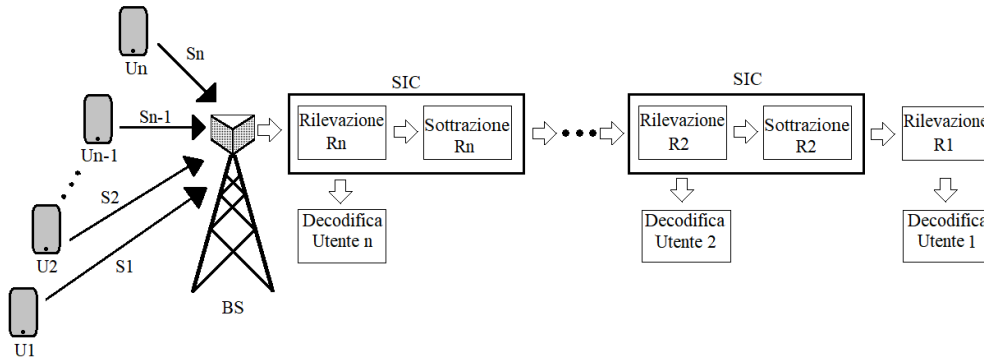


Figura 6: Trasmissione uplink NOMA

B. NOMA nel Code Domain

Come già anticipato all'inizio del presente capitolo, il Code Domain NOMA riprende le ormai più che largamente trattate tecniche di modulazione e multiplexing basate sui codici (o segnali) detti di spreading (ovvero che realizzano lo Spread Spectrum SS), di cui principalmente la modulazione Direct Sequence DS e la tecnica Code Division Multiple Access CDMA.

Ritengo perciò opportuno introdurre tali argomenti prima di proseguire con la trattazione del Code Domain NOMA.

- Spread Spectrum SS: consiste nella conversione di un segnale lentamente variabile in uno rapidamente variabile, ottenendo così un segnale a banda più larga rispetto a quella originale. Ciò causa inoltre un abbassamento dei valori di picco, rendendo il segnale meno distinguibile dal rumore di fondo¹²
- Direct Sequence DS: ogni simbolo di durata T_b di una trasmissione viene moltiplicato con una sequenza di N simboli detti chip di durata T_c , $[s_0, \dots, s_{N-1}]$, tali che $s \in \{-1, +1\} \forall i = 0, \dots, N-1$, e $T_b = NT_c$, di tipo pseudo-casuale.

Dall'ultima relazione è chiaro che il segnale risultante avrà un tempo di bit minore di quello originale, e di conseguenza uno spettro maggiore. Per tale motivo questa tecnica è una tecnica SS: supponendo simboli rettangolari, si hanno la banda del segnale originale $W = \frac{1}{T_b}$, e la banda del segnale ottenuto $W' = \frac{1}{T_c} = \frac{N}{T_b} > W$.

¹² Tale tecnica è stata sviluppata in ambito militare proprio grazie a tale proprietà, in quanto rende il segnale difficilmente intercettabile

Il fattore N viene perciò detto fattore di spreading (processing gain), e quello codificante segnale di spreading (signature waveform). Per le modulazioni lineari il segnale trasmesso può essere scritto come:

$$z(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} c_k \sum_{j=0}^{N-1} s_j \psi(t - kT_b - jT_c)$$

con c_0, \dots, c_{K-1} simboli da trasmettere, ψ forma d'onda che rispetta il criterio di Nyquist sui segnali ad energia unitaria, dove il segnale di spreading è:

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N-1} s_j \psi(t - jT_c)$$

La demodulazione avviene grazie alla correlazione matematica del codice di spreading, per cui ogni chip moltiplicato per se stesso fornisce sempre il valore 1, restituendo unicamente il valore del segnale originale nel momento in cui il segnale di spreading subisce il prodotto scalare con il relativo codice¹³.

- Code Division Multiple Access: applicando il DS/SS in presenza di più utenti, l'interferenza dei relativi segnali trasmessi può rendere irrecuperabile le informazioni originali.

Si può ovviare a tale problema utilizzando per ogni utente codici tra loro ortogonali, ovvero il cui prodotto scalare è nullo. In tal modo, ogni segnale può essere demodulato unicamente utilizzando il proprio codice di spreading, come già visto in precedenza, e i contributi degli altri segnali vengono annullati, permettendo il MA.

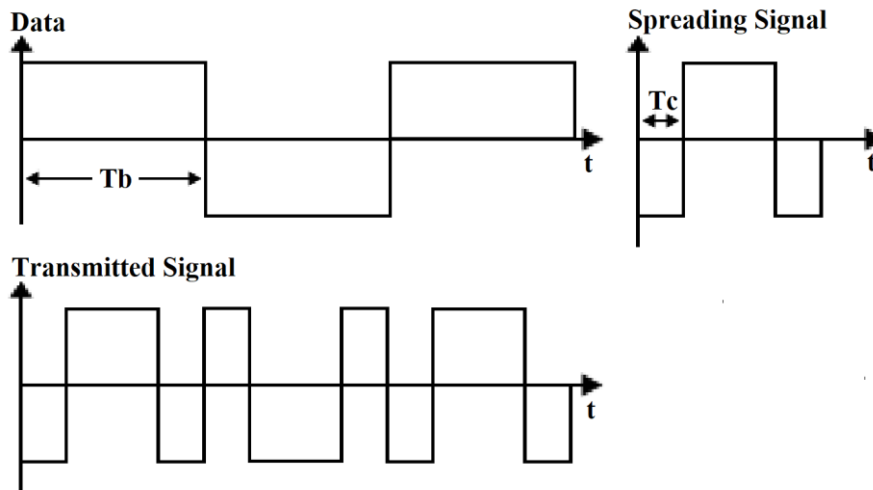


Figura 7: DS/SS

¹³ L'unicità del codice è evidente, in quanto il prodotto scalare di due codici differenti fornisce il valore -1 per alcuni intervalli di tempo, modificando la forma del segnale originale.

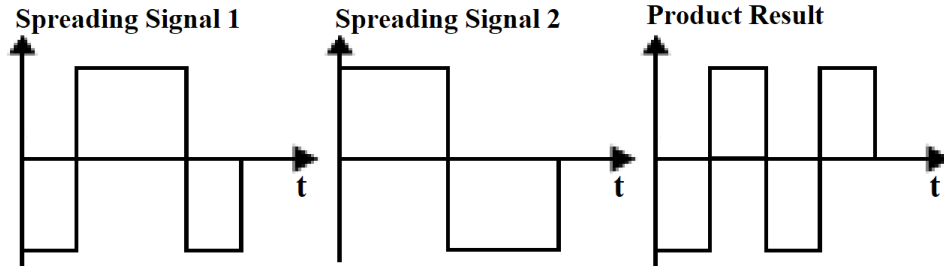


Figura 8: Codici ortogonali nel CDMA, il cui prodotto ha somma nulla

Compreso il comportamento dei segnali nel dominio dei codici, sarà molto semplice descrivere l'approccio del NOMA con soluzioni in tale dominio, pur avendo anche soluzioni che non richiedono l'utilizzo di codici ortogonali.

Prendiamo in esame il comportamento asintotico del sistema, valutando il Large System Limit LSL, per il quale dato il carico del sistema $\beta = \frac{K}{N}$, con K numero di utenti e N numero di RB, valgono $K \rightarrow \infty, N \rightarrow \infty$, con β finito.

Ciò corrisponde a dire che il numero di utenti e di RB crescono con lo stesso ritmo, ed è ben noto che i risultati ottenuti in tali condizioni sono ottime approssimazioni delle performance del relativo sistema finito [8].

Come già anticipato all'inizio del trattato, nel momento in cui si ha il sovraccarico: $K > N$ si cade automaticamente nelle condizioni del NOMA.

Distingueremo adesso i casi di portante singola (single carrier) e multiple (multiple carrier), ovvero l'applicazione del CD-NOMA con un singolo RB e con più RB rispettivamente, dove il secondo risultato può essere ottenuto utilizzando in combinazione modulazioni multi-carrier quali l'OFDM.

Nel single carrier NOMA ogni simbolo dell'utente k-esimo viene diffuso da N chip. Avendo quindi K utenti, è possibile costruire la matrice di spreading $S \in \mathbb{C}^{N \times K}$, la cui colonna k-esima è la sequenza di spreading dell'utente k:

$$S_k = [S_{1k}, \dots, S_{Nk}].$$

Data la matrice diagonale H i cui elementi rappresentano il fading dei canali di ogni utente: $\{h_1, \dots, h_K\}$, con $h_k = 1$ su canale AWGN, e dati il vettore dei simboli trasmessi da ogni utente $b = [b_1, \dots, b_K]$, e $n \in \mathbb{C}^N$ vettore gaussiano circolare di covarianza $N_0 I$ rappresentante il rumore, si ottiene il segnale trasmesso su N dimensioni $y \in \mathbb{C}^N: y = \frac{1}{\sqrt{N_s}} S H b^T + n$. [4,8] dove quindi N corrisponde anche al numero di RB derivanti, con $\frac{1}{\sqrt{N_s}}$ fattore di normalizzazione [9].

La struttura della matrice di spreading S determina il tipo di soluzione adottata, e da essa si ricavano le principali caratteristiche del CD-NOMA.

Ciò che contraddistingue il NOMA nel Code Domain rispetto alle soluzioni già esistenti per il CDMA è infatti l'utilizzo di codici a bassa densità, ovvero nulli in alcune dimensioni, analogamente alle soluzioni già esistenti per il CDMA, come il Low Density Spreading LDS-CDMA.

La prima caratteristica del CD-NOMA è infatti la sparsità (sparseness), o densità (density), ovvero il numero di chip non nulli nelle sequenze di spreading di ogni utente. Si definisce così Dense NOMA una soluzione nel quale vengono usati tutti i RB, mentre si definisce Low-Dense NOMA (o Sparse) una soluzione nella quale si hanno alcuni elementi nulli.

Assumendo gli elementi non nulli con valore 1, si ottiene il Repetition Based Spreading. In alternativa, utilizzando valori i.i.d. (indipendenti identicamente distribuiti) casuali si ottiene il Random Binary Spreading [9].

In una trattazione matematica di tale definizione, è possibile definire un vettore $v \in \mathbb{R}^N$ n -sparse se la cardinalità dell'insieme dei suoi elementi non nulli è n , e conseguentemente una matrice con N righe è definibile sparse se ogni sua colonna è un vettore n -sparse [8].

Nel caso del Low-Dense NOMA si può definire la seconda caratteristica del CD-NOMA, ovvero la regolarità, che si ottiene per determinati vincoli.

Una possibile definizione si ottiene dato $N_s \in \mathbb{N}^+$ numero di chip non nulli, definendo la matrice di spreading regolare se si hanno N_s elementi non nulli per ogni colonna, e $\beta N_s \in \mathbb{N}^+$ elementi non nulli per ogni riga [4], il che corrisponde ad avere che ogni utente occupa un numero fissato N_s di RB, e che ogni RB è allocato con un numero fissato βN_s di utenti¹⁴, e si può definire irregolare se tali valori sono casuali per ogni utente ma con media fissata, precisamente con distribuzione Poissoniana (nello Sparse CDMA) e uniforme(nel LDS-CDMA) [4,9].

Eventualmente, si può definire la matrice parzialmente regolare se ogni utente occupa un numero fissato di RB, e ogni RB ha allocato un numero casuale di utenti ma con media fissata [10].

Soddisfare tali requisiti è poco realistico in scenari in cui gli utenti non sono autorizzati a scegliere indipendentemente le sequenze di spreading, e perciò richiederebbero coordinazione con scheduling centralizzato [4].

¹⁴ Si evince dalle precedenti definizioni che il Dense NOMA è di per sé regolare

Tuttavia, l'approccio del LDS-NOMA attraverso il Sparse CDMA regolare permette di distribuire meglio l'energia e di avere poche collisioni in un numero limitato di RB [9]; si rivela perciò superiore all'approccio Dense NOMA in termini sia di errori sul bit in regime di alto rumore che di efficienza spettrale [4,9].

Nel multi carrier noma si ha un analogo del multi carrier CDMA, quindi una combinazione del NOMA con una modulazione del tipo OFDM.

In questo caso, ogni simbolo dell'utente k viene replicato N volte e moltiplicato per ogni chip della sequenza relativa a tale utente, per mappare poi gli N simboli ottenuti ad N sottoportanti e trasmetterli così in parallelo, o eventualmente passare a una trasmissione seriale attraverso la IDFT¹⁵ [3]. Data infatti la matrice IDFT $W \in \mathbb{C}^{N \times N}$ si trasmette ogni simbolo ottenuto dal prodotto $W s_k b_k$, con s_k e b_k rispettivamente sequenza di spreading e simbolo dell'utente k . Il ricevitore, realizzato nel primo caso con N filtri adattati, uno per ogni sottoportante, consiste equivalentemente nell'effettuare una DFT in banda base, e il vettore così ricevuto dall'utente k è $b_k \text{diag}[h_1^1, \dots, h_k^N] s_k$, con h_k^i fading sul canale i dell'utente k [3].

Nella pratica risulta che ogni sottoportante ha una banda abbastanza stretta da poter dire che il fading subito in ogni canale è piatto, e perciò il modello appena analizzato è equivalente al single carrier con fading piatto [3].

C. Modelli del Code Domain NOMA

Vengono di seguito presentati schemi popolari nel CD-NOMA in entrambi i casi Dense e Low Dense, definibili euristicamente come versioni nel caso di sovraccarico di utenti delle tecniche CDMA e Sparse CDMA [4]:

- DS-CDMA, già introdotto nella sezione precedente, permette di distribuire l'energia dei segnali su tutti i RB. Può essere ottenuto con due modelli differenti [4]: a sequenze binarie, in cui i simboli possibili della sequenza di spreading sono $\frac{1}{\sqrt{N}}$ e $-\frac{1}{\sqrt{N}}$, con N numero di RB, o a sequenze sferiche, in cui la sequenza di spreading di ogni utente è un vettore unitario invariante normale.

¹⁵ La Discrete Fourier Transform DFT permette di analizzare i contributi in frequenza di un dato segnale nel tempo, la Inverse Discrete Fourier Transform IDFT permette di effettuare l'opposto, ovvero ottenere un segnale nel tempo dati i livelli delle componenti in frequenza. La IDFT viene quindi utilizzata in trasmissione e la DFT in ricezione con la modulazione OFDM per trasmettere insieme segnali a diverse frequenze

1.C – Modelli del Code Domain NOMA

- Interleaving Division Multiple Access IDMA, si applica il CDMA utilizzando la stessa sequenza di spreading per ogni utente, operando però un interfogliamento (interleaving) dei segnali di ogni utente, ovvero si generano permutazioni casuali con le quali disporre i simboli degli utenti [4].

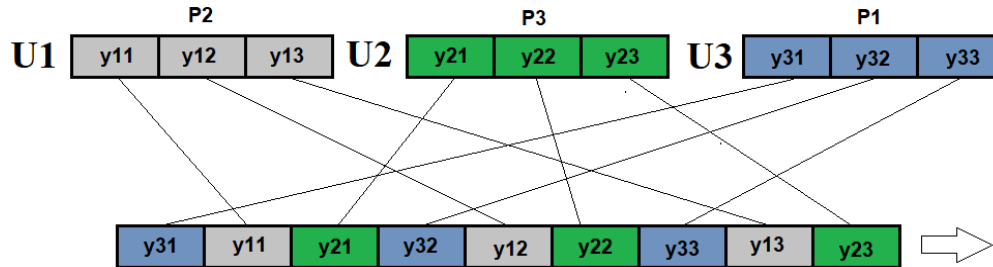


Figura 9: interleaving con permutazione (P2,P3,P1)

- Low Density Spreading CDMA, si utilizza la tecnica CDMA con sequenze di spreading nulle in alcune dimensioni. Un caso speciale del LDS-CDMA è il Successive Interference Cancellation Amenable Multiple Access SAMA [4], nel quale dato il numero N di RB, corrispondente al numero di righe della matrice di spreading, si fissa il numero K di colonne in modo che valga: $k = 2^N - 1$.
Una opportuna scelta delle sequenze di spreading nel SAMA permette di utilizzare il SIC al ricevitore per eliminare l'interferenza tra gli utenti [11].
Le prossime soluzioni presentate possono essere considerate strettamente legate al LDS-CDMA [4].
- Multiuser Shared Access MUSA, permette agli utenti di scegliere liberamente la sequenza di spreading da un pool molto grande di sequenze, evitando in questo modo di dover scambiare ulteriori informazioni con la BS, e riducendo così il delay [4]. Gli utenti hanno inoltre la possibilità di utilizzare sequenze diverse per simboli diversi, riducendo così l'interferenza subita da ogni simbolo effettuando operazioni di media [5]. Al ricevitore si effettua poi il SIC sulle sequenze per separare i segnali degli utenti [5], affidandosi sulla disponibilità di un grande numero di sequenze brevi e a bassa correlazione incrociata¹⁶, il che richiede l'utilizzo di sequenze non binarie [4,5].

¹⁶ Tale correlazione (cross correlation) permette di determinare la somiglianza tra due segnali, e di conseguenza quanta interferenza viene subita dagli altri utenti, ed è oggetto di studio nelle tecniche ad accesso multiplo. È idealmente nulla per segnali ortogonali.

1.C – Modelli del Code Domain NOMA

- Low Density Spreading OFDM, analogo alla tecnica LDS CDMA, ma in aggiunta prevede di mappare ogni chip delle sequenze di spreading ad una determinata sottoportante, così da poter effettuare la modulazione OFDM su ognuno. In tal modo, gli utenti vengono mappati solo ad alcune sottoportanti, permettendo inoltre la trasmissione di un numero di simboli maggiore al numero di sottoportanti con conseguente aumento dell'efficienza spettrale [5].
- Sparse Code Multiple Access SCMA, prevede l'utilizzo di codebook assegnati agli utenti, dove i codebook sono insiemi di codeword, sequenze le cui dimensioni corrispondono a determinate costellazioni. All'interno di uno stesso codebook, ogni codeword avrà le stesse dimensioni nulle [5], mentre le dimensioni non nulle delle codeword verranno mappate ognuna ad una diversa costellazione.

Ad esempio, dato un codebook con n dimensioni non nulle, si avranno n diverse costellazioni, e per ognuna ogni rispettivo punto viene mappato a una sequenza di simboli ben determinata [5].

Data quindi una sequenza di n simboli da trasmettere per un determinato utente, il codeword scelto da trasmettere sarà dato dai punti di ogni dimensione mappati a quella determinata sequenza, ottenendo così un numero di codeword pari a 2^n per ogni codebook. Scelte quindi costellazioni con un numero di punti minore al numero di codeword ottenibili, è necessario assegnare più combinazioni di simboli ad ogni punto.

Per realizzare una tecnica di accesso multiplo simile al LDS-CDMA, è necessario avere a disposizione più codebook con lo stesso numero di dimensioni nulle, ma ognuna con differenti dimensioni non nulle in modo da evitare il più possibile collisioni [5], il che porta ad avere un numero di codebook pari al numero di insiemi di k dimensioni non nulle presi tra m dimensioni disponibili, ovvero $\binom{m}{k}$.

Ciò permette di assegnare un diverso codebook ad un diverso utente [5], in modo da permettere ad ognuno di assegnare differenti codeword alla propria sequenza di simboli, trasmettendo così il proprio codeword e ottenendo una determinata sovrapposizione delle codeword di ogni utente.

Nella figura 10 viene illustrato un possibile insieme di codebook, ottenuto con costellazioni da quattro punti mappati a sequenze di due simboli, evidenziando in particolare l'ottenimento dei codeword del codebook 2 dalle costellazioni scelte per le dimensioni non nulle.

Nella figura 11 viene illustrata una trasmissione di sei utenti.

1.C – Modelli del Code Domain NOMA

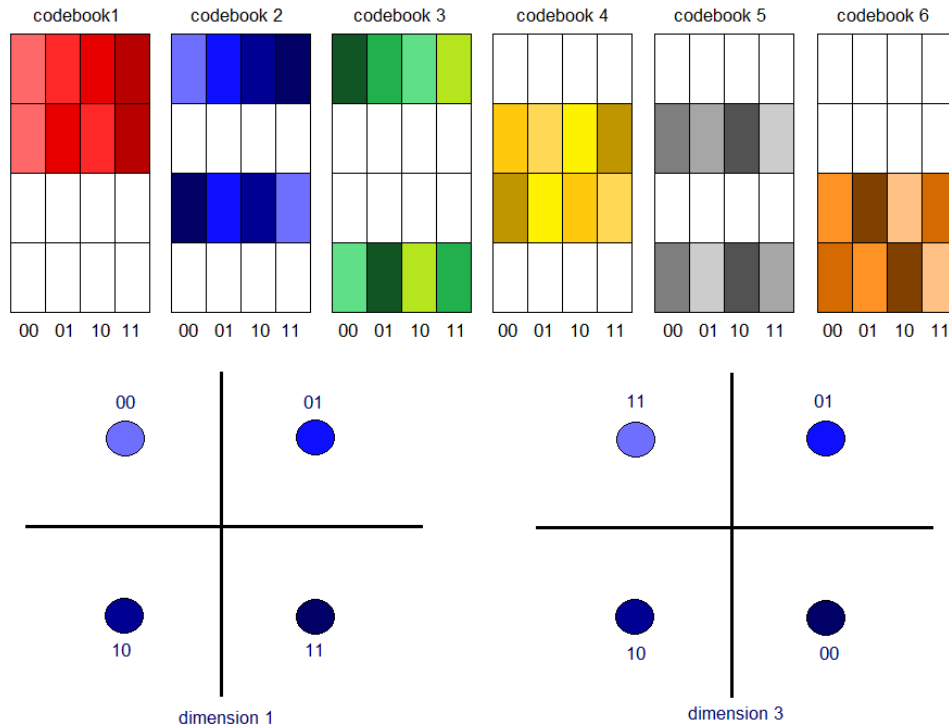


Figura 10: possibile insieme di codebook, e costellazioni associate ai codeword del codebook 2

Si possono notare chiaramente le mappature delle costellazioni con i codeword di ogni codebook, evidenziando ogni punto con colori differenti per denotare sia la differenza delle mappature delle dimensioni all'interno dello stesso codebook, sia l'indipendenza delle mappature di ogni codebook da quelle degli altri.

È possibile utilizzare costellazioni multidimensionali grazie alle quali si può considerare un “guadagno di forma”, dipendente appunto dalla forma della costellazione, il quale aumenta al suo avvicinarsi alla forma di una sfera [5].

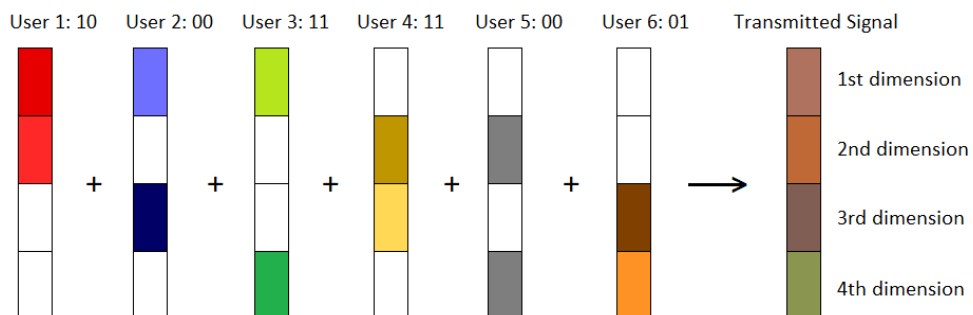


Figura 11: sovrapposizione dei codeword trasmessi da sei utenti

I punti di ogni codeword per ogni rispettiva dimensione verranno sommati, e ognuna verrà trasmessa su una risorsa ortogonale (ad esempio possono essere associate a sottoportanti con la modulazione ofdm) [5].

Capitolo 2: Analisi delle prestazioni

I miglioramenti introdotti nelle comunicazioni grazie all'approccio noma sono dovuti all'aumento dell'efficienza spettrale, in quanto le stesse risorse in tempo e frequenza vengono sfruttate meglio.

A. Il rapporto segnale-interferenza più rumore

È fondamentale in questo contesto definire il rapporto segnale-interferenza più rumore (Signal-to-Interference plus Noise Ratio SINR), che fornisce informazioni sul rapporto tra i livelli di potenza dei segnali trasmessi dagli utenti e delle interferenze da essi subite, incluso il rumore del canale, analogamente al rapporto segnale-rumore (Signal to Noise Ratio SNR).

In base al modello del PD NOMA in downlink definito nel precedente capitolo, è chiaro che gli utenti in testa al processo del SIC subiscono l'interferenza dei segnali sovrapposti dei restanti utenti, e viceversa gli utenti in coda al processo subiscono meno interferenze. Dati quindi n utenti, e data la sovrapposizione dei rispettivi segnali nell'ordine S_n, \dots, S_1 , si definiscono i rispettivi SINR:

$$SINR_1 = \frac{P_1 h_1^2}{\sum_{i=2}^n P_i h_i^2 + N_0 B}, SINR_2 = \frac{P_2 h_2^2}{\sum_{i=3}^n P_i h_i^2 + N_0 B}, \dots, SINR_n = \frac{P_n h_n^2}{N_0 B}$$

$$\text{quindi, per il generico utente } k\text{-esimo, si avrà } SINR_k = \frac{P_k h_k^2}{\sum_{i=k+1}^n P_i h_i^2 + N_0 B}$$

dove B è la banda disponibile, P_i e h_i sono la potenza assegnata e il guadagno del canale dell'utente i -esimo. Da ciò si evince che l'utente 1, il cui relativo segnale è l'ultimo ad essere sovrapposto, subisce l'interferenza di tutti gli altri utenti, mentre al contrario l'utente n , il cui relativo segnale è il primo ad essere sovrapposto, non subisce alcuna interferenza proprio grazie all'operazione di SIC.

Nel modello del CD NOMA viene invece introdotta la matrice di spreading S , perciò la trattazione del SINR richiede un approccio algebrico sulle matrici, tenuto conto del fatto che i segnali trasmessi ad ogni utente subiscono lo stesso SNR.

Nell'approccio OMA, distribuendo la banda disponibile agli n utenti in funzione dei guadagni dei rispettivi canali, e distribuendo uniformemente la potenza disponibile P ad ogni utente, il SINR dell'utente k -esimo è:

$$SINR_k = \frac{\frac{P}{n} h_k^2}{N_0 B_k}.$$

Vediamo quindi come il SINR influisce sulle prestazioni del NOMA.

B. Capacità del canale di trasmissione

Per valutare il miglioramento di prestazioni rispetto al caso OMA, applichiamo il teorema di Hartley-Shannon per calcolare il bitrate massimo ottenibile da ogni utente: $C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right)$ bit/s, dove C è la capacità del canale, e $\frac{P}{N_0 B}$ corrisponde al SNR.

Estendendo senza perdita di generalità il teorema al SINR, e supponendo di utilizzare un ricevitore ottimo in grado di eseguire perfettamente il SIC, otteniamo il bitrate massimo di ogni utente nel caso del PD NOMA:

$$R_1 = B \log_2 \left(1 + \frac{P_1 h_1^2}{\sum_{i=2}^n P_i h_i^2 + N_0 B} \right), \dots, R_n = B \log_2 \left(1 + \frac{P_n h_n^2}{N_0 B} \right), \text{ ovvero per il generico utente } k\text{-esimo: } R_k = B \log_2 \left(1 + \frac{P_k h_k^2}{\sum_{i=k+1}^n P_i h_i^2 + N_0 B} \right).$$

È evidente il fatto che, condividendo la stessa banda, il bitrate di ogni utente sarà differenziato dalla potenza assegnata ad ognuno. L'allocazione delle potenze nel PD NOMA è un altro dei punti chiave, e verrà discusso in seguito.

Per il CD NOMA, nel caso generale, considerando un ricevitore ottimo si ottiene la capacità complessiva [4]: $C = \frac{1}{n} \log_2 \det(I + \text{SNR} \cdot SS^T)$.

Nel caso di un solo chip non nullo per utente ($N_s = 1$), con matrice regolare, quindi con un numero β di utenti per dimensione, si ricava facilmente:

$$SS^T = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & & & & & \\ 0 & \dots & 0 & & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \beta \end{bmatrix}$$

così:

$$\det \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} + \text{SNR} \begin{bmatrix} \beta & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \beta \end{bmatrix} = \det \begin{bmatrix} 1 + \text{SNR} \cdot \beta & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 + \text{SNR} \cdot \beta \end{bmatrix} = (1 + \text{SNR} \cdot \beta)^n$$

Si ricava quindi $C = \frac{1}{n} \log_2 (1 + \text{SNR} \cdot \beta)^n = \log_2 (1 + \text{SNR} \cdot \beta)$.

Per il caso OMA, distribuendo la banda agli utenti come B_1, \dots, B_n , si ha la capacità dell'utente k-esimo: $C_k = B_k \log_2(1 + \frac{P}{N_0 B_k} h_k^2)$.

Si può vedere facilmente la superiorità del NOMA in quanto la variazione della capacità segue la variazione dell'argomento del logaritmo, mentre nel caso OMA si riduce linearmente con la riduzione della banda assegnata.

C. Valutazione dell'efficienza

Ottenuti i bitrate complessivi R_t di una determinata BS, è possibile calcolare per ogni caso l'efficienza spettrale (spectral efficiency SE), ottenuta come $SE = \frac{R_t}{B}$, che fornisce indicazioni sull'efficienza della banda assegnata in termini di dati trasmessi.

Tuttavia l'efficienza spettrale non è l'unico criterio di valutazione delle caratteristiche del NOMA.

Importante nell'evoluzione delle tecnologie è anche l'efficienza energetica (Energy Efficiency EE), che valuta l'efficienza della tecnologia di ottenere determinate prestazioni con un determinato apporto di energia, con obiettivo la maggior riduzione possibile di consumo energetico.

Si può ottenere l'efficienza energetica come [1]: $EE = \frac{R_t}{P} = \frac{B \cdot SE}{P}$.

Si potrebbe dire apparentemente che efficienza energetica ed efficienza spettrale abbiano dipendenza lineare, ma ricordando il teorema di Hartley-Shannon è evidente che non è possibile massimizzare contemporaneamente EE ed SE, ma la loro relazione descrive una curva con un picco massimo, considerabile il punto di lavoro per la massimizzazione di entrambi.

D. Allocazione delle potenze e fairness

Riguardo il PD NOMA, è di rilevante importanza la gestione dell'allocazione di potenza agli utenti, sia per aumentare il bitrate degli utenti il cui canale è in condizioni peggiori (es. utenti più distanti dal BS, il cui segnale è più debole), sia per evitare che le interferenze dei segnali sovrapposti impediscano la decisione.

In base a queste considerazioni, risulta opportuno quindi assegnare più potenza agli utenti con il canale nello stato peggiore, per evitare che l'attenuazione sia tale da perdere il segnale, il che implica che i segnali di tali

utenti saranno i primi a subire il SIC. A causa di ciò, l'interferenza subita da tali utenti sarà alta, altro motivo per cui è opportuno assegnare loro ancora maggior potenza.

Dati quindi i guadagni dei canali degli n utenti, ordinati in modo che valga $h_1 < \dots < h_n$, si distribuisce la potenza P del BS in modo da avere una distribuzione inversamente proporzionale: $P_1 > \dots > P_n$, con $\sum_{i=1}^n P_i = 1$.

Obiettivo importante dell'attività di ricerca è ottenere un'allocazione ottima delle potenze, tale che il bitrate minimo tra tutti quelli degli n utenti venga massimizzato, che risulta essere un problema di tipo convesso, e quindi risolvibile con l'ottimizzazione matematica convessa [1], o tale che la somma dei bitrate di tutti gli utenti venga massimizzata [12].

È bene notare che il primo risultato è ottenibile nel momento in cui il BS ha una perfetta conoscenza del CSI.

Si ricorda inoltre che il SINR utilizzato viene ottenuto in condizioni di SIC perfetto, ovvero per il quale non si hanno errori di cancellazione dei segnali sovrapposti. In caso contrario, il teorema di Hartley-Shannon deve essere corretto in modo da considerare anche il residuo delle cancellazioni imperfette [13]: $R_k = B \log_2 \left(1 + \frac{P_k h_k^2}{\sum_{i=k+1}^n P_i h_i^2 + N_0 B + \varepsilon \sum_{i=1}^{k-1} P_i h_i^2} \right)$, dove ε è la porzione rimanente del segnale cancellato.

Per avere un'indicazione dell'adeguatezza dell'allocazione adottata è opportuno l'uso di un indicatore di correttezza (fairness), che fornisce informazioni sull'equità dei bitrate di ogni utente.

Un obiettivo di ottimizzazione sufficiente può essere l'ottenimento di un valore minimo di fairness.

In [2] vengono proposti più indicatori di fairness, tra cui l'indice di fairness di Raj Jain, presentato in [14] come una funzione continua a valori in $\{0,1\}$, in modo che un minimo cambiamento nell'allocazione possa essere rappresentato come equità percentuale tra tutte le allocazioni di risorse.

Tale indice può essere utilizzato per valutare la correttezza dei bitrate massimi ricavati per ogni utente, ma non valuta le allocazioni di potenza.

Per poter ottenere perciò un accettabile valore di fairness (specialmente nei casi in cui va ottenuto un valore minimo) è necessario adottare un algoritmo di ottimizzazione, in modo da riallocare le potenze fino all'ottenimento del fairness desiderato.

Dati i bitrate R_1, \dots, R_n degli n utenti, si ottiene l'indice di fairness di Raj Jain come:

$$F = \frac{(\sum_{i=1}^n R_i)^2}{n \sum_{i=1}^n R_i^2}$$

Per il calcolo delle potenze da allocare, propongo una formula di allocazione che rispetta la necessità di distribuire la potenza totale in modo inversamente proporzionale al guadagno del canale: dati i guadagni $h_1 < \dots < h_n$ si ottiene la potenza assegnata all'utente k -esimo come:

$$P_k = \frac{P}{h_k^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_i^2}}$$

dove P è la potenza totale assegnabile.

Noto invece un bitrate da assegnare a un utente, è possibile ricavare dalla formula del bitrate la potenza da assegnare all'utente k -esimo come [1]:

$$P_k = \frac{2^{\frac{R_k}{B}} - 1}{h_k^2} (h_k^2 \sum_{i=k+1}^n P_i + N_0 B)$$

da cui è evidente che per assegnare un determinato bitrate all'utente k -esimo è necessario aver prima allocato le potenze degli utenti $k + 1, \dots, n$.

E. Cooperative Noma

Secondo quanto appena visto, in uno scenario realistico, in presenza di un grande numero di utenti, il NOMA richiede di allocare in modo ottimale la potenza totale e disponibile al BS, e può comunque risultare problematico soddisfare la qualità del servizio richiesta da alcuni utenti.

Un'ulteriore miglioramento viene così introdotto dal NOMA cooperativo (Cooperative NOMA), nel quale l'idea chiave è di utilizzare i dispositivi relativamente vicini al BS come relay in favore degli utenti il cui canale è nello stato peggiore, come ad esempio quelli al limite della cella.

Tale soluzione contribuisce anche ad altre problematiche, quali la difficoltà di installare più antenne su piccoli terminali o per estendere la copertura della cella [1].

Il ruolo di relay può essere assunto sia dagli utenti con lo stato del canale migliore che partecipano alla comunicazione del BS, sia da dispositivi dedicati a svolgere tale compito [15].

Nel secondo caso, è possibile attuare due diverse strategie di scelta del relay dedicato alla trasmissione verso un determinato utente [15]:

- Max-min selection, è il metodo convenzionale, e prevede l'utilizzo dei relay i cui canale di ricezione e trasmissione sono bilanciati
- Two-stage selection, si divide in due fasi: la prima fase è il raggruppamento dei relay che possono garantire le performance degli utenti che richiedono qualità del servizio molto restrittive, mentre la seconda fase consiste nella scelta del relay nel gruppo con il bitrate maggiore per lo specifico utente.

Dati n utenti, implementando la cooperazione più comune, la trasmissione si divide in due fasi, per un totale di n slot di tempo, come descritto in [1]:

- La prima fase è la comune trasmissione NOMA già descritta precedentemente, eseguita durante il primo slot di tempo, nel quale il BS invia i messaggi sovrapposti di ogni utente
- La seconda fase si divide in $n-1$ slot di tempo, durante i quali l'utente $(n-i+1)$, con $1 \leq i \leq n-1$, attua un algoritmo di decodifica e trasmissione (Decode and Forward DF) [2], ovvero decodifica i restanti $n-1$ messaggi e li ritrasmette in broadcast. Questa fase può essere attuata con tecniche di comunicazioni a corto raggio, quali ultra-wideband UWB e Bluetooth BT, ma è costosa in termini di tempo [1].

Grazie alle ritrasmissioni, gli utenti in cima al processo di trasmissione possono eliminare le interferenze in modo più efficiente nel SIC.

La cooperazione così descritta è dispendiosa in termini di tempo, e introduce molta complessità, mentre nella pratica è più opportuno dividere gli utenti della cella in gruppi, i cui utenti avranno condizioni molto diverse dei rispettivi canali [16], nei quali per le comunicazioni viene utilizzato il NOMA, e assegnare ogni gruppo ad una risorsa ortogonale [17], utilizzando il convenzionale OMA per la comunicazione tra gruppi [16].

Si introduce così un ulteriore importante miglioramento realizzabile nella pratica, ottenendo una comunicazione ibrida OMA-NOMA nella modalità appena descritta, realizzabile accoppiando in modi ben specifici gli utenti all'interno dei gruppi.

2 – Analisi delle prestazioni

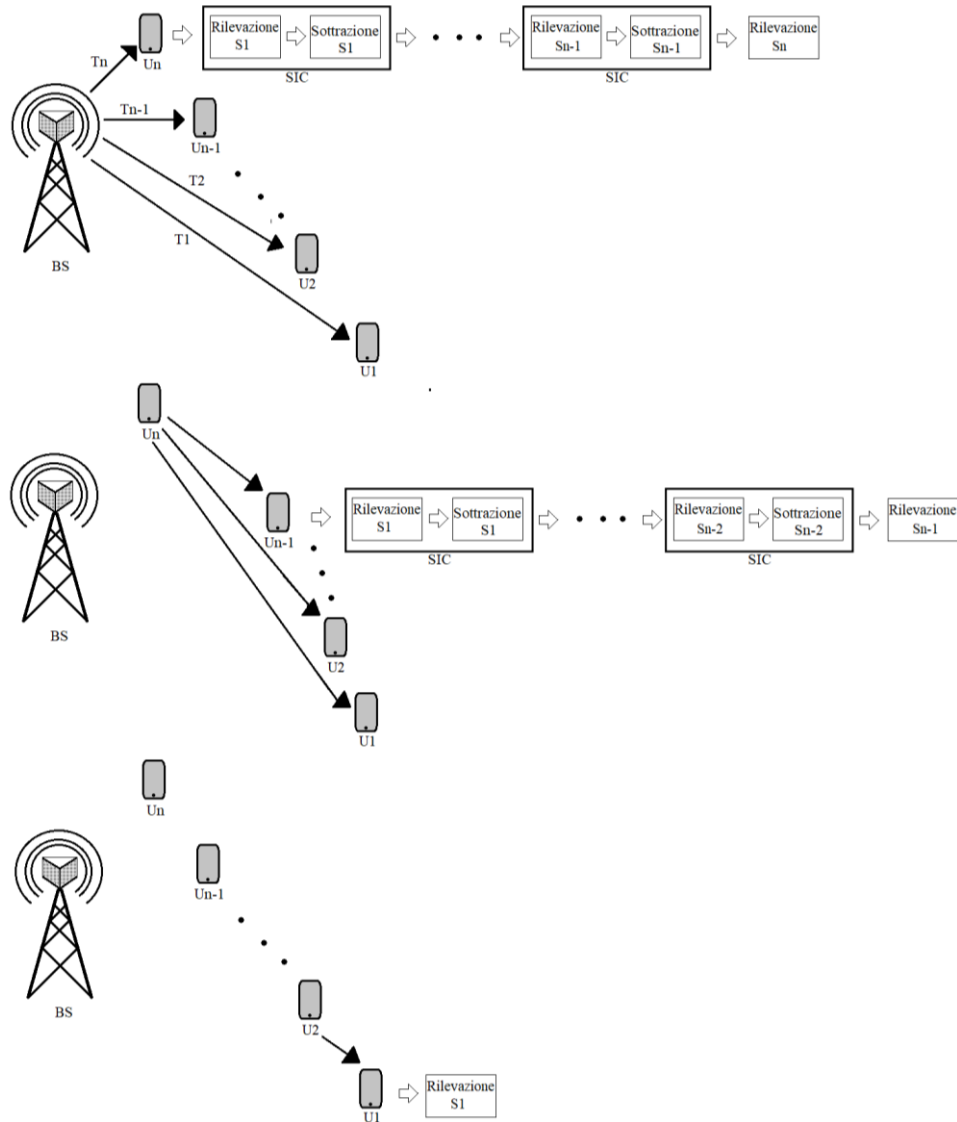


Figura 12: semplificazione della cooperazione. In ordine: fase 1, time slot 1, time slot n-1

F. User Pairing

Come già accennato, nei casi pratici è preferibile accoppiare tra loro utenti per permettere la comunicazione piuttosto che utilizzare la classica cooperazione ad elevata complessità.

Per ottenere risultati validi, risulta però necessario accoppiare tra loro utenti il cui guadagno del canale risulta essere molto diverso, come ottenuto in [17]: supponendo n utenti con un BS, i quali condividono tutte le risorse, procediamo come già largamente descritto fino ad ora, ordinando gli utenti in ordine crescente nei riguardi dei guadagni dei rispettivi canali: $h_1 \leq \dots \leq h_n$, assegnando perciò maggior potenza al primo utente e sempre meno ai successivi: $P_1 \leq \dots \leq P_n$.

Per analizzare come influisce l'accoppiamento, in [17] vengono presi due generici utenti accoppiati a e b, con $b < a$, e si studia il loro bitrate nei casi:

- NOMA, $R_b = B \log \left(1 + \frac{P_b h_b^2}{P_a h_b^2 + N_0 B} \right)$, $R_a = B \log \left(1 + \frac{P_a h_a^2}{N_0 B} \right)$
- TDMA, $R_a^t = \frac{B}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_a h_a^2}{N_0 B} \right)$, $R_b^t = \frac{B}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_b h_b^2}{N_0 B} \right)$

Per cercare di valutare in quali casi il NOMA può effettivamente essere superiore al OMA in termini di efficienza spettrale e bitrate, si valuta la probabilità che $P(R_a + R_b - R_a^t - R_b^t < R)$, con R fissato, supponendo allocazioni di potenze fisse [17].

Si ricava facilmente, nel caso in cui si ha che $SNR \rightarrow +\infty$:

$$\begin{aligned}
 R_b + R_a - R_b^t - R_a^t &\cong B \left[\log_2 \left(1 + \frac{P_b}{P_a} \right) + \log_2 \left(\frac{P_a h_a^2}{N_0 B} \right) - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P_b h_b^2}{N_0 B} \right) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{P_a h_a^2}{N_0 B} \right) \right] = B \left[\log_2(P_a + P_b) - \log_2(P_a) + \log_2(P_a h_a^2) + \right. \\
 &\quad \left. - \log_2(N_0 B) - \frac{1}{2} \log_2(P h_b^2) + \frac{1}{2} \log_2(N_0 B) - \frac{1}{2} \log_2(P h_a^2) + \frac{1}{2} \log_2(N_0 B) \right] \\
 &= B \left[\log_2 \left(\frac{P_a + P_b}{P_a} (P_a h_a^2) \right) - \frac{1}{2} \log_2(P^2 h_a^2 h_b^2) \right] = B \left[\log_2 \left(\frac{P h_a^2}{P |h_a| |h_b|} \right) \right] \\
 &= B(\log_2 |h_a| - \log_2 |h_b|) = B \log_2 \frac{|h_a|}{|h_b|}.
 \end{aligned}$$

Supponendo in [17] di avere $R = 0$, per cui cercando la probabilità che il bitrate nel caso NOMA sia minore del caso OMA:

$P(R_a + R_b < R_a^t + R_b^t) = P(\log_2 \frac{|h_a|}{|h_b|} < 0)$ si ottiene che tale probabilità è asintotica a $\frac{1}{SNR^a}$, per cui è comprensibile come sia fondamentale scegliere l'utente a con un buon canale (si ricordi $SNR \rightarrow +\infty$).

Sempre in [17], si ottiene asintoticamente che:

$$P(R_a + R_b - R_a^t - R_b^t < R) \rightarrow P\left(\frac{h_a^2}{h_b^2} < 2^{2R}\right).$$

È bene sottolineare come ognuno di questi risultati asintotici non dipende assolutamente dalle allocazioni di potenza degli utenti presi in considerazione, ma unicamente dai rispettivi guadagni di canale e, in particolare, è facile vedere che tali probabilità sono sicuramente sempre più piccole all'aumentare del rapporto tra i guadagni dei due canali, quindi della loro diversità [17].

Ciò può essere spiegato intuitivamente considerando il fatto che rispetto al MA convenzionale, grazie all'accoppiamento l'utente a, con uno stato del canale migliore, può accedere alla risorsa in banda dell'utente b ad esso accoppiato [17]: se gli utenti sono molto vicini tra loro ($n-m$ piccolo) i canali sono molto simili, e quindi l'utente a riesce ad utilizzare le risorse dell'utente b in modo leggermente superiore, mentre se i due utenti hanno canali molto differenti ($n-m$ grande), allora l'utilizzo delle risorse dell'utente m da parte dell'utente a risulterà in performance molto superiori al rispettivo utilizzo dell'utente m, ovvero si avrà un divario notevole tra le performance del caso MA e del caso NOMA con user pairing.

Capitolo 3: Simulazione e risultati numerici

Considerando le formule di calcolo delle allocazioni di potenze, dei bitrate e dell'indice di fairness proposti per il PD NOMA, propongo il seguente algoritmo per l'allocazione ottima delle potenze.

Dati N utenti ordinati rispetto ai relativi guadagni di canale: $h_1 \leq \dots \leq h_N$ nel vettore H , la potenza P [W] disponibile al BS, il fairness desiderato F_d , la banda assegnata W [Hz] e il rumore per unità di banda N_0 [$\frac{W}{Hz}$].

Si calcoleranno i coefficienti di allocazione $B_1 \geq \dots \geq B_N$ nel vettore B e il vettore delle capacità $R = [R_1, \dots, R_N]$, calcolati con le seguenti funzioni implementate su Matlab:

```
function B = allocation(H,B,i,n,t)
    ht=0; s=0;
    for j=i+1:n t=t-B(j); end
    for j=1:i ht=ht+1/H(j); end
    for j=2:i B(j)=t*(1/H(j))/ht; s=s+B(j); end
    B(1)=t-s;
end
```

Tale funzione realizza la formula proposta precedentemente per l'allocazione. La funzione seguente realizza invece il calcolo della capacità di Shannon:

```
function R = capacity(B,H,R,P,W,No,i,n)
    for j=1:i
        in=0;
        for k=(j+1):n in=in+B(k); end
        in=in*P*H(j)+(No*W);
        R(j)=P*B(j)*H(j)/in;
        R(j)=log1p(R(j));
        R(j)=W*R(j)/log(2);
    end
end
```

Vediamo infine la funzione per il calcolo dell'indice di fairness di Raj Jain:

```
function F = fairness(R,n)
    s=0;
    for j=1:n s=s+R(j); end
    F=(s^2)/n;
    s=0;
    for j=1:n s=s+(R(j)^2); end
    F=F/s;
End
```

e la funzione per il calcolo inverso della potenza da assegnare partendo da un dato bitrate desiderato:

```
function Bx = powreverse(B,H,Rx,P,W,No,i,n)
    in=0;
    for j=(i+1):n in=in+B(j); end
    in=in*P*H(i)+(No*W);
    Bx=((pow2(Rx/W)-1)*in/H(i))/P;
End
```

Utilizzando le funzioni appena introdotte si possono eseguire gli algoritmi seguenti, basati su un approccio bottom-up, in cui si rimuove potenza agli ultimi utenti se questi hanno un bitrate superiore ai restanti precedenti, in modo da favorire questi ultimi:

```
function fevo=alg1sim(N,P,Fd,H,W,No)
    B=zeros(1,N,"double");
    R=zeros(1,N,"double");
    F=0;
    H=H/10;
    H=10.^H;
    H=H.^2;
    H=sort(H,'ascend');
    No=10^(No/10);
    B = allocation(H,B,N,N,1);
    R = capacity(B,H,R,P,W,No,N,N);
    F = fairness(R,N);
```

```

i=N;
lock=false;

count=1;
uint64(count);
fevo=F;

while F<Fd
    if i==1 i=N; lock=false; end
    if(i>1)
        if(R(i)>R(i-1))
            m=mean(R);
            Bs=zeros(1,N);
            Bold=B(i);
            Bnew=powreverse(B,H,m,P,W,No,i,N);
            Bd=Bold-Bnew;
            if(Bd>0)
                B(i)=Bnew;
                Bs=allocation(H,Bs,i-1,N,Bd);
                B=B+Bd;
                R=capacity(B,H,R,P,W,No,i,N);
                F=fairness(R,N);
                i=i+1;
                lock=true;
            end
        end
        i=i-1;
    elseif lock==false break;
    end
    count=count+1;
    fevo=[fevo,F];
end
%display(count);
end

```



```

function fevo=alg2sim(N,P,Fd,H,W,No)
    B=zeros(1,N,"double");
    R=zeros(1,N,"double");
    F=0;
    H=H/10;
    H=10.^H;
    H=H.^2;
    H=sort(H,'ascend');
    No=10^(No/10);

    B = allocation(H,B,N,N,1);
    R = capacity(B,H,R,P,W,No,N,N);
    F = fairness(R,N);

    i=N;
    lock=false;
    count=1;
    uint64(count);
    fevo=F;

    while F<Fd
        if i==1 i=N; lock=false; end
        if(i>1)
            if(R(i)>R(i-1))
                m=mean(R(1:i-1));
                sub=(R(i)-m)/R(i);
                if sub<0.5 sub=1-sub; end
                Bs=zeros(1,N);
                Bold=B(i);
                B(i)=B(i)*sub;
                Bd=Bold-B(i);
                Bs=allocation(H,Bs,i-1,N,Bd);
                B=B+Bd;
                R=capacity(B,H,R,P,W,No,i,N);
                F=fairness(R,N);
            end
            i=i-1;
        end
    end

```

4 – Simulazione e risultati numerici

```
elseif lock==false break;
end
count=count+1;
fevo=[fevo;F];
end
%display(count);
end
```

Tali algoritmi variano nella modalità di sottrazione della potenza dagli ultimi utenti con conseguente riallocazione della potenza residua.

Per verificare come gli algoritmi convergono viene eseguita una simulazione con valori casuali dello stato dei canali degli utenti:

```
N=input("Write number of users: ");
P=1; %Total available power [W] at BS
W=10000000; %Total available bandwidth [Hz] at BS
No=-170; %Noise per band unit level [W/Hz] in dB
H=randi([-45 -30],1,N); %array of users channels
Fd=0.9;
fevol=alg1sim(N,P,Fd,H,W,No);
fevol2=alg2sim(N,P,Fd,H,W,No);
stem(fevol);
hold on;
stem(fevol2);
hold off;
```

La simulazione è stata eseguita più volte per verificare l'effettivo comportamento al variare delle condizioni dei canali degli utenti e al variare del numero degli utenti, puntando a un valore di fairness di 0.95 in modo da analizzare un intervallo sufficiente di possibili valori di fairness richiesti,

4 – Simulazione e risultati numerici

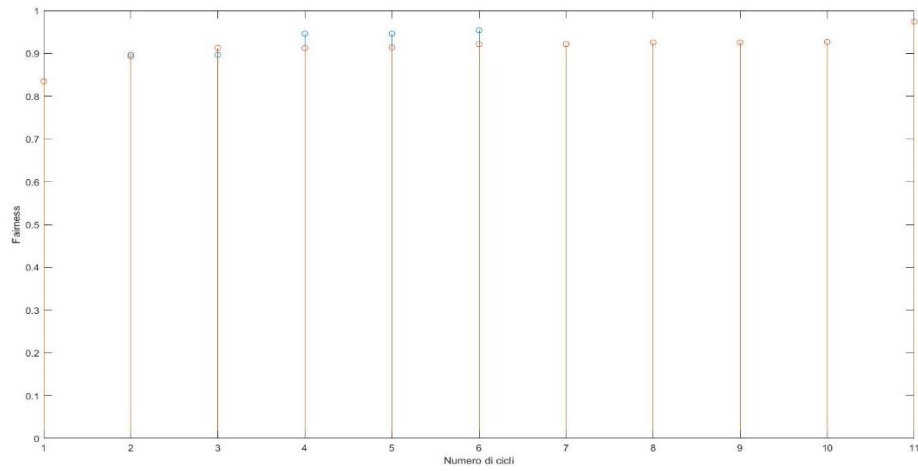


Figura 13: simulazione con 10 utenti: in blu il primo algoritmo, in rosso il secondo

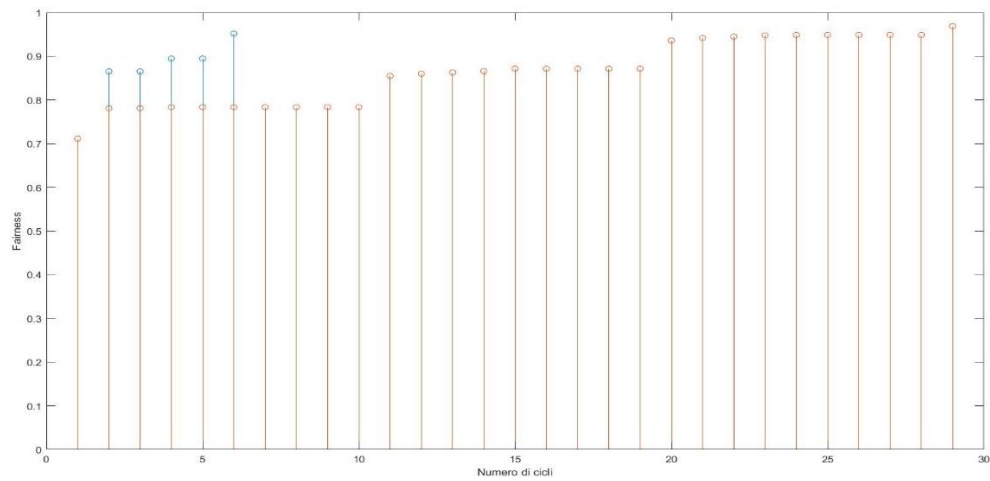


Figura 14: seconda simulazione con 10 utenti: in blu il primo algoritmo, in rosso il secondo

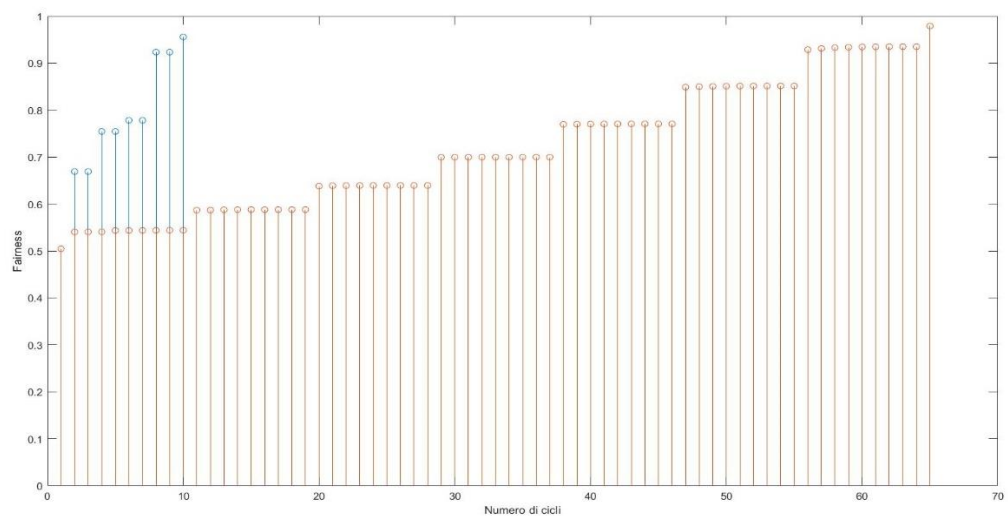


Figura 15: terza simulazione con 10 utenti: in blu il primo algoritmo, in rosso il secondo

4 – Simulazione e risultati numerici

Graficando sulle ascisse il numero di cicli eseguiti e sulle ordinate il valore di fairness ad ogni ciclo, si può notare come la convergenza dipende dalle condizioni complessive dei canali degli utenti, in modo particolare per il secondo algoritmo. Inoltre, è evidente la superiorità del primo algoritmo rispetto al secondo in termini di velocità di convergenza.

Per controprova si eseguono le simulazioni con un numero elevato di utenti:

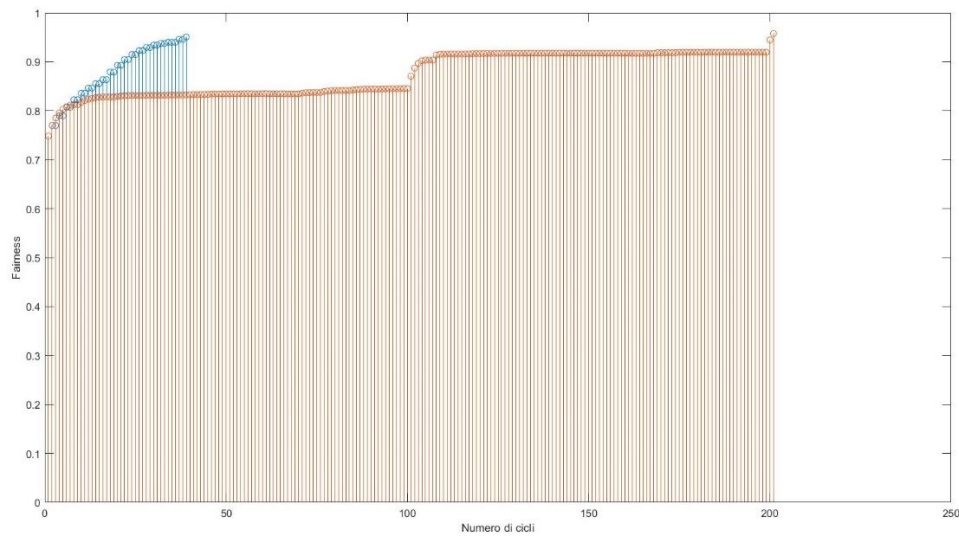


Figura 16: simulazione con 100 utenti: in blu il primo algoritmo, in rosso in secondo

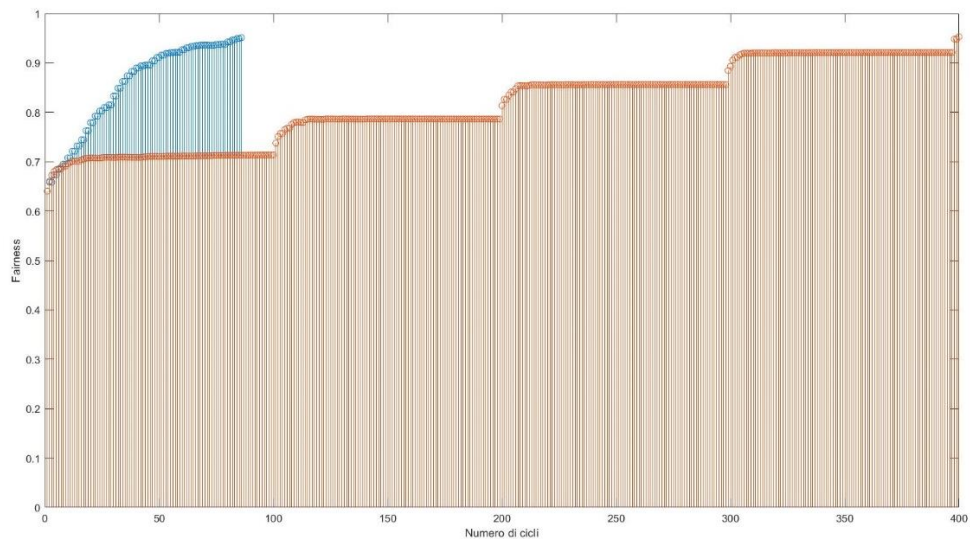


Figura 17: seconda simulazione con 100 utenti: in blu il primo algoritmo, in rosso il secondo

Si può concludere con sicurezza affermando che il primo algoritmo converge più velocemente rispetto al secondo, mentre quest'ultimo può risultare più utile nei casi di bassi requisiti di fairness con pochi utenti, avendo un incremento più graduale in tal caso e permettendo così una riallocazione non troppo eccessiva delle potenze.

Scelto quindi come candidato il primo algoritmo, viene eseguita una simulazione Monte Carlo, generando quindi casualmente ad ogni iterazione un nuovo vettore degli stati dei canali degli utenti, per valutare bene la distribuzione dei bitrate con un dato numero di utenti:

```
N=input("Write number of users: ");
Fd=input("Write desired Fairness index: ");
P=1; % Total available power [W] at BS
W=10000000; % Total available bandwidth [Hz] at BS
No=-170; % Noise per band unit level [W/Hz] in dB
Rs=zeros(1,N,"double");

for i=1:1000
    H=randi([-45 -30],1,N); % Generate a new user channels array every time
    R=alsim(N,P,Fd,H,W,No);
    Rs=Rs+R;
end
Rs=Rs/1000;
stem(Rs);

function R=alsim(N,P,Fd,H,W,No)
    B=zeros(1,N,"double");
    R=zeros(1,N,"double");
    F=0;
    H=H/10;
    H=10.^H;
    H=H.^2;
    H=sort(H,'ascend');
    No=10^(No/10);

    B = allocation(H,B,N,N,1);
    R = capacity(B,H,R,P,W,No,N,N);
    F = fairness(R,N);
```

```

i=N;
lock=false;
count=0;
uint64(count);
st=0;
Fold=F;
while F<Fd
    if i==1 i=N; lock=false; end
    if(i>1)
        if(R(i)>R(i-1))
            m=mean(R);
            Bs=zeros(1,N);
            Bold=B(i);
            Bnew=powreverse(B,H,m,P,W,No,i,N);
            Bd=Bold-Bnew;
            if(Bd>0)
                B(i)=Bnew;
                Bs=allocation(H,Bs,i-1,N,Bd);
                B=B+Bd;
                R=capacity(B,H,R,P,W,No,i,N);
                F=fairness(R,N);
                i=i+1;
                lock=true;
            end
        end
        i=i-1;
    elseif lock==false break;
    end
    count=count+1;
    %check for stall
    if F==Fold
        st=st+1;
    else
        Fold=F;
        st=0;
    end
end

```

4 – Simulazione e risultati numerici

```
if st==1000 display(F); break; end  
end  
end
```

La simulazione è stata eseguita per un numero di utenti pari a 100 e per valori di fairness minimi richiesti di 0.7, 0.75, 0.8, 0.85, 0.9, 0.95:

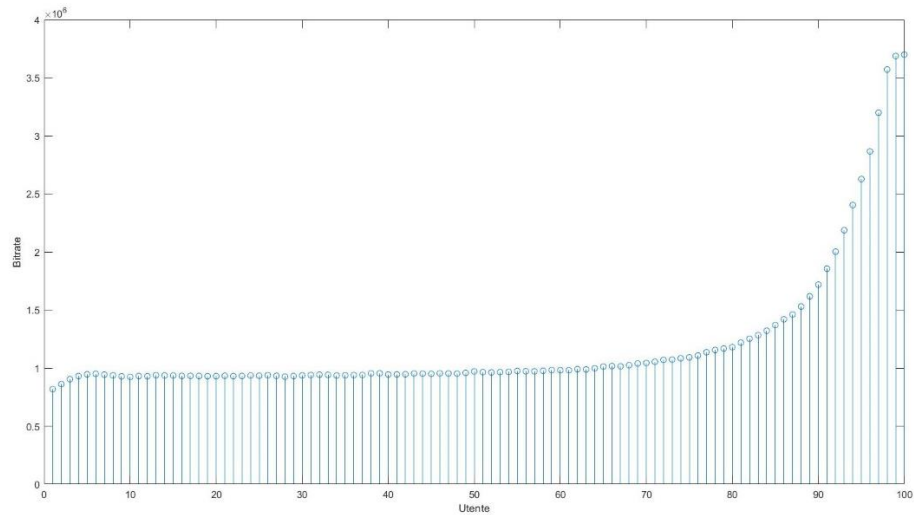


Figura 18: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.7

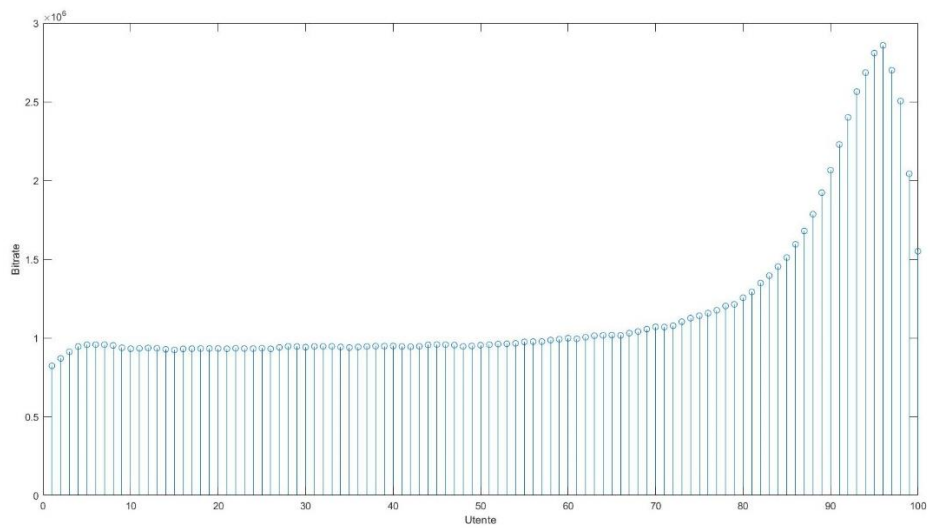


Figura 19: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.75

4 – Simulazione e risultati numerici

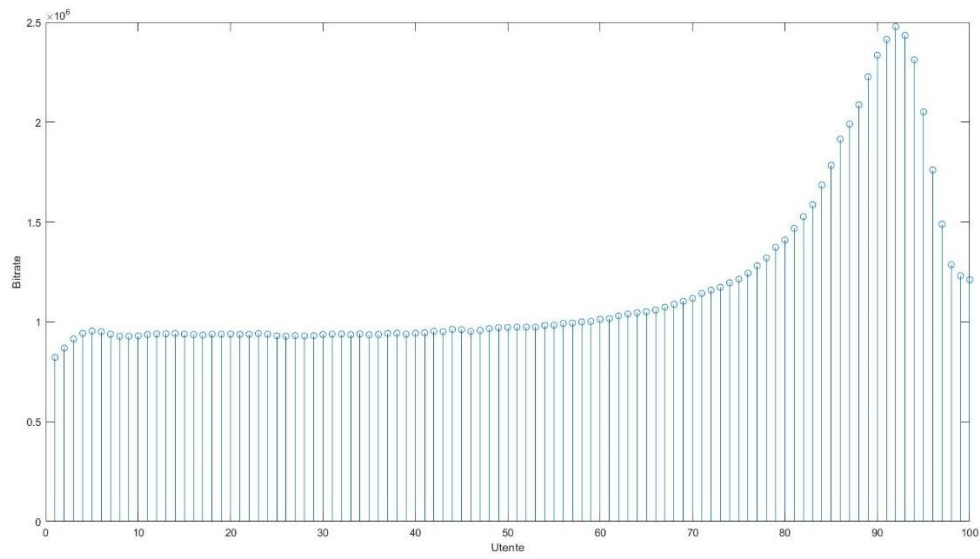


Figura 20: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.8

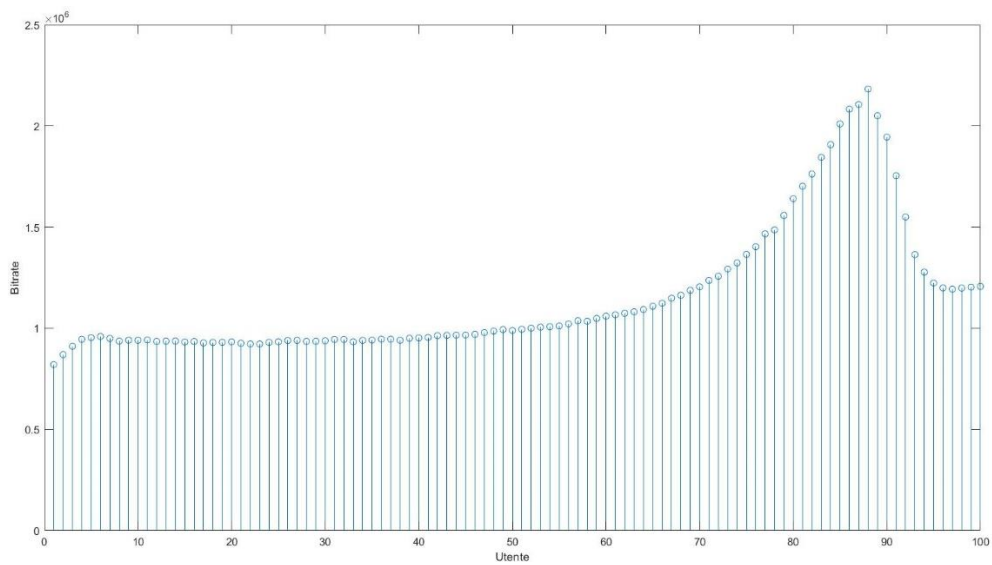


Figura 21: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.85

4 – Simulazione e risultati numerici

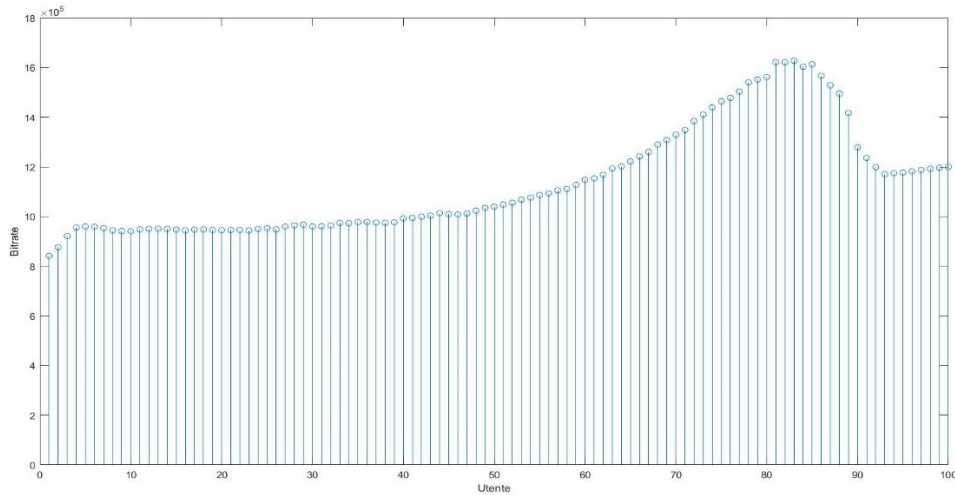


Figura 22: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.9

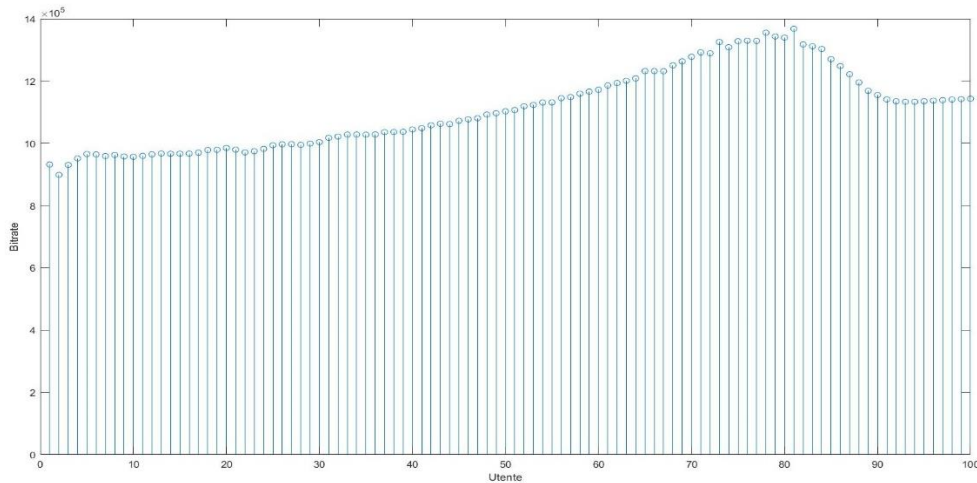


Figura 23: simulazione Monte Carlo con fairness desiderato pari a 0.95

La somma dei bitrate di tutti gli utenti risulta essere rispettivamente: $(1,2003 \ 1,1878 \ 1,1712 \ 1,1529 \ 1,1348 \ 1,1106) * 10^8$ bit/s.

Il risultato della simulazione evidenzia esattamente il comportamento atteso: un aumento dei bitrate degli utenti a scapito degli ultimi, con conseguente aumento del fairness a scapito del bitrate complessivo tra tutti gli utenti.

Tale miglioramento risulta impercettibile per i primi utenti vista l'interferenza subita da un gran numero di utenti, mentre risulta più evidente per gli utenti intermedi, visto lo spostamento della cresta verso sinistra nonostante la riduzione dei bitrate massimi.

Si vede però che la richiesta di un fairness troppo alto (0.95) apporta pochi benefici, visto lo scarso incremento degli utenti a sinistra della cresta e l'abbassamento della cresta stessa, tale da far risultare i bitrate degli utenti nell'intorno della cresta anche più bassi rispetto al caso precedente (0.9).

Conclusioni

Nel presente elaborato sono stati presentati e discussi i concetti chiave legati alle nuove tecnologie per l'accesso multiplo NOMA nelle reti cellulari di nuova generazione 5G, evidenziando anche dal punto di vista matematico i processi legati alla realizzazione dell'accesso multiplo in condizioni ideali.

Sono stati esposti inoltre i concetti alla base della teoria dell'informazione necessari a comprendere come le tecniche legate al PD NOMA e al CD NOMA riescano a ottenere prestazioni adeguate in contrapposizione alle classiche tecniche OMA, e per discutere inoltre alcune problematiche legate al PD NOMA, eventualmente oggetto di ulteriori studi futuri.

Viene mostrato come attraverso semplici algoritmi è possibile risolvere un problema di ottimizzazione matematica riguardante la realizzazione di un accesso multiplo nel PD NOMA che sia relativamente equo per tutti gli utenti, analizzando in particolare come variando pochi dettagli negli algoritmi è possibile migliorare la convergenza e la velocità degli stessi, con una simulazione in ambiente Matlab.

Sempre su Matlab viene successivamente eseguita una simulazione con metodo Monte Carlo utilizzando l'algoritmo più performante, in modo da verificare che questo riesca effettivamente a distribuire le risorse in modo da ottenere prestazioni eque nel modo desiderato e previsto dalla costruzione dell'algoritmo stesso.

È comprensibile come già descritto quanto le soluzioni proposte riguardo il NOMA siano necessarie nei nuovi scenari delle telecomunicazioni, insieme ad altri ambiti di ricerca che tendono a utilizzare le tecniche NOMA, in combinazione ad altre proposte negli ultimi anni, in modo da permettere una adeguata evoluzione delle reti cellulari nella quinta generazione 5G, aprendo nuove frontiere di ricerca vista l'innovazione data da questo nuovo approccio.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Islam S. M. R., Avazov N., Dobre O. A. e Kwak K., "Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges," *in IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 721-742, Maggio 2019, DOI: 10.1109/COMST.2016.2621116
- [2] Liu Y., Qin Z., Elkashlan M., Ding Z., Nallanathan A. e Hanzo L., "Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond," *in Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 12, pp. 2347-2381, Dicembre 2017, DOI: 10.1109/JPROC.2017.2768666
- [3] Le M. T. P., Caso G., De Nardis L., Di Benedetto Maria-Gabriella, "Code-domain NOMA in 5G communications and beyond", in AA.VV. (a cura di), *The 5G Italy Book 2019: a Multiperspective View of 5G*, Roma, Consorzio Nazionale Interuniversitario per le Telecomunicazioni, 2019
- [4] Le M. T. P., Ferrante G. C., Caso G., De Nardis L. e Di Benedetto M., "On information-theoretic limits of code-domain NOMA for 5G", in *IET Communications*, vol. 12, no. 15, pp. 1864-1871, Settembre 2018, DOI: 10.1049/iet-com.2018.5241
- [5] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I and Z. Wang, "Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends," *in IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, Settembre 2015, DOI: 10.1109/MCOM.2015.7263349
- [6] Vanka S., Srinivasa S., Gong Z., Vizi P., Stamatiou K. e Haenggi M., "Superposition Coding Strategies: Design and Experimental Evaluation," *in IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 7, pp. 2628-2639, Luglio 2012, DOI: 10.1109/TWC.2012.051512.111622
- [7] Yan C., Harada A., Benjebbour A., Y. Lan Y., Li A. e Jiang H., "Receiver Design for Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)," in *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, 2015, pp. 1-6.
- [8] Le M. T. P., Ferrante G. C., Quek T. Q. S. e Di Benedetto M., "Fundamental Limits of Low-Density Spreading NOMA With Fading," *in IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no.7, pp. 4648-4659, Luglio 2018, DOI: 10.1109/TWC.2018.2828853

- [9] Shental O., Zaidel B. M. e Shitz S. S., "Low-density code-domain NOMA: Better be regular," 2017 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Aachen, 2017, pp. 2628-2632., DOI: 10.1109/ISIT.2017.8007005
- [10] Zaidel B. M., Shental O. e Shitz S. S., "Sparse NOMA: A Closed-Form Characterization," 2018 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Vail, CO, 2018, pp. 1106-1110, DOI: 10.1109/ISIT.2018.8437642
- [11] Dai X. et al., "Successive interference cancelation amenable multiple access (SAMA) for future wireless communications," 2014 IEEE International Conference on Communication Systems, Macau, 2014, pp. 222-226, DOI: 10.1109/ICCS.2014.7024798
- [12] Manglayev T., Kizilirmak R. C. e Kho Y. H., "Optimum power allocation for non-orthogonal multiple access (NOMA)," 2016 IEEE 10th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT), Baku, 2016, pp. 1-4, DOI: 10.1109/ICAICT.2016.7991730
- [13] Kizilirmak R. C., "Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for 5G Networks", in Towards 5G Wireless Networks – A Physical Layer Perspective, Hossein Khaleghi Bizaki, IntechOpen, 2016, DOI: 10.5772/66048 , <https://www.intechopen.com/books/towards-5g-wireless-networks-a-physical-layer-perspective/non-orthogonal-multiple-access-noma-for-5g-networks>
- [14] Jain R., Chiu D. M., WR H., "A Quantitative Measure Of Fairness And Discrimination For Resource Allocation In Shared Computer Systems", 1998, CoRR cs.NI/9809099
- [15] Ding Z, Liang W, "NOMA – A Paradigm Shift for Multiple Access for 5G and Beyond", in 15th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2018, <http://iswcs2018.org/docs/ISWCS%202018%20-%20T3.pdf>
- [16] Ding Z., Peng M. e Poor H. V., "Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems," in IEEE Communications Letters, vol. 19, no. 8, pp. 1462-1465, Agosto 2015, DOI: 10.1109/LCOMM.2015.2441064
- [17] Ding Z., Fan P. e Poor H. V., "Impact of User Pairing on 5G Nonorthogonal Multiple-Access Downlink Transmissions," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 8, pp. 6010-6023, Agosto 2016, DOI: 10.1109/TVT.2015.2480766

Ringraziamenti

In primis vorrei ringraziare il mio relatore, il Prof. Francesco Bandiera, per la sua disponibilità e i suoi consigli, in particolare viste le difficoltà date dal presente periodo storico.

Ringrazio i miei genitori e la mia famiglia, che non hanno mai smesso di appoggiarmi in questi tre anni, sia moralmente che economicamente, pensando solo al mio bene.

Un grazie particolare al mio collega e amico Stefano, che mi sta accanto sin dal primo anno, ai miei amici “sciropi” e agli altri amici dell’università, che mi hanno permesso di vivere un’esperienza unica e hanno rafforzato il mio percorso di studio.

Ringrazio i miei migliori amici, e tutti gli amici che mi sono stati accanto, credendo in me e facendomi credere di potercela fare, e regalandomi momenti di spensieratezza, specialmente nei momenti più duri.

Infine, voglio fare un ringraziamento speciale a mia sorella, a cui dedico questa tesi e i miei successi, perché non ha mai smesso di esserci per me ed incoraggiarmi, direttamente o indirettamente, in ogni momento e incondizionatamente.