

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA E DELLE
TELECOMUNICAZIONI PER LO SVILUPPO SOSTENIBILE**

TITOLO DELLA TESI

**VALUTAZIONE DI TECNICHE DI COPERTURA PER FUTURI SISTEMI
WIRELESS INDOOR**

Tesi in

Propagazione e pianificazione nei sistemi d'area LM

Relatore

Prof. Ing. Vittorio Degli Esposti

Correlatore

Dott. Ing. Enrico Maria Vitucci

Presentata da

Benedetta Aliai Torres

Sessione III

Anno Accademico 2012 - 2013

Parole chiave

Indoor

Beamforming

Beamsteering

Ray Tracing

Onde millimetriche

*A mia mamma,
per me sei stata, sei e sarai il mio rifugio
e la mia forza.
Grazie.*

Sommario

Capitolo 0: Introduzione	1
Capitolo 1: Modelli di ray tracing per la propagazione indoor	3
1.1 Generalità sul ray tracing	3
1.1.2 Il modello empirico	6
1.2 Descrizione di input e output del Ray Tracing	9
1.3 Tipi di valutazioni effettuate con il programma usato	14
Capitolo 2: Tecniche di beamforming	18
2.1 Phased array	23
2.2 Tecniche di switched beamforming	33
2.3 Tecniche di spatial multiplexing	39
2.5 Tecniche di propagazione a 60 Ghz	44
Capitolo 3: Risultati simulativi	47
3.1 Gli ambienti di riferimento	47
3.2 Risultati simulativi SB vs SDMA nei vari casi	51
3.3 Interpretazione sintetica dei risultati	60
3.4 Risultati delle simulazioni di beam steering con le varie tecniche	62
3.5 Interpretazione sintetica dei risultati	74
Conclusioni	75
Appendice A: Postprocessing usato	76
Bibliografia	1

Capitolo 0: Introduzione

Si è scelto di analizzare in modo approfondito tecniche di copertura radio e di trasmissione basate su l'uso di array di antenne (facenti parte della famiglia Multiple Input Multiple Output, MIMO) in alcune tipologie tipiche di scenari indoor, come ad esempio ambienti commerciali o uffici in strutture multipiano.

Si è studiato l'utilizzo di array di antenne di varie tipologie e a varie frequenze per implementare tecniche di diversità oppure tecniche a divisione di spazio (beam-switching, beamforming) per servire contemporaneamente utenti in diverse celle o in diversi settori senza ricorrere ad altre tecniche di divisione (di frequenza, tempo o codice), che invece verranno utilizzate in combinazione combinate in sistemi di futura generazione.

Tali valutazioni riguardano la disposizione di celle e suddivisione in settori, l'orientamento ottimo delle antenne nella base station, la loro complessità in termini di numero di antenne, il numero di utenti servibili contemporaneamente (SDMA) e la possibilità di utilizzare beamsteering dei diagrammi di antenna. Tutto ciò confluisce nella conoscenza delle linee guida che consentono l'ottimizzazione del Rapporto Segnale-Rumore e Interferenza (SINR), studio che potrà servire in per futuri sistemi LTE o di 5a generazione in ambienti interni.

Le valutazioni sono state condotte dapprima mediante l'utilizzo di formule empiriche e in seguito avvalendosi del simulatore indoor ray tracing, già precedentemente validato.

Nel primo capitolo dell'elaborato viene introdotto il modello empirico scelto, mediante formulazioni matematiche e il funzionamento del programma 3D con cui si è operato, con maggiore interesse per input e output e per le valutazioni che hanno caratterizzato le nostre simulazioni.

Segue poi la descrizione degli array di antenna usati: i phased array; ormai tecnologia molto diffusa che permette di indirizzare la potenza del segnale in modo molto direttivo verso la posizione dell'utente che va servito. Inoltre, nel capitolo 2, vengono esposte le diverse tecniche di beamforming, usate appunto per elaborare il segnale e orientarlo al meglio nella direzione privilegiata. Viene data maggior enfasi alle tecniche di switched beamforming (a singolo utente per cella) e alla moltiplicazione spaziale (a più utenti, uno per settore); infine, alla tecnica di beamsteering "intelligente", che sfrutta sempre sia switched beamforming che multiplexing ma in modo "dinamico" e sfruttando la conoscenza del canale ottenuta da semplici simulazioni ray tracing.

Si è giunti, poi, alla trattazione della propagazione a onde millimetriche, che resta l'imminente futuro in cui sarà possibile soddisfare l'esigenza di una nuova connettività più veloce e avanzata.

Infine, nel capitolo 3, si sono riportati alcuni dei risultati più indicativi, dando largo spazio alla trattazione ultima di beamsteering che a frequenze elevate, quale 60 GHz, permette di migliorare molto la copertura degli ambienti indoor. Questo deriva dalle caratteristiche delle onde millimetriche che soffrono meno della problematica legata all'ostruzione del cammino da parte di ostacoli e stabilire delle connessioni migliori e avanzate.

Capitolo 1: Modelli di ray tracing per la propagazione indoor

1.1 Generalità sul ray tracing

Il ray tracing è un metodo deterministico di previsione del canale radiomobile basato sul concetto di visibilità, che si presta in maniera molto efficiente per la simulazione elettromagnetica. Per visibilità si intende l'esistenza di un cammino di propagazione tra due punti o oggetti.

La regione visibile per il raggio diretto, cioè quello che collega direttamente i due oggetti, è determinata dallo shadowing come si vede in fig. 1 [10]; se si tiene conto anche delle riflessioni, la regione visibile è determinata mediante la generazione di immagini virtuali (trasmettitori virtuali, Tx' e Tx'' in fig. 2) di un terminale radio.

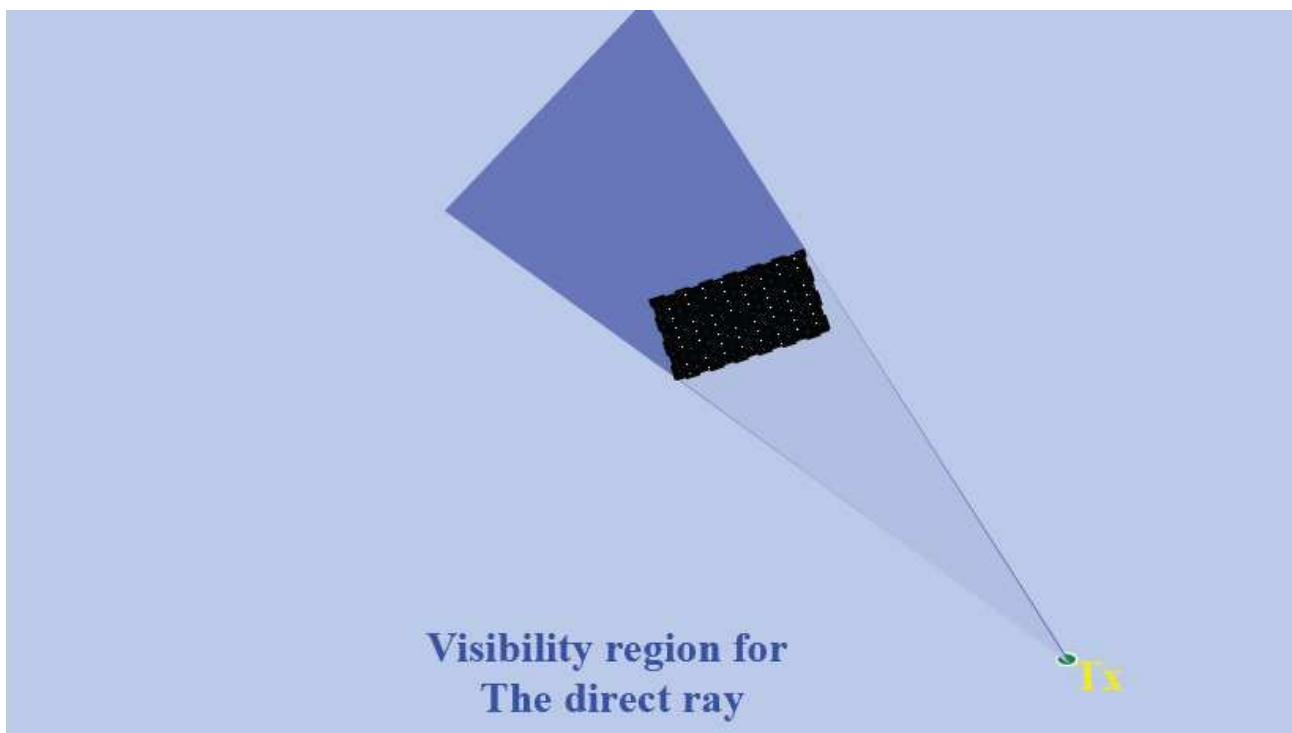


Figura 1: Regione di visibilità per il raggio diretto

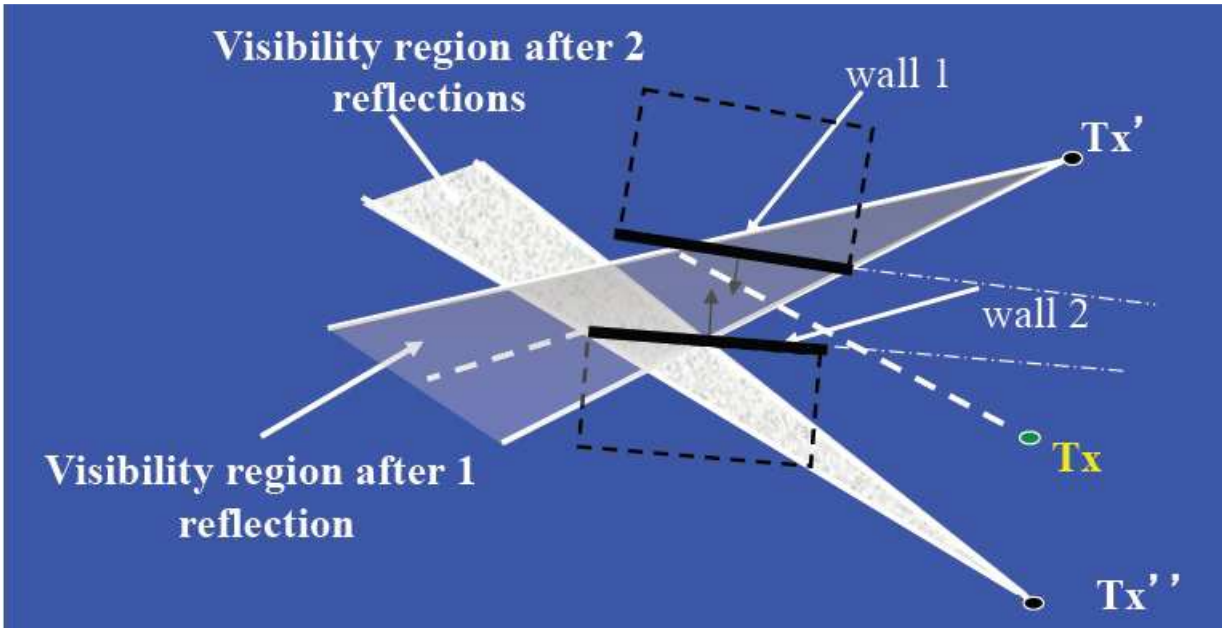


Figura 2: Generazione di Tx virtuali

Una volta che tutti i punti di interazione vengono determinati, si calcola il campo lontano del raggio emesso in un generico punto $P(r, \theta, \varphi)$:

$$\vec{E}_T(r, \theta_T, \phi_T) = I_T \cdot \sqrt{\frac{Z_T \eta g_T(\theta_T, \phi_T)}{16 \pi}} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \hat{p}_T(\theta_T, \phi_T) = \vec{E}_{T0}(\theta_T, \phi_T) \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}$$

In cui :

- Z_T è l'impedenza di antenna;
- I_T è il fasore corrente che alimenta l'antenna;
- g_T è la funzione del guadagno di antenna;
- η è l'impedenza intrinseca del mezzo;
- $\beta = 2\pi/\lambda$ è il numero d'onda;
- \hat{p}_T è il vettore di polarizzazione dell'antenna.

La formula suddetta è applicabile solo in spazio libero e al raggio diretto, che non subisce alcun tipo di interazione. Quando si è in presenza di raggi riflessi o diffratti, invece, occorre considerare anche il diadico di interazione e riformulare lo spreading factor; in tal caso il k-esimo raggio avrà il seguente campo:

$$\vec{E}_R^k = A_k(s_l, l = 0, 1, 2, \dots, N_{EV}^k) \cdot \left[\prod_{l=\min\{1, N_{EV}^k\}}^{N_{EV}^k} \bar{D}_l \right] \cdot \vec{E}_{T0}^k(\theta_T^k, \phi_T^k) \cdot e^{-j\beta s^k}$$

In cui:

- N_{EV}^k è il numero di eventi che interessano il k-esimo raggio;
- s_l è la lunghezza del segmento l-esimo che compone il k-esimo cammino;
- $s^k = \sum_{l=1}^{N_{EV}^k} s_l^k$ è la lunghezza totale del k-esimo raggio;
- \bar{D}_l è il diadico che decompone il campo nelle polarizzazioni ortogonali nel punto di interazione l-esimo, e include i coefficienti di interazione. I meccanismi di propagazione sono: riflessione, trasmissione, diffrazione e scattering diffuso. Per ognuno di questi si calcola il coefficiente rappresentativo di tale interazione, per i quali si rimanda alle slides del corso [10];
- A_k è lo spreading factor complessivo.

In termini, invece, di potenza coerente complessa ricevuta si ha:

$$P_R = \frac{\lambda^2}{8\pi\eta} \cdot \left| \sum_{k=1}^N (f_R(\theta_R^k, \phi_R^k) \cdot \{\vec{p}_R(\theta_R^k, \phi_R^k) \cdot \vec{E}_R^k\}) \right|^2$$

Dove $f_R(\theta, \phi) = \sqrt{g(\theta, \phi)}$ è la funzione di radiazione dell'antenna che riceve.

Di conseguenza in conclusione, i diversi contributi dei raggi si possono memorizzare attraverso i corrispondenti ritardi e angoli di partenza o arrivo in modo tale da poter effettuare una previsione multidimensionale. Per il k-esimo raggio abbiamo:

- $I_R^k = \rho^k e^{j\theta^k}$ è il segnale (corrente, ampiezza e fase);
- s^k è la lunghezza totale;
- $t^k = s^k/c$ è il ritardo di propagazione;
- $\chi^k \equiv (\theta_T^k, \phi_T^k)$ è l'angolo di partenza;
- $\psi^k \equiv (\theta_R^k, \phi_R^k)$ è l'angolo di arrivo.

Pertanto, considerando tutti i raggi ($k = 1, N_r$) si sa che il segnale modulato sulla portante sarà decodificato al ricevitore in tempo e spazio secondo i parametri sopra menzionati.

Nel caso indoor, il ray tracing si avvale dell'approccio tridimensionale per aumentare la precisione. Moltissimi raggi sono presenti, ma il beam radiale trasmesso è di solito il dominante, quindi è necessario considerare le trasmissioni multiple.

Lo scenario di propagazione di edifici indoor è molto più complesso rispetto a quello di ambienti outdoor, pertanto serve una caratterizzazione più dettagliata e un approccio di tipo tridimensionale.

Proprio lo scenario di propagazione, cioè gli oggetti, che possono interagire con il segnale radio attraverso le loro dimensioni, la loro forma e i materiali costituenti, la posizione dei trasmettitori (Tx) e dei ricevitori (Rx) e le proprietà di radiazione delle antenne, permette al programma di calcolare e scrivere in un apposito file di output, le caratteristiche elettromagnetiche dei raggi captati dal Rx. Per la shell di comando, invece, si rimanda al manuale [11].

Si osserva, inoltre, che i muri interni sono considerati nel calcolo solo ed esclusivamente nel caso del RT indoor, nel caso della formula pratica di Path Loss indoor non sono previsti tali oggetti discreti. La formula appena citata racchiude in sé i maggiori processi di propagazione in ambiente indoor, come l'ostruzione e il fattore di divergenza delle onde e, quindi, l'attenuazione di propagazione. Sono state implementate nuove soluzioni tecniche per migliorare la capacità e la qualità del servizio nei moderni sistemi wireless, come le smart antenne e il MIMO (Multiple Input Multiple Output), che richiedono una caratterizzazione spazio-temporale del canale radio mobile per essere correttamente implementate. Studi recenti mostrano comunque che il rapporto segnale rumore SNR rappresenta ancora il parametro più importante per questi sistemi, specialmente nell'indoor dove il multipath garantisce un livello minimo di angle spread per i terminali radio. Il path loss (PL) anche se datato resta un problema cruciale ancora oggi. I modelli deterministici di PL per ambienti indoor ottengono buone performance, come ad esempio il ray tracing (RT) e il modello multi-wall; ma questi ultimi sono modelli che comunque hanno bisogno di una dettagliata mappa 3D dell'ambiente ed, essendo specifici del sito, non sono di carattere generale per qualsiasi tipo di ambiente.

1.1.2 Il modello empirico

L'identificazione di una strategia generale, come la ricerca della copertura wireless è di solito ancora portata avanti sulla base dei modelli empirico-statistici, che predicono path loss vs distanza della tratta. Il più semplice modello di propagazione è di tipo Hata e mostra la dipendenza del path loss dalla distanza; esso risulta proporzionale alla distanza attraverso un esponente " α ", e i parametri della formula sono determinati attraverso misure in un tipo di ambiente noto. Spesso non è garantito che la dipendenza funzionale sia fisicamente rigorosa, la formula non è basata sul processo di propagazione attuale, ma su un'intuizione o un'interpretazione grafica dei dati misurati nel caso specifico. Il risultato è che i parametri più opportuni variano imprevedibilmente con il tipo di ambiente o dipendono dal distance range considerato. Con dei parametri determinati a priori, non è di facile derivazione una formula per un nuovo ambiente di propagazione con delle proprie caratteristiche. [5]

Viene adottato un approccio lievemente diverso secondo cui in primo luogo si cerca di identificare i maggiori meccanismi di propagazione che potenzialmente potrebbero esserci nello scenario indoor, come: la divergenza delle onde (o l'interferenza dovuta al cammino medio) e l'attenuazione supplementare specifica dello spazio (ostruzione). Il fenomeno fondamentale inerente alla propagazione delle onde radio in ambienti indoor è la divergenza del fronte d'onda, cioè non appena il fronte d'onda si propaga la sua superficie si allarga, quindi, la sua densità di potenza deve essere di conseguenza attenuata per soddisfare la conservazione del flusso di potenza. Nello spazio libero il path loss cresce con il quadrato della distanza e l'esponente α detto "coefficiente di attenuazione" è uguale a due. Molti modelli empirico-statistici, seguendo la formula di Hata del 1980, assumono che il path loss, in funzione della distanza e alla presenza di ostacoli, mantenga una forma esponenziale simile a quella di spazio libero ma con un esponente α diverso.

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10\alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

Per d_0 si intende la distanza di riferimento. La formula rappresenta una linea retta in un grafico "log-log" del PL vs $\log(d)$, con la pendenza della retta uguale a dieci α . Tale formula, inoltre, descrive in modo ottimale la propagazione in strutture guidate come i tunnels o lo spazio interno tra due piani in un grande edificio. Nel primo caso (i tunnels), dopo una distanza di transizione si stabilisce una propagazione guidata mono-dimensionale, dove α è circa zero. Nell'ultimo caso (lo spazio interstiziale tra due piani), invece, si instaura una propagazione quasi 2D con una divergenza dell'onda proporzionale alla prima potenza della distanza e α è circa 1.

La presenza di perdite nel materiale di solito viene considerata attraverso un valore di α più alto rispetto il caso ideale prima descritto. [5]

L'interferenza tra il raggio diretto e il raggio riflesso dal terreno (o dal pavimento) dopo la distanza di break-point viene considerato nella dipendenza descritta dall'equazione suddetta con $\alpha=4$.

Come già detto in precedenza, la formula che descrive il path loss non tiene conto correttamente degli ostacoli o degli effetti delle perdite nel materiale, che spesso ci sono nella propagazione indoor correlati all'interposizione dei muri o alla presenza di persone. Entrambi i fenomeni vengono considerati attraverso un'attenuazione supplementare specifica che può essere modellata solo attraverso una dipendenza lineare (invece che log) del tipo:

$$PL_e[dB] = \beta d$$

Il modello multi-wall è stato introdotto per enunciare l'ostruzione dovuta ai muri, ma sfortunatamente questo modello ha le seguenti limitazioni:

- Richiede una dettagliata mappa degli edifici ed è specifico del sito, non può essere usato in generale, per la progettazione del sistema o per scopi di pianificazione;
- Assume che l'esponente α del PL sia sempre 2 e attribuisce tutti gli eccessi di attenuazione al muro o all'ostacolo rappresentato dal soffitto;
- Non considera attenuazione supplementare dovuta a persone o oggetti che ingombrano il cammino.

Cercando di risolvere questi inconvenienti, si propone una formula per il PL che sia una combinazione delle formule precedenti, e inoltre che consideri tutti i maggiori fenomeni di propagazione menzionati precedentemente e che sia anche semplice e utilizzabile per progettazioni generali:

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10\alpha \log(d/d_0) + \beta d$$

Dove α è il già citato esponente di path loss e β [dB/m] è l'attenuazione specifica. $PL(d_0)$ dipende da parametri quali il guadagno di antenna, la frequenza e le perdite addizionali come quelle dovute ai cavi.

Noto l'esponente di path loss, β può essere facilmente derivata sulla base della media delle dimensioni della stanza, l'attenuazione del muro e la presenza di persone o oggetti. In assenza di questi ultimi, β può essere stimata attraverso la seguente formula:

$$\beta = \frac{L_w(f)}{a}$$

Dove L_w è la media dell'attenuazione dovuta alla penetrazione attraverso il muro, che dipende dalla frequenza e a è la media dell'area della stanza.

1.2 Descrizione di input e output del Ray Tracing

Ci sono due file in formato ASCII che descrivono lo scenario: uno è il file.data, che descrive geometricamente gli ostacoli di propagazione come i muri; e un file.list, che per ciascuna stringa usata nel file.data specifica le proprietà da associare all'oggetto cui la stringa si riferisce, come ad esempio la costante dielettrica ϵ_R , la conducibilità σ , lo spessore ed il fatto che la parete sia attraversabile o meno e sia bilatera (entrambe le facce generano riflessione) o meno. [11]

Di sotto si riporta un esempio di listato dei muri che è quello usato per descrivere lo scenario di propagazione usato, cioè una stanza quadrata di 60 metri per 60 metri immaginando di non avere muri interni.

```

14
 1  80  80  3  140  80  3  140  140  3  80  140  3  muro_int1
 2  80  80  6  140  80  6  140  140  6  80  140  6  muro_int1
 3  80  80  9  140  80  9  140  140  9  80  140  9  muro_int1
 4  80  80  12 140  80  12 140  140  12 80  140  12 muro_int1
 5  80  80  15 140  80  15 140  140  15 80  140  15 muro_int1
 6  80  80  18 140  80  18 140  140  18 80  140  18 muro_int1
 7  80  80  21 140  80  21 140  140  21 80  140  21 muro_int1
 8  80  80  24 140  80  24 140  140  24 80  140  24 muro_int1
 9  80  80  0   80  140  0   80  140  27 80  80  27  muro_ext
10 140  80  0  140  140  0  140  140  27 140  80  27  muro_ext
11 80  80  0  140  80  0  140  80  27  80  80  27  muro_ext
12 80  140  0  140  140  0  140  140  27 80  140  27  muro_ext
13 80  80  27 140  80  27 140  140  27 80  140  27  tetto
14 40  40  0  180  40  0  180  180  0  40  180  0  terreno
0

```

La prima riga della tabella indica il numero complessivo di muri, nelle righe seguenti ciascun muro viene descritto da un identificativo naturale progressivo (numero d'ordine), dalla posizione dei vertici che lo caratterizzano e da una stringa che definisce la tipologia di parete, come nel caso

precedentemente illustrato in cui venivano distinti i muri esterni da quelli interni e il tetto dal terreno. Di seguito all'elenco dei muri è possibile anche descrivere gli spigoli e per ultimo le discontinuità. [11]

In un altro file d'ingresso, il TX_file.tx, vengono descritti posizione e proprietà di radiazione del trasmettitore, di seguito ne riporto un esempio:

```
#TX1
Position:          90      90      14.7
Power:             36 dBmW
Frequency:         2600 MHz
Radiation File: INPUT\antenne\array_4x4_theta45_phi45_2600MHz.ant
Angle 1:           0
Angle 2:           0
Angle 3:           180
```

Vengono indicati la posizione del trasmettitore (x, y, z) in metri; la potenza di radiazione espressa in unità logaritmiche come dBm o dBW o altro; la frequenza alla quale si sta lavorando in MHz; quale tipologia di antenna si sta usando e gli angoli che permettono di orientare l'antenna all'interno dell'ambiente di propagazione, considerando che gli angoli del diagramma di radiazione dell'antenna vengono assegnati in base a un sistema di riferimento solidale con l'antenna stessa.

Il file dei ricevitori contiene sostanzialmente le stesse informazioni di quello dei trasmettitori, senza potenza trasmessa e frequenza di lavoro. Riporto in seguito un esempio di singolo ricevitore:

```
#RX1
Point A:          80.5     80.5     13.5
Point B:           0         0         0
RX Number:         1
Isotropic Gain: 0 dBi
```

Nel caso di ricevitori multipli ed equidistanti e di percorso rettilineo, è possibile sintetizzare in "Point A" e "Point B" gli estremi del percorso ed in "RX Number" il numero di punti di ricezione lungo il percorso. Non è, inoltre, necessario il file di antenna se il ricevitore è "ideale" pertanto ha un diagramma di radiazione isotropo e perfetto adattamento in polarizzazione al campo incidente.

Tra gli input ci sono anche i file di antenna, cui i trasmettitori fanno riferimento; in questi vengono descritte le frequenze in MHz, il campo elettrico per ogni coppia di angoli (θ, ϕ) di tilt elettrico (utile nel ray tracing per ottenere il diagramma di radiazione).

Mi sono avvalsa anche di un programma, in cui attraverso il file "Exgeopath.m" si riesce a calcolare il campo elettrico per ogni coppia di valori theta-phi e salvarlo in una matrice. Può essere usato sia per calcolare il campo elettrico di un singolo elemento come ad esempio un'antenna patch o altre

antenne elementari, sia, come nel nostro caso, per gli array con tilt elettrico d'antenna predefinito. Impostando la matrice appena descritta nel file "Ant_writer.m" con anche altri input quali frequenza, risoluzione angolare (in θ, ϕ) e lunghezza d'onda è possibile ottenere il file d'antenna cercato che verrà inserito come input per il ray tracing.

Ci sono anche diversi parametri di controllo, essi sono nel file chiamato "param_SKYSCRAPER.dat" e servono al RT_INDOOR.exe per funzionare, alcuni sono:

- **DEBUG:** normalmente settato a zero; quando è 1 si abilita una versione che scrive a video messaggi di controllo e warnings, utili per un debugging.
- **VERBOSE_RAY:** normalmente settato a uno, scrive nel file di out .rays sia i raggi che la geometria delle porzioni di parete vista, la posizione dei tx virtuali, ecc.
- **SAVE_MR:** assegnato di solito a uno, permette di avere in output il file.mr, che riassume in termini di matrice il risultato della simulazione che poi verrà caricato attraverso il filtro GetData.m per il postprocessing successivo
- **WALLS_MAP:** settato a uno, produce un file.gnu e un plot delle pareti dello scenario
- **EDGES_MAP:** identico al walls_map ma relativo agli spigoli
- **TX-RX:** settato a uno, crea due file.gnu che descrivono le coordinate del trasmettitore e i percorsi di ricezione usati nella simulazione
- **ANTENNA:** settato a uno, produce il file.gnu che descrive il diagramma di radiazione dell'antenna alla frequenza di lavoro
- **COHERENT_MODE:** settato a uno, attiva la modalità in cui per ogni raggio il campo corrispondente viene calcolato sia in modulo che in fase, permettendo di valutare anche l'interferenza tra i vari raggi in quanto ogni campo incidente viene trasformato in un generatore complesso nel circuito equivalente; possibile solo per i raggi che abbiano subito scattering e/o over roof top
- **COHERENT_SCAT:** se il coherent_mode è settato a uno e viene settato a uno anche questo parametro, tratta i raggi che hanno subito almeno uno scattering in modo coerente, altrimenti incoerente. Nel caso coerente la fase associata al raggio diffuso viene arbitrariamente estratta tra 0 e 360 deg, in quanto il modello di scattering usato è scalare e riferito alle sole ampiezze. Nel caso incoerente la potenza ricevuta è la somma tra le potenze ricevute dai raggi incoerenti e la potenza ricevuta dai raggi coerenti, considerando anche le relazioni di fase.

- `ENABLE_SCAT_TX` e `ENABLE_SCAT_RX`: se sono a uno, abilitano il ray launching per i trasmettitori. In 3Dscat lo scattering viene considerato come nel “Ray Launching”, ovvero da ogni trasmettitore vengono proiettati dei raggi in tutto lo spazio e per ciascun raggio si determina il primo punto di impatto con una delle pareti, questo punto di impatto verrà a sua volta considerato un nuovo trasmettitore con diagramma di radiazione uguale a quello di scattering prescelto; lo stesso procedimento viene ripetuto per ciascun ricevitore. Dai trasmettitori ottenuti, compreso quello reale (ovvero il primo da cui si è partiti), si tracciano i raggi verso tutti i ricevitori ottenuti per mezzo di un “Image Ray Tracing”. Per semplicità il Ray Launching per lo scattering viene limitato alla prima e all’ultima interazione.
- `S_R`: $(S_R)^2$ è la percentuale di potenza che sarebbe riflessa in un Ray Tracing senza scattering e che, invece, viene diffusa, ovvero irradiata in direzioni diverse da quella speculare, nel semi-spazio individuato dal piano della parete e contenente i raggi incidente e riflesso. Questo coefficiente di scattering, quindi, si riferisce a una potenza irradiata in accordo con il diagramma di scattering specificato in `S_T`: è l’analogo di `S_R` ma a proposito di potenza trasmessa. Settato anch’esso a 0.3.
- `POWER_THRESHOLD_DB`: è la soglia di potenza ricevuta minima affinché un raggio venga scritto nel file di output; settata normalmente a -500.
- `WALL_AREA_MIN`: è impostata a quattro e rappresenta l’area minima che deve avere una parete in modo che il suo contributo elettromagnetico (riflessione, trasmissione e scattering) venga considerato nel RT.
- `N_MAX_INTERACTIONS`: sono il numero massimo d’interazioni ammessi per ciascun raggio. Nel caso di sole trasmissioni sono stati posti a dieci, mentre nel caso con riflessioni a due.

Per quanto riguarda gli output ci sono tre file ASCII: `run_name.rays`, `run_name.pow`, `run_name.pdp`; inoltre si può ottenere anche il file `run_name.mr` se il flag `SAVE_MR` nel file `param.dat` è settato a 1, contenente le stesse informazioni del `run_name.mr` ma ordinate in forma matriciale.

Il file `run_name.rays` racchiude la descrizione dei raggi che sono stati individuati fra trasmettitore e ricevitore, i raggi sono delle spezzate descritte con una successione di coordinate (x,y,z) nel riferimento ambientale. Il primo e l’ultimo punto di ciascuna spezzata coincidono con le coordinate di Rx e Tx.

Il file `run_name.pow` descrive la potenza ricevuta, la funzione di trasferimento del canale, il valore (complesso) e la polarizzazione del “campo totale ricevuto” per ogni ricevitore; se al ricevitore arriva anche un solo raggio incoerente le tre componenti del campo sono nulle e la polarizzazione è “undefined” perché, appunto, la fase è ignota.

Il file `run_name.pdp` elenca le caratteristiche principali di ogni raggio, quali ad esempio numero di interazioni, angoli di partenza / uscita, ritardo, coefficiente di polarizzazione, potenza e campo incidente. Per informazioni più dettagliate a riguardo si rimanda al manuale [11].

1.3 Tipi di valutazioni effettuate con il programma usato

La frequenza di lavoro scelta nel nostro caso è stata dapprima 858 MHz e poi 2600 MHz, per finire a onde millimetriche, cioè a 60 GHz. Le antenne utilizzate sono, per ogni cella, array di antenne a patch, usate sia in switched beamforming che in user-multiplexing, o meglio SDMA. Dapprima si è cominciato con un array di 2x2 elementi, poi di 4x4 per le frequenze a 858 MHz e 2600 MHz; a 60 GHz ho scelto un array 2x8 e infine uno 12x12, che attualmente può sembrare particolarmente esoso ma presto sarà più concorrenziale.

Come singolo elemento nelle schiere si è scelto di usare l'antenna patch o antenna a microstriscia, che sono integrate su chip, e utilizzano elementi radianti realizzati su substrati dielettrici. I principali vantaggi riguardano le ridotte dimensioni, il basso costo, la facilità di realizzazione e produzione su larga scala; mentre il basso guadagno e la bassa capacità di potenza vengono comunque corretti dall'uso di questi elementi in un'antenna composita. [3]

In figura 3 possiamo vedere un pattern di radiazione tipico di una singola antenna patch:

3D TOT Pattern Plot (Peak Directivity = 7.59 dBi) (Max Plot Value = 7.60 dBi)
Freq 858 MHz

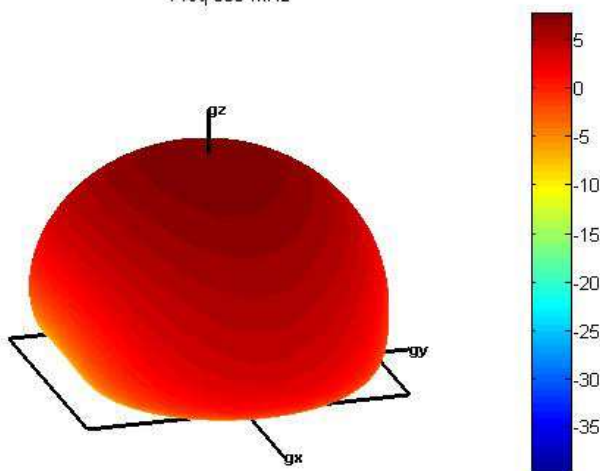


Figura 3: Diagramma di radiazione di una singola antenna patch

E nella figura 4 seguenti i diagrammi di radiazione per l'array planare di 4x4 elementi:

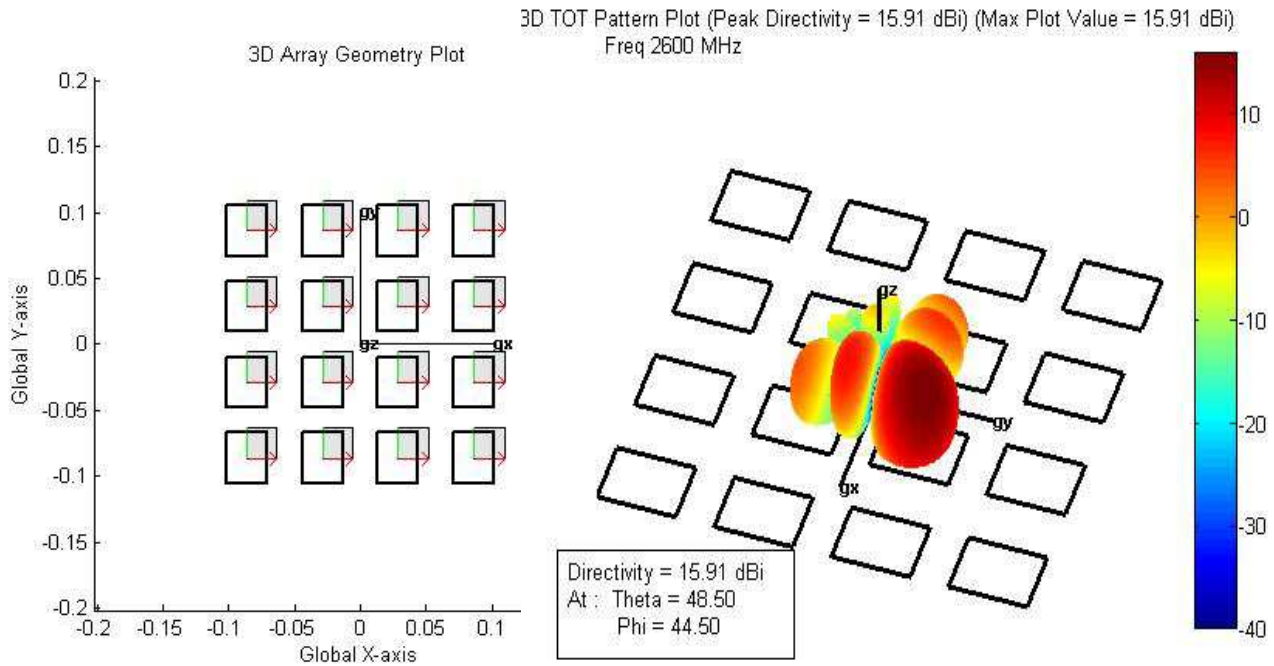


Figura 4: Diagramma di radiazione dell'array 4x4 in 3D a 2600 MHz

Inoltre, si può prevedere un'attenuazione supplementare da applicare ai segnali ricevuti dai piani adiacenti (solai), che sono da considerare tutti come interferenti (analisi estremizzata con cluster unitario), in particolare di 10 dB per frequenza di lavoro 858 MHz e 16 dB per 2600 MHz. Per i muri divisorii in cartongesso, invece, l'attenuazione è di circa 5 dB sia a 858 MHz che a 2600 MHz. Nel caso del ray tracing a 858 MHz viene usato un valore di 3.6 per ϵ_r con un σ pari a 0.02; mentre alla frequenza più alta di 2600 MHz mantenendo costante il σ per ϵ_r si usa il valore di 2.

Alla frequenza di 2600 MHz si è scelto di sfruttare anche un massive MIMO, di cui si può vedere il pattern di radiazione in fig.5.

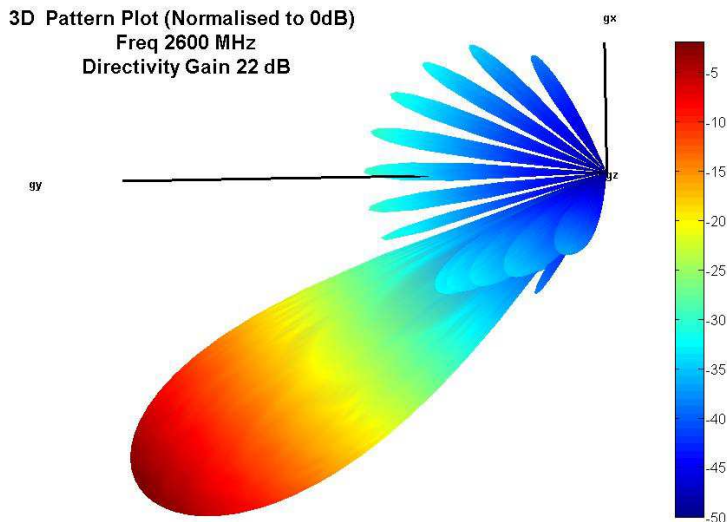


Figura 5: Diagramma di radiazione dell'array 12x12 in 3D a 2600 MHz.

Alla frequenza di 60 GHz l'attenuazione cresce molto e diventa di 34 dB per i solai e di 20 dB per il cartongesso, mantenendo σ pari a 0.092, ϵ_r è di 5 per i solai e 2.45 per il cartongesso dei muri divisorii.

Le simulazioni sono state effettuate sia con la tecnica di switched beamforming che di spatial multiplexing di cui si parlerà meglio nel capitolo 2. Per confrontare in modo equo le due tecniche, la potenza trasmessa deve rimanere la stessa. Lo spatial multiplexing è interessato da un peggior SINR, siccome ognuno dei quattro beamforming che lo compongono e ha a disposizione per ciascuno un quarto della potenza totale che possiede un array in modalità switched. Inoltre, quando le celle sono separate dalla presenza delle pareti, che introducono un'attenuazione di circa 5.4 dB, l'interferenza inter-cella cala e migliorano di conseguenza le prestazioni. [3]

Per quanto riguarda le interazioni bisogna chiarire che le diffrazioni multiple sono considerate solo da spigoli tra loro paralleli (verticali, orizzontali, obliqui sono di scarso interesse); in seguito a una diffrazione, inoltre, sono ammessi solo scattering o trasmissioni, non le riflessioni. Le trasmissioni possono essere di numero elevato, giacché non incide molto sui tempi di calcolo; poiché il programma usato per ciascun trasmettitore virtuale individua con un pre-processing l'insieme delle pareti certamente non visibili, e considera tutti visibili gli oggetti rimanenti sia pareti sia spigoli, e quindi si costruisce per ciascuno il corrispondente trasmettitore virtuale. Dal trasmettitore virtuale appena costruito, si traccia il raggio fino al ricevitore visto, individuando tutti i punti d'interazione. Qualora alcuni punti d'interazione potenzialmente visibili in realtà non lo fossero, viene comunque tracciato il raggio e vengono aggiunte tante trasmissioni quante sono le pareti da attraversare che coprono in verità i punti in questione; se si eccede nel numero massimo di interazioni e/o

trasmissioni il raggio viene cancellato. Nell'appendice A si possono trovare maggiori dettagli riguardanti il postprocessing usato.

Il costo computazionale effettivo è quello riguardante la fase di back-tracking delle intersezioni di ogni raggio con le pareti dello scenario, quindi l'overhead computazionale relativo alle trasmissioni è inferiore rispetto a quello concernente le altre interazioni.

Capitolo 2: Tecniche di beamforming

Il beamforming o divisione spaziale è una tecnica di elaborazione del segnale usata per direzionare il segnale di trasmissione o ricezione. In questo modo si possono scegliere delle direzioni di favore, indirizzando la maggior parte di potenza irradiata ad esempio verso un utente. Le tecniche di beamforming sono utilizzabili quando si riesce a stimare il canale di trasmissione con precisione e quando lo stesso non presenta una variazione temporale particolarmente rapida. Il MIMO è una delle tecniche di beamforming più diffusa, come anche diversità e trasposizione della matrice di canale. [2]

Il beamforming è attuabile con alcune restrizioni:

- Nel caso MISO è necessario che il tx conosca a priori le caratteristiche del canale;
- Nel caso SIMO è il rx che deve avere piena conoscenza del canale;
- Nel caso MIMO si deve avere questa conoscenza da entrambe le parti del collegamento

Attraverso il beamforming si ottengono prestazioni molto migliorate ad esempio a confronto con i sistemi SIMO (Single Input Multiple Output), la cui capacità cresce molto lentamente all'aumentare del numero di antenne di ricezione; o MISO (Multiple Input Single Output, in figura 6), la cui capacità presenta un andamento opposto, cioè satura molto velocemente all'aumentare del numero di antenne di trasmissione.

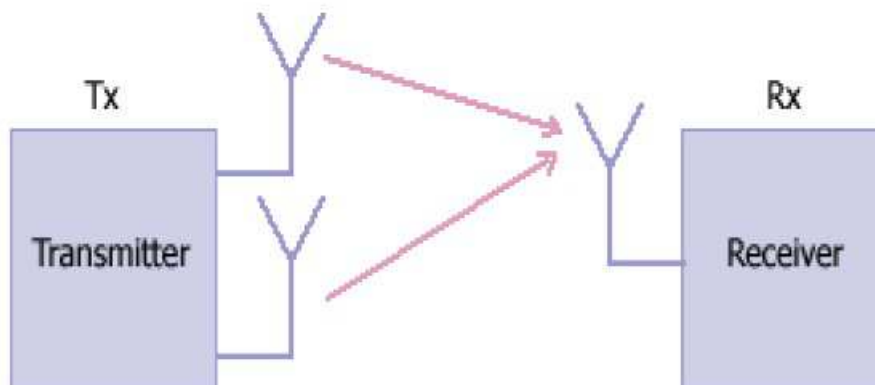


Figura 6: Caso Single Input Multiple Output

Invece, nel caso MIMO (Multiple Input Multiple Output) la capacità migliora sensibilmente poiché aumenta linearmente con il minimo numero di antenne in trasmissione e quello in ricezione.

Le tecniche di trasmissione MIMO, inoltre, sono necessarie per il presente e il futuro dei sistemi radiomobili indoor per ottenere un'efficienza spettrale di 30 bit/s/Hz, come richiesto dallo standard LTE-A, o anche per migliori figure di merito per eventuali sistemi di nuova generazione. [4]

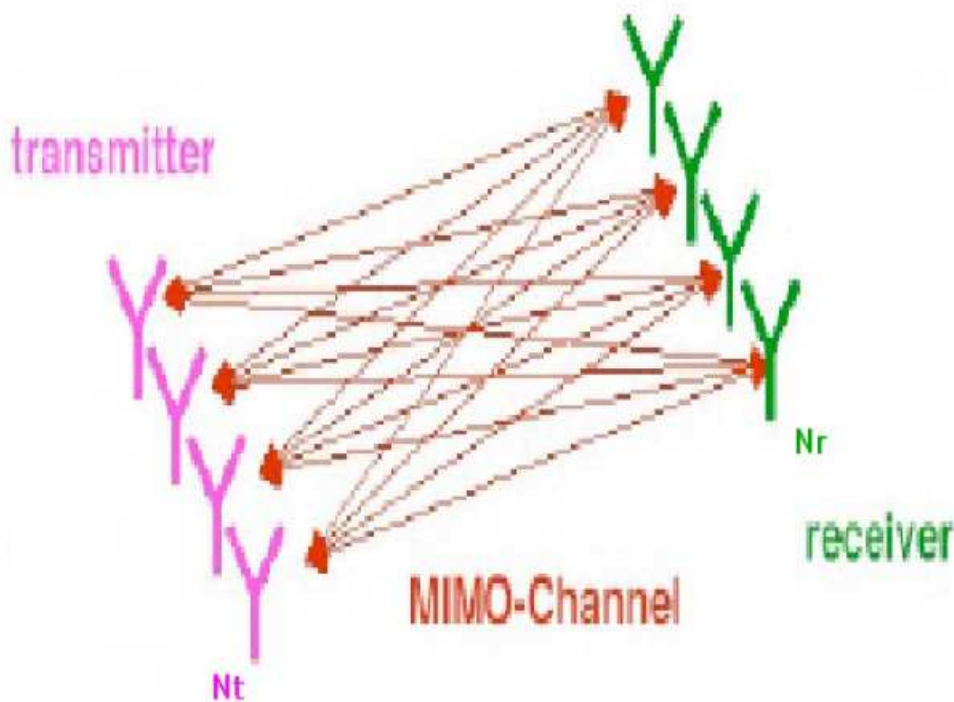


Figura 7: Caso Multiple Input Multiple Output

Il sistema MIMO (in fig. 7) oltre a definire l'utilizzo di antenne multiple sia in ricezione che in trasmissione, determina anche l'uso di diversità, oltre che di beamforming.

Per quanto riguarda le tecniche di diversità in frequenza, esse sono introdotte per risolvere parzialmente il problema legato al fading e alla distorsione. Infatti, per questi ultimi si ha che :

- La capacità del canale si riduce sensibilmente e ha dei limiti ;
- Si riduce il data-rate della trasmissione a parità di un Bit Error Rate (BER);

Bisogna specificare che qualora il fading sia piatto, allora si potrebbe ridurre il tasso di errore con diverse tecniche come ad esempio l'aumento di potenza di trasmissione. Qualora l'attenuazione fosse selettiva in frequenza, si avrebbe che il BER, per la distorsione del segnale, risulti irriducibile.

Inoltre, per ridurre gli effetti del multipath si possono adottare le tecniche di diversità, esse consistono nel trasmettere un dato numero ("Diversity Order") di repliche del segnale.

La tempo- varianza del canale di trasmissione causa dei burst di errori nei sistemi di telecomunicazioni digitale; che possono essere ridotti usando delle tecniche di diversità temporale. Queste consistono nel trasmettere nel tempo repliche del segnale originale, tramite tecniche di codifica del canale o di interlacciamento temporale. È applicabile solo se la distanza temporale delle repliche supera il tempo di coerenza del canale T_c , che rappresenta la massima dispersione temporale (dovuta all'effetto Doppler) tra i raggi ricevuti, entro la quale i vari segnali possono ancora definirsi correlati tra loro.

$T_c \approx \frac{1}{\Delta\nu}$; $\Delta\nu$ rappresenta la massima variazione temporale della frequenza Doppler.

Questa tecnica è utile se i due terminali sono fissi.

Nel caso della diversità in frequenza tutte le repliche vengono trasmesse simultaneamente ma a frequenze diverse, in modo tale che se una frequenza è affetta da elevato fading rispetto alle altre (fading selettivo), il segnale viene comunque ricevuto grazie alle altre repliche trasmesse a frequenze meno attenuate. La distanza di frequenza tra le diverse copie deve essere non minore della banda di coerenza del canale:

$$B_c \approx \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{t_i^{max} - t_i^{min}}$$

Dove per Δt si intende la differenza tra il tempo di arrivo dell'ultimo raggio e quello del primo, ovvero la dispersione temporale introdotta dal canale (chiamato anche "tempo di multipath"). La banda di coerenza è la massima separazione in frequenza, per cui le armoniche costituenti il segnale possono ancora essere considerate correlate tra loro.

La diversità di antenna o spaziale, è la tecnica di diversità più usata nei sistemi di telecomunicazioni, viene impiegata per ridurre gli effetti di fast fading. Le varie repliche del segnale vengono trasmesse e ricevute da più antenne in trasmissione o in ricezione; la condizione necessaria affinché possa essere realizzata questa tecnica è che la distanza di coerenza del canale sia minore della distanza di separazione delle antenne. Per distanza di coerenza del canale si intende la massima distanza fisica tra due antenne di trasmissione entro la quale i segnali che giungono al

ricevitore, provenienti da esse, possono ancora essere correlati tra loro. La sua caratteristica principale è : $L_c \cong \frac{1}{AS}$; in cui AS rappresenta l'Angle Spread, indice che richiama la varietà degli angoli di incidenza dei raggi. [12]

Secondo la politica con cui viene ricombinato linearmente il segnale ricevuto si parla di:

- Selection Combinig;
- Equal Gain Combinig ;
- Maximum Ratio Combining.

Il selection combining è la più semplice tra le tecniche proposte: consiste, infatti, nel mantenere solo il segnale proveniente dal ramo con rapporto segnale/rumore più elevato e scartare tutti gli altri. È necessario solo un ricevitore il cui ingresso proviene dall'unico ramo di antenna attivato.

L'equal gain combining consiste, invece, nel convertire tutti i segnali provenienti dai rami a un'unica fase per prevenire l'interferenza distruttiva, e poi ricombinare ognuno con lo stesso peso (ovvero mantenendo tutti la stessa amplificazione).

Il maxium ratio combining è la combinazione che offre il massimo rapporto segnale/rumore ed è simile all'equal gain combining, con la differenza che i rami con più elevato SNR hanno peso maggiore nel segnale totale uscente dal ricevitore.

Queste tre tecniche vengono associate a una tecnica di diversità d'angolo o una di diversità in polarizzazione.

La tecnica di diversità d'angolo viene adottata quando la trasmissione è caratterizzata da un elevato numero di cammini multipli che giungono al ricevitore con una grande varietà di angoli di arrivo (Angle of Arrivial). Per catturare i raggi da più direzioni, il ricevitore deve possedere due o più antenne rivolte in direzioni diverse , consentendo la ricezione di coppie scorrelate dello stesso segnale perché giunte al ricevitore da cammini indipendenti tra loro. [12]

Per quanto riguarda la tecnica di diversità in polarizzazione, invece, lo stesso segnale viene trasmesso o ricevuto da due o più antenne polarizzate in modo diverso tra loro. È particolarmente utile nello scenario urbano, dove si generano due o più flussi a bassa correlazione tra loro. Nel migliore dei casi i flussi sono sia scorrelati che disaccoppiati: è possibile, così, effettuare una tecnica di multiplexing che ci consente di usare una trasmissione dati diversa per ogni flusso disaccoppiato.

Attraverso la multiplazione spaziale più informazioni possono essere codificate e suddivise su antenne diverse e trasmesse contemporaneamente sulla stessa banda. Le antenne riceventi vedono un campo risultante che è la sovrapposizione di tutti i segnali in trasmissione, che avranno tipicamente percorso cammini diversi e saranno stati soggetti a riflessioni multiple diverse. Se i vari cammini sono effettivamente indipendenti, è possibile ricostruire tutte le informazioni trasmesse da tutti i segnali presenti sulle antenne riceventi. Permette di aumentare notevolmente la velocità di trasmissione ed è realizzabile a patto di avere in ricezione un numero di antenne maggiore o uguale al numero di flussi d'informazione trasmessi in parallelo.

2.1 Phased array

L'elaborazione del segnale di un'antenna array è significativa per l'ampio raggio di applicazioni in cui viene usata come ad esempio radar, sonar, microfoni, radio astronomia, sismografia, diagnosi e trattamenti medici, e nelle comunicazioni.

Coinvolge sensori multipli (microfoni, antenne, etc.) posti in posizioni diverse nello spazio per elaborare i segnali ricevuti che arrivano da direzioni diverse.

Normalmente si assume che i sensori di un array abbiano le stesse caratteristiche e che siano omnidirezionali (o isotropi), pertanto le loro risposte a un segnale interferente sono indipendenti dai loro angoli di arrivo (DOA).

Ognuno di questi elementi è alimentato dallo stesso segnale da trasmettere, avente però una fase opportuna ("phased array") che consente di ottenere una particolare sagomatura del diagramma di radiazione, altrimenti non realizzabile con una singola antenna. Il campo irradiato totale dalla schiera viene quindi generato dalla sovrapposizione dei campi irradiati dai singoli elementi.

Secondo la posizione relativa dei sensori, gli array si dividono in tre classi:

- Una dimensione (1-D) o array lineari;
- Due dimensioni (2-D) o array planari;
- Tre dimensioni (3-D) o array volumetrici.

Ognuno di questi può essere ancora diviso in due categorie:

- Spaziati in modo regolare, compresi spaziati uniformemente e non;
- Spaziati in modo irregolare o random.

Si consideri che, più nello specifico, quando i vettori di traslazione L_k sono tutti paralleli fra loro si parla di "array o schiera di antenne", e la direzione comune dei vettori L_k si dice "direzione di allineamento" della schiera. Se \hat{a} è il versore reale della direzione di allineamento, per una schiera a elementi equidistanti si ha $L_k = kL \cdot \hat{a}$ con $0 \leq k \leq n - 1$. [1]

Inoltre, il fattore complesso di schiera $F(\theta, \phi)$, riportato qui di seguito, è un polinomio di grado $n-1$ a coefficienti complessi della variabile z , il cui dominio è una circonferenza di raggio unitario e centro nell'origine.

$$F(\theta, \phi) = \sum_{k=0}^{n-1} A_k \cdot z^k \equiv A(z)$$

$$A_k = \Lambda_k \cdot \exp(-j\delta_k)$$

$$A_0 = 1$$

$$z = \exp(j\beta L \cdot \cos\psi)$$

$$0 \leq \psi \leq \pi$$

ψ è l'angolo sotteso tra la direzione di allineamento e la direzione del punto potenziato, e i coefficienti del polinomio coincidono con i coefficienti di alimentazione delle schiere di antenne. La distribuzione spaziale del fattore di schiera è caratterizzata da un unico diagramma di radiazione, giacente su qualunque piano che contiene la direzione di allineamento. Sul piano perpendicolare a tale direzione il fattore di schiera è omnidirezionale, con un diagramma di radiazione costituito da un unico lobo circolare che non è necessariamente un lobo principale.

Le schiere uniformi hanno elementi equidistanti per cui valgono le seguenti condizioni di uniformità di alimentazione:

$$\Lambda_k = 1$$

$$\delta_k = k\delta$$

$$0 \leq k \leq n - 1$$

In una schiera uniforme le ampiezze sono tutte uguali, mentre l'alimentazione di una generica antenna è sfasata in ritardo rispetto alla precedente di un angolo fisso δ . Le schiere uniformi sono particolarmente interessanti in quanto offrono massima semplicità costruttiva, d'altra parte presentano delle limitazioni alle prestazioni dovute all'alimentazione uniforme. Il fattore complesso di schiera della schiera uniforme diventa la somma parziale n -esima di una serie geometrica di ragione $\exp(j2u)$:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{k=0}^{n-1} [\exp(j2u)]^k$$

$$u = \frac{\pi L}{\lambda} \cdot \cos\psi - \frac{\delta}{2}$$

Al variare di ψ nel suo dominio $[0 \div \pi]$, la variabile ausiliaria u copre un intervallo $[u_1 \div u_2]$ definito da:

$$u_1 = -\frac{\pi L}{\lambda} - \frac{\delta}{2}$$

$$u_2 = \frac{\pi L}{\lambda} - \frac{\delta}{2}$$

Tenendo conto che per $u=h\pi$ (intero) si ottiene il fattore di schiera $F(\theta, \phi) = n$, si conclude che:

$$|F(\theta, \phi)| = \begin{cases} \left| \frac{\text{sen}(nu)}{\text{sen}(u)} \right| & \text{se } u \neq h\pi \equiv S_n(u) \\ n & \text{se } u = h\pi \end{cases}$$

Per una schiera uniforme, l'equazione della superficie di radiazione del fattore di schiera è:

$$r = \frac{S_n(u)}{n} = \begin{cases} \left| \frac{\text{sen}(nu)}{n \cdot \text{sen}(u)} \right| & \text{se } u \neq h\pi \equiv s_n(u) \\ 1 & \text{se } u = h\pi \end{cases}$$

Da cui si deducono le proprietà fondamentali della funzione $S_n(u)$:

- La funzione può essere studiata nell'intervallo $[0 \div \pi]$, in quanto è periodica di periodo π e ha andamento pari (simmetrico) rispetto ai punti definiti da $u = h\pi/2$;
- La funzione ha un massimo assoluto corrispondente a un lobo principale;
- La funzione ha $n-2$ massimi relativi corrispondenti ai lobi secondari internamente all'intervallo $]0 \div \pi/2[$;
- Nell'intervallo $[0 \div \pi/2]$ le ampiezze dei lobi secondari decrescono al crescere di u .

Nell'immagine fig.8 è riportato l'andamento della funzione $S_1(u)$ nell'intervallo $[-\pi \div \pi]$, da questa si evince l'andamento della distribuzione dei lobi di radiazione del fattore di schiera.

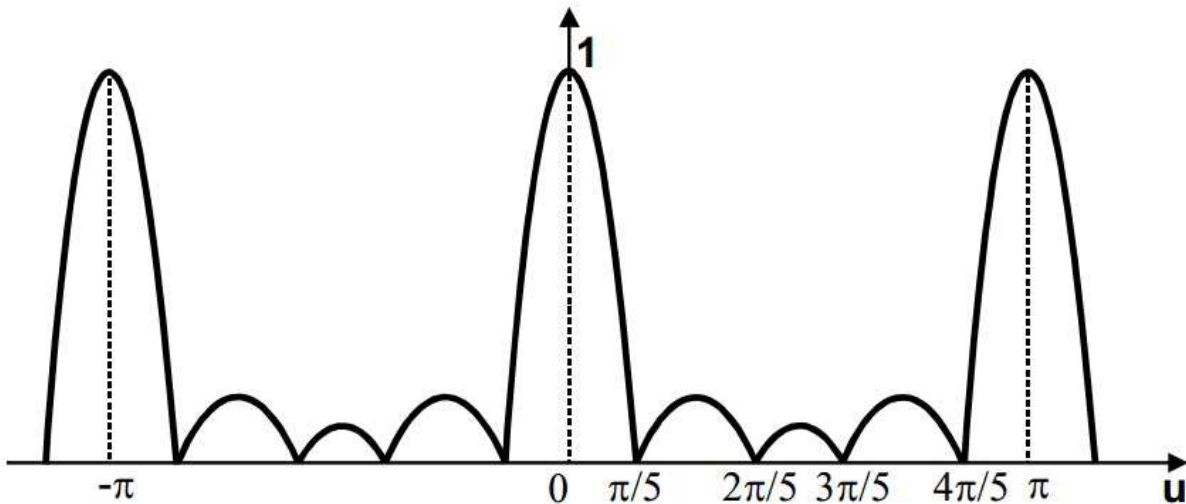


Figura 8: Andamento della distribuzione dei lobi di radiazione del fattore di schiera

Una volta fissati i parametri della schiera (L , δ) e la frequenza o lunghezza d'onda, calcolati u_1 e u_2 riusciamo a determinare la regione visibile della schiera. Il diagramma di radiazione può essere rappresentato nel sistema di riferimento (r, ψ) sul piano contenente la direzione di allineamento dalle seguenti equazioni parametriche in u :

$$\begin{cases} \psi = \arccos\left[\frac{\lambda}{\pi L}\left(u + \frac{\delta}{2}\right)\right] \\ r = s_n(u) \\ u_1 \leq u \leq u_2 \end{cases}$$

Appare che affinché il fattore di schiera abbia un unico lobo principale nella regione visibile basta che una sola direzione di massimo assoluto di $S_n(u)$ appartenga nell'intervallo $[u_1 \div u_2]$. Se questo è verificato, allora affinché i lobi secondari abbiano ampiezze sempre decrescenti a mano a mano che ci si allontana dalla direzione di massimo, basta che l'intervallo $[u_1 \div u_2]$ sia contenuto in $[-\pi/2 \div \pi/2]$. [1]

Per $h=1$ si ottiene, dall'equazione di r , l'ampiezza del maggiore dei lobi secondari:

$$s_n(u) \approx \frac{1}{\left|n \cdot \text{sen} \frac{3\pi}{2n}\right|}$$

E il rapporto tra i lobi del fattore di schiera è una funzione crescente di n e vale:

$$\xi_n = n \left| \text{sen} \frac{3\pi}{2n} \right|$$

Si noti che:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \xi_n = \frac{3\pi}{2} \approx 4.71$$

$$10 \cdot \log_{10} \frac{3\pi}{2} \approx 13.5 \text{ dB}$$

Si conclude che l'uso di una schiera uniforme non consente di controllare a piacimento il rapporto tra i lobi, pertanto qualora ci fosse bisogno di prestazioni maggiori rispetto a quelle appena calcolate servirebbe ricorrere a soluzioni di schiera più complesse come ad esempio le schiere a sfasamento uniforme e ad ampiezza di alimentazione non uniforme.[1]

Pur restando nell'ambito delle schiere a elementi equidistanti, si può ricorrere alle schiere a sfasamento uniforme, le cui antenne componenti sono eccitate da segnali di ampiezze diverse e vale la condizione:

$$\delta_k = k\delta$$

$$0 \leq k \leq n - 1$$

Per questo tipo di schiere il fattore complesso di schiera è un polinomio di grado n-1 a coefficienti reali e positivi di w e diventa:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{k=0}^{n-1} \Lambda_k \cdot w^k$$

$$w = \exp(j2u)$$

Al variare di ψ nel suo dominio $[0 \div \pi]$, la variabile w sul piano complesso descrive in senso orario un arco della circonferenza avente centro nell'origine e raggio unitario, i cui estremi sono dati da:

$$w_1 = \exp(j2u_1) \text{ con } \psi = \pi$$

$$w_2 = \exp(j2u_2) \text{ con } \psi = 0$$

Molto indicative sono le schiere di Dolph-Chebyshev, le quali sono un particolare tipo di schiere a sfasamento uniforme in cui il rapporto tra i lobi (finito) può essere scelto arbitrariamente come specifica di progetto, sicché presentano un fattore di schiera con lobi secondari con uguale ampiezza.[1]

Le proprietà discendono da quelle dei polinomi di Chebyshev, nota x come variabile complessa arbitraria dalle formule di addizione della trigonometria attraverso una somma membro a membro otteniamo:

$$\cos(m + 1) x = 2 \cos(x) \cos(mx) - \cos(m - 1) x$$

Supponendo m intero e maggiore o uguale a due:

$$\cos(x) = y$$

$$\cos(2x) = 2y^2 - 1$$

$$\cos(m + 1) x = 2y \cdot \cos(mx) - \cos(m - 1) x$$

Si deduce che per qualunque valore positivo e intero di m , $\cos(mx)$ può essere espresso come un polinomio di grado m della variabile $\cos(x)$, tale polinomio è detto polinomio di Chebyshev di prima specie di grado m , come segue:

$$\cos(mx) = T_m(\cos(x))$$

Se x , quindi, assume valori reali oppure puramente immaginari valgono le seguenti relazioni:

$$|y| = |\cos(x)| \leq 1$$

$$|T_m(y)| = |\cos(mx)| \leq 1$$

$$T_m(y) = \cos(m \cdot \arccos(y))$$

Pertanto se l'argomento di un polinomio di Chebyshev è reale e appartenente all'intervallo $[-1 \div 1]$, anche il valore del polinomio cade nello stesso intervallo indipendentemente dal suo grado m . In tale intervallo il polinomio ha un andamento equiripple ovvero a ondulazione costante, in quanto presenta una serie di oscillazioni della stessa ampiezza con gli estremi indicati nell'intervallo suddetto, come si può vedere in fig.9 in cui è rappresentato una parte di grafico dei primi polinomi di Chebyshev di prima specie con $m=5$.

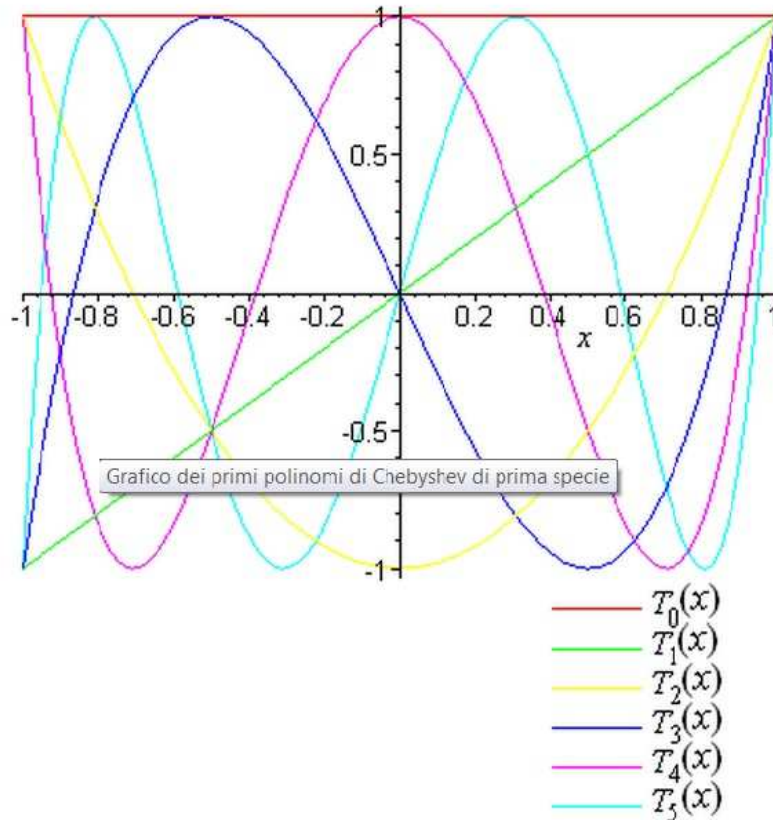


Figura 9: Polinomi di Chebyshev di prima specie con $m=5$

Se l'alimentazione della schiera è simmetrica rispetto al centro di simmetria fisica della schiera, il fattore di schiera è espresso dal modulo del polinomio di Chebyshev di grado $m=n-1$, e si riescono a determinare i coefficienti di alimentazione della schiera. In tal modo, dimensionando in maniera opportuna gli altri parametri fondamentali di antenna, si riesce ad ottenere nell'intervallo di interesse un unico lobo primario e un certo numero di lobi secondari con tutti uguale ampiezza prefissata in modo arbitrario. Per esempio, per $1 \leq i \leq N$:

n	Cond. di simmetria di alimentazione
2N	$\Lambda_{N-i} = \Lambda_{N+i} - 1$
2N+1	$\Lambda_{N-i} = \Lambda_{N+i} - 1$

Al fine di ottenere un fattore di schiera con andamento equiripple conviene scegliere opportunamente il polinomio di Chebyshev, se si considera:

$$|F(\theta, \phi)| = |B \cdot T_{n-1}(D \cdot \cos(u))|$$

Dove D è un numero reale maggiore di 1 e B un fattore di normalizzazione che serve per assicurare che venga mantenuta la proprietà, secondo cui i polinomi di Chebyshev di grado zero sono unitari ($\Lambda_0 = 1$).

Inoltre, la condizione di alimentazione simmetrica implica che $\Lambda_{n-1} = 1$ e se si dimensiona la schiera in modo che $u=0$ sia contenuto nella regione visibile dell'antenna, il massimo assoluto è calcolabile come segue.

$$|F(\theta_M, \phi_M)| = |B \cdot T_{n-1}(D \cdot)| > |B|$$

E il rapporto tra i lobi del fattore di schiera vale:

$$\zeta = \left| \frac{F(\theta_M, \phi_M)}{B} \right|$$

Assegnato ζ come variabile di progetto, si può calcolare il parametro D e i coefficienti di alimentazione.

$$D = \cosh\left(\frac{\operatorname{arccosh}(\zeta)}{n-1}\right)$$

Alcuni coefficienti e dinamiche di alimentazione per alcune schiere di Dolph-Chebyshev con $\zeta = 30dB$ si trovano in tabelle notevoli, ne si riporta un esempio in seguito di cui sono stati utilizzati i valori per $n=8$ per implementare l'array 2×8 usato.[1]

n	$D_A(dB)$	Λ_0	Λ_1	Λ_2	Λ_3	Λ_4	Λ_5
3	5.5	1	1.8774	1			
4	7.4	1	2.3309	2.3309	1		
5	9.9	1	2.4123	3.1397	2.4123	1	
6	10.6	1	2.3129	3.3828	3.3828	2.3129	1
7	11.6	1	2.1507	3.3071	3.7846	3.3071	2.1507
8	11.6	1	1.9783	3.0965	3.8136	3.8136	3.0965
9	11.9	1	1.8158	2.8462	3.6516	3.9565	3.6516
10	11.8	1	1.6695	2.59986	3.4095	3.8830	3.8830

Tali valori possono anche essere generati da MatLab con la funzione (già opportunamente normalizzata):

$$\text{cheb_array}=\text{chebwin}(n, \zeta) ./\text{min}(\text{chebwin}(n, \zeta))$$

In letteratura è tuttavia difficile trovare coefficienti di Chebyshev utili per schiere planari a due dimensioni, quindi con una manipolazione degli array monodimensionali si è ottenuta una matrice di coefficienti Γ , in questo caso di dimensione 12x12. Si è partiti con il compilare i bordi della matrice (prima riga e colonna, ultima riga e colonna), per poi completare i punti interni moltiplicando gli array di Chebyshev per il primo (uguale all'ultimo) elemento di riga.

1	1,4262 45	2,1659 46	2,8885 61	3,4657 73	3,7865 31	3,7865 31	3,4657 73	2,8885 61	2,1659 46	1,4262 45	1
1,4262 45	2,0341 76	3,0891 7	4,1197 97	4,9430 42	5,4005 22	5,4005 22	4,9430 42	4,1197 97	3,0891 7	2,0341 76	1,4262 45
2,1659 46	3,0891 7	4,6913 21	6,2564 67	7,5066 76	8,2014 2	8,2014 2	7,5066 76	6,2564 67	4,6913 21	3,0891 7	2,1659 46
2,8885 61	4,1197 97	6,2564 67	8,3437 85	10,011 1	10,937 63	10,937 63	10,011 1	8,3437 85	6,2564 67	4,1197 97	2,8885 61
3,4657 73	4,9430 42	7,5066 76	10,011 1	12,011 58	13,123 25	13,123 25	12,011 58	10,011 1	7,5066 76	4,9430 42	3,4657 73
3,7865 31	5,4005 22	8,2014 2	10,937 63	13,123 25	14,337 81	14,337 81	13,123 25	10,937 63	8,2014 2	5,4005 22	3,7865 31
3,7865 31	5,4005 22	8,2014 2	10,937 63	13,123 25	14,337 81	14,337 81	13,123 25	10,937 63	8,2014 2	5,4005 22	3,7865 31
3,4657 73	4,9430 42	7,5066 76	10,011 1	12,011 58	13,123 25	13,123 25	12,011 58	10,011 1	7,5066 76	4,9430 42	3,4657 73
2,8885 61	4,1197 97	6,2564 67	8,3437 85	10,011 1	10,937 63	10,937 63	10,011 1	8,3437 85	6,2564 67	4,1197 97	2,8885 61
2,1659 46	3,0891 7	4,6913 21	6,2564 67	7,5066 76	8,2014 2	8,2014 2	7,5066 76	6,2564 67	4,6913 21	3,0891 7	2,1659 46
1,4262 45	2,0341 76	3,0891 7	4,1197 97	4,9430 42	5,4005 22	5,4005 22	4,9430 42	4,1197 97	3,0891 7	2,0341 76	1,4262 45
1	1,4262 45	2,1659 46	2,8885 61	3,4657 73	3,7865 31	3,7865 31	3,4657 73	2,8885 61	2,1659 46	1,4262 45	1

A questo punto si possono determinare i valori dello sfasamento δ e del passo L ; anche in questo caso, esattamente come per le schiere uniformi trattate precedentemente, si può parlare di schiera broadside o end-fire. Per ottenere un comportamento di tipo broadside ($\psi_M = \pi/2$), si deve avere $\delta=0$. Altrimenti, per ottenere un fattore di schiera di tipo end-fire si deve avere $\psi_M = 0$ e quindi $\delta = 2 \pi L/\lambda$.

La schiera di Dolph-Chebyshev offre lo stesso tipo di comportamento tra direttività trasversale e assiale delle schiere uniformi.

Terminando si noti il trade-off presente tra apertura del lobo principale e rapporto tra i lobi, quanto più si allarga il lobo principale del fattore di schiera tanto più cresce il rapporto tra i lobi ζ .

L'array fasato, appena descritto, può essere utilizzato quando è necessario stabilire una settorizzazione della copertura radio, in quanto è necessario generare un'opportuna sagomatura del diagramma di radiazione.

2.2 Tecniche di switched beamforming

Ci sono tre aree maggiormente interessanti per l'elaborazione del segnale, che permettono di:

1. Rilevare la presenza di un segnale interferente e determinare i numeri di segnale.
2. Cercare gli angoli DOA dei segnali interferenti.
3. Migliorare il segnale d'interesse che arriva da direzioni note/ignote e sopprimere i segnali interferenti (qualora presenti) allo stesso tempo.

Il terzo punto è il beamforming, di cui a seconda della larghezza di banda dei segnali interferenti ne esiste sia il caso a banda stretta che quello a banda larga.

Nel beamforming, si stima che il segnale d'interesse arrivi da una specifica direzione in presenza di rumore e segnali interferenti. I sensori che compongono l'array sono posti in posizioni diverse nello spazio e campionano le onde che si propagano. I campioni raccolti nello spazio sono, poi, elaborati per attenuare/ azzerare i segnali interferenti ed estrarre il segnale desiderato. Come risultato, una soluzione specifica dell' array nello spazio viene realizzata attraverso il puntamento del fascio (detto "beam") nella direzione del segnale desiderato e degli zeri nella direzione dei segnali interferenti. [2]

Un semplice esempio di beamforming è strutturato su un array lineare, in cui M sensori campionano nello spazio il campo dell'onda e l'output $y(t)$ nel tempo t è dato da una combinazione lineare istantanea dei campioni spaziali $x_m(t)$, $m=0,1,\dots,M-1$, come segue:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(t) \omega_m^*$$

Dove il simbolo $*$ denota il complesso coniugato.

Il beamformer associato a questa struttura è utile solo nel caso di segnali sinusoidali o a banda stretta, con quest'ultimo termine si intende che la larghezza di banda del segnale interferente deve essere abbastanza stretta da essere sicuri che il segnale ricevuto dalla parte opposta dell'array sia ancora correlato con gli altri, e quindi viene detto a banda stretta.

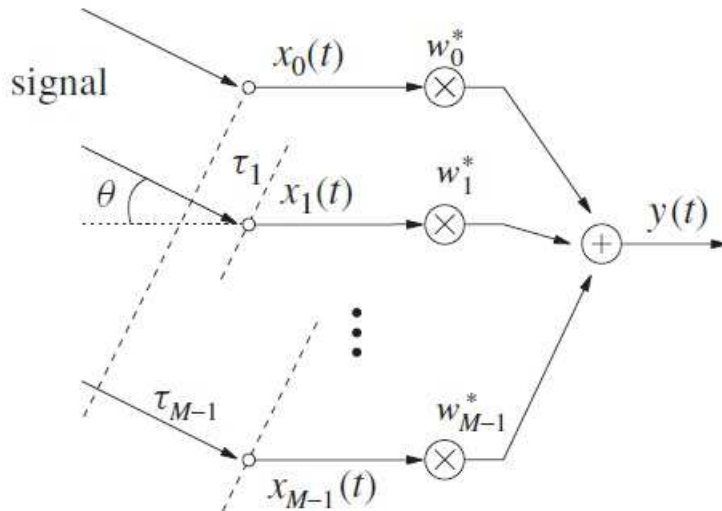


Figura 10: Risposta di un array lineare broadside rispetto a un'onda complessa piana interferente

Adesso analizziamo la risposta dell'array a un'onda complessa piana interferente $e^{j\omega t}$ con una frequenza angolare di ω e un angolo della direzione di arrivo (DOA) θ , dove $\theta \in [-\pi/2 \ \pi/2]$ ed è misurata rispetto l'array lineare broadside come mostrato in fig.10 per semplicità, si assume che la fase del segnale è zero nel primo sensore. Poi che il segnale ricevuto dal primo sensore è $x_0(t) = e^{j\omega t}$ e dal m-esimo sensore è $x_m(t) = e^{j\omega(t-\tau_m)}$, $m=1,2,\dots,M-1$, dove τ_m è il ritardo di propagazione del segnale dal sensore 0 al sensore m ed è la funzione di θ . L'output del beamformer è:

$$y(t) = e^{j\omega t} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\omega\tau_m} w_m^*$$

La risposta di questo beamformer è data da:

$$P(\omega, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\omega\tau_m} w_m^* = \bar{w}^H \bar{d}(\omega, \theta)$$

Dove il peso del vettore \bar{w} contiene gli M coefficienti complessi coniugati dei sensori, dati da:

$$\bar{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{M-1}]^T$$

E il vettore $\bar{d}(\omega, \theta)$ è:

$$\bar{d}(\omega, \theta) = [1 \ e^{-j\omega\tau_1} \ \dots \ e^{-j\omega\tau_{M-1}}]^T$$

Il vettore $\bar{d}(\omega, \theta)$ è quello di risposta dell'array, che è anche noto come il vettore di steering o di direzione. Gli operatori $\{\cdot\}^T$ e $\{\cdot\}^H$ rappresentano le operazioni di trasposta e trasposta Hermitiana rispettivamente.

Analogamente alla conversione digitale, si campiona il segnale a tempo continuo e si converte in una sequenza a tempo discreto. Nel processo di campionamento temporale, possiamo scontrarci con l'aliasing, fenomeno secondo cui i segnali con diverse frequenze hanno la stessa serie di campioni discreti, che accade quando il segnale viene campionato a velocità più bassa di quella di campionamento di Nyquist, cioè a due volte la più alta frequenza del segnale stesso.

Con l'aliasing temporale, non si è più in grado di ricostruire dai campioni il segnale originario a tempo continuo. Nell'elaborazione di un array, i sensori campionano il segnale interferente nello spazio e se i segnali sono messi in posizioni diverse, non vengono campionate dai sensori dell'array in modo abbastanza fitto, questo è dovuto al fatto che la spaziatura tra gli elementi dell'array è troppo grande, quindi le sorgenti nelle diverse posizioni hanno lo stesso vettore di steering e non si può determinare univocamente la loro posizione sulla base dei segnali ricevuti dall'array. Similmente al caso del campionamento temporale, si ha il problema dell'aliasing spaziale, dovuto all'ambiguità della direzione di arrivo dei segnali sorgenti.

Per i segnali con stessa frequenza angolare ω e la corrispondente lunghezza d'onda λ , ma con diversi angoli DOA θ_1 e θ_2 soddisfacendo la condizione $(\theta_1, \theta_2) \in [-\pi/2, \pi/2]$, l'aliasing implica che $\bar{d}(\theta_1, \omega) = \bar{d}(\theta_2, \omega)$. Per evitare l'aliasing, infine, bisogna soddisfare la condizione $|2\pi(\sin\theta)d/\lambda| < \pi$. Pertanto, sapendo che $|\sin\theta| < 1$, si ottiene che la distanza dell'array deve essere minore di $\lambda/2$ e che $\omega\tau_m = m\pi \sin\theta$. La risposta di un beamformer a banda stretta uniformemente spaziato è:

$$P(\omega, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-jm\pi \sin\theta} w_m^*$$

Quando la larghezza di banda del segnale aumenta, le prestazioni peggiorano significativamente, è il caso del beamforming a banda larga. [2]

Supponiamo di avere in totale M segnali influenti $s_m(t)$, dalla direzione θ_m , $m=0, 1, \dots, M-1$. Il primo segnale $s_0(t)$ è il segnale di interesse e gli altri sono interferenti. Il vettore di steering \bar{d}_m per questi segnali è:

$$\bar{d}_m(\omega, \theta) = [1 \ e^{-j\omega\tau_1(\theta_m)} \ \dots \ e^{-j\omega\tau_{M-1}(\theta_m)}]^T$$

Idealmente, per il beamforming, si tende a formare una risposta fissa al segnale d'interesse e nessuna in corrispondenza dei segnali interferenti. Per semplicità, si trascurano gli effetti del rumore. Questo requisito può essere espresso attraverso le seguenti matrici:

$$\begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega\tau_1(\theta_0)} & \dots & e^{-j\omega\tau_{M-1}(\theta_0)} \\ 1 & e^{-j\omega\tau_1(\theta_1)} & \dots & e^{-j\omega\tau_{M-1}(\theta_1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\omega\tau_1(\theta_{M-1})} & \dots & e^{-j\omega\tau_{M-1}(\theta_{M-1})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_0^* \\ \omega_1^* \\ \vdots \\ \omega_{M-1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{constant} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

Ovviamente, finché la matrice sulla sinistra ha rango completo, si può sempre trovare un set di pesi per l'array per cancellare gli M-1 segnali interferenti e il valore esatto dei pesi per la cancellazione completa dei segnali interferenti dipende dalla frequenza del segnale (certamente anche dalla direzione di arrivo).

Il valore dei pesi è, quindi, diverso per le diverse frequenze e si può scrivere il vettore dei pesi nella seguente forma:

$$\bar{w}(\omega) = [w_0(\omega) \ w_1(\omega) \ \dots, \ M - 1(\omega)]^T$$

Questo è perché la struttura del beamforming a banda stretta con un singolo coefficiente per ogni segnale ricevuto dal sensore non si applica effettivamente in un ambiente a banda larga.

I pesi dipendenti dalla frequenza si possono realizzare semplicemente attraverso una serie di pesi con linee di ritardo o filtri FIR/ IIR in forma discreta o anche attraverso dei sensori con linee di ritardo, molto recenti.[1]

Il beamformer rispetta la seguente architettura che campiona sia nello spazio che nel tempo il campo di propagazione delle onde. L'output di un beamformer a banda larga è:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{J-1} x_m(t - iT_s) \times w_{m,i}^* = e^{j\omega t} \times P(\theta, \omega)$$

Dove J-1 è il numero di elementi di ritardo associati agli M canali dei sensori come è in fig. 11, T_s è il ritardo tra pesi adiacenti delle linee di ritardo nonché il periodo di campionamento temporale e secondo Nyquist deve essere $T_s \leq T_{min}/2$, e $P(\theta, \omega)$ è la risposta del beamformer dipendente dalla frequenza e dall'angolo. [2]

$$P(\theta, \omega) = w^H d(\theta, \omega)$$

In cui $d(\theta, \omega)$ è il vettore di steering per il nuovo beamformer a banda larga e gli elementi corrispondono agli esponenziali complessi $e^{j\omega(\tau_m + iT_s)}$:

$$d(\theta, \omega) = [e^{-j\omega\tau_0} \dots e^{-j\omega\tau_{M-1}} e^{-j\omega(\tau_0+T_s)} \dots e^{-j\omega(\tau_{M-1}+T_s)} \dots e^{-j\omega(\tau_0+(J-1)T_s)} \dots e^{-j\omega(\tau_{M-1}+(J-1)T_s)}]^T$$

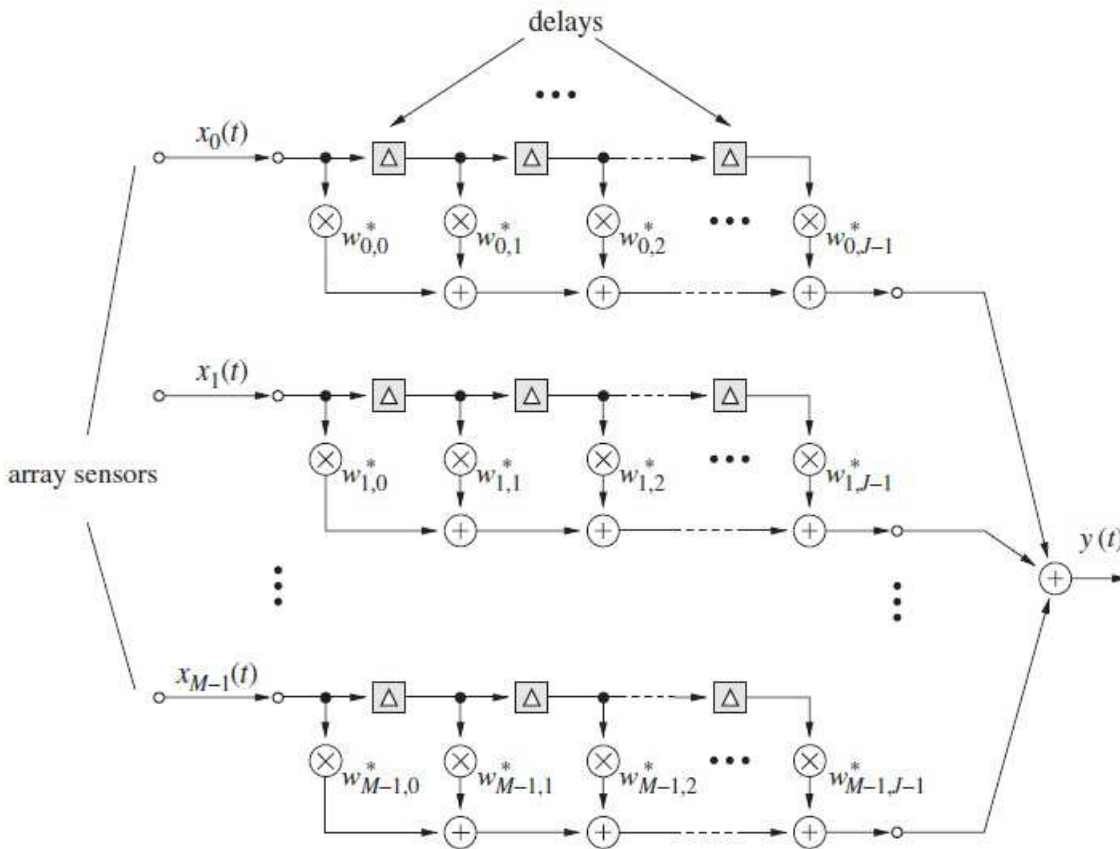


Figura 11: Schema di un beamformer

Per un array lineare con la stessa distanza d tra gli elementi, si ha $\tau_m = m \tau_1$ e $\omega\tau_m = m(2\pi d \sin\theta)/\lambda$ per $m=0,1, \dots, M-1$. Per evitare l'aliasing bisogna che $d < \lambda_{min}/2$ dove λ_{min} è la lunghezza d'onda del segnale con la frequenza più alta ω_{max} .

Normalizzando la frequenza $\Omega = \omega T_s$ e ponendo $\mu = d/(cT_s)$, si ottiene $P(\theta, \omega) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-jm\mu\Omega \sin\theta} \times W_m(e^{j\Omega})$ dove il termine $W_m(e^{j\Omega})$ rappresenta la trasformata di Fourier dei coefficienti delle linee di ritardo dell' m -esimo sensore.

Nello switched beamforming, da noi implementato, il flusso informativo è ancora per singolo utente, ma viene trasmesso non singolarmente alle singole antenne ma all'array complessivo. Con un set di pesi nei rami di alimentazione delle antenne, si viene a creare un lobo principale più direttivo in beamforming per dividere in diversi settori la cella, in modo che l'utente possa ricevere meglio il segnale, grazie al "tilt elettrico" dell'antenna e grazie al maggior guadagno della schiera.

Per quanto riguarda il throughput density, questa tecnica è relativamente limitante nel senso che consente (per ogni canale) di servire un solo utente per cella. D'altra parte ciò consente di ottenere

una comunicazione più robusta in termini di rapporto SINR perché non si verifica interferenza intracella, cioè tra settori della stessa cella, perché solo uno dei settori è attivo.

Tuttavia l'incremento del SINR non è sempre verificato, perché può variare il livello di interferenza intercella, (e non solo il livello di potenza del segnale utile) a seconda di quali settori le altre celle stiano servendo in quel determinato momento, e quindi della direzione dei lobi secondari.

Nella figura 12 vediamo ad esempio diversi scenari:

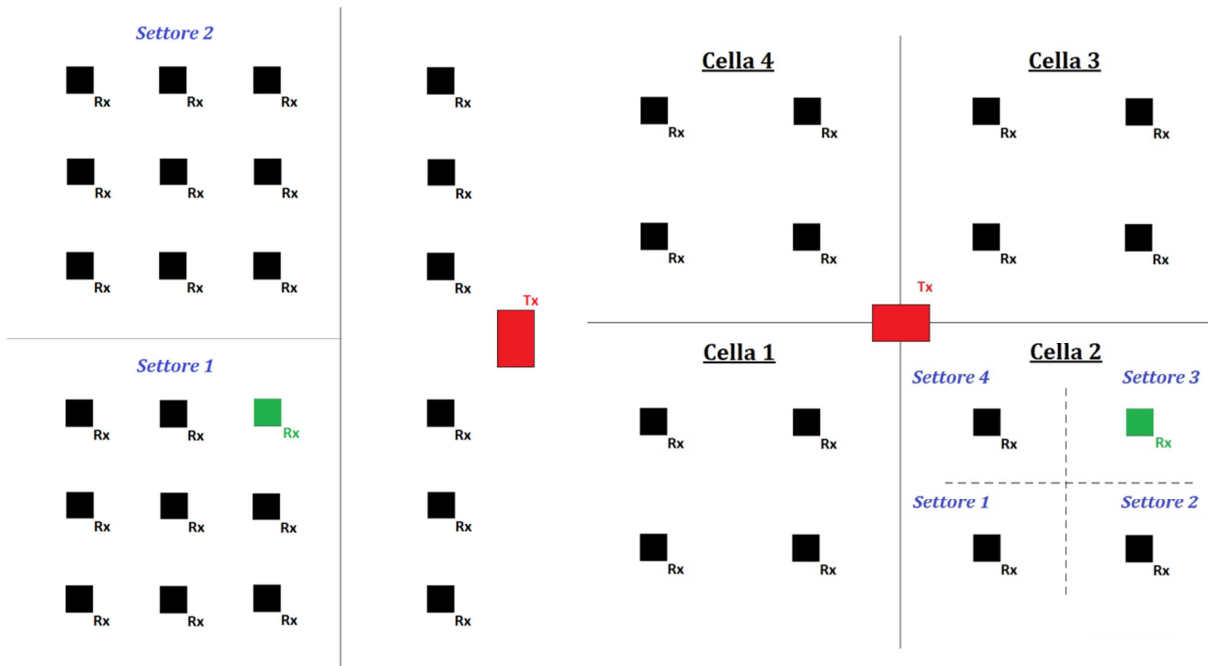


Figura 12: Esempi di trasmettitore e ricevitori in SB.

2.3 Tecniche di spatial multiplexing

La moltiplicazione a divisione di spazio è una tecnica di condivisione secondo la quale ogni dispositivo abbia un canale separato di comunicazione e uno spazio di guardia tra gli altri mittenti.

Nei sistemi radiomobili tradizionali, la stazione base ha informazioni sulle posizioni delle stazioni mobili all'interno della cella in modo da fornire una copertura radio adatta. Quando non ci sono unità mobili da raggiungere, la stazione base li serve comunque; ciò si traduce in uno spreco della potenza sulle trasmissioni, e in aumento dell'interferenza tra celle adiacenti che usano la stessa frequenza di lavoro della cella presa in considerazione (celle co-canale). Analogamente, in ricezione l'antenna capta i segnali provenienti da tutte le direzioni, compreso il rumore e i segnali di interferenza. Usando le smart antennas e diverse posizioni spaziali delle unità mobili nella cella, le tecniche di SDMA offrono miglioramenti delle prestazioni. Il diagramma di radiazione della stazione base è adattato per ogni utente in modo da ottenere il guadagno maggiore nella direzione dell'utente scelto. Ciò accade mediante delle tecniche che consentono a tutti i flussi informativi, in questo caso quattro, di poter essere "sommati" e trasmessi insieme, cioè con la stessa schiera di antenne ma con quattro beamforming differenti creati utilizzando diversi set di pesi nelle fasi di alimentazione.

Nel nostro caso, quindi, sarà possibile ricevere i diversi settori (e quindi i diversi utenti) contemporaneamente; queste tecniche di space division multiplexing consentono ai diversi flussi informativi di poter essere sommati e trasmessi insieme con lo stesso array di antenna ma con i beamforming diversi usando differenti set di pesi nelle fasi di alimentazione. Se prima, ad esempio, avevamo un solo utile per cella, con questa tecnica riusciamo ad averne uno per settore; aumentando così la throughput density rispetto allo switched beamforming precedentemente descritto.

In questo modo abbiamo un problema riguardo l'interferenza, infatti oltre all'interferenza inter-cella (che si crea tra celle diverse), bisogna anche gestire l'interferenza intra-cella (quella tra i settori di una stessa cella). Prima non avevamo questa problematica giacché nel caso di switched beamforming c'è solo un utente attivo alla volta, adesso invece bisogna tener conto della presenza inevitabile dei lobi secondari dei diagrammi d'antenna generati dall'array e diretti verso altri settori. Tuttavia, è stata utilizzata la tecnica di Dolph-Chebyshev per abbassare quanto possibile i lobi secondari degli array usati e, in tal modo, controllare la potenza interferente che ne deriva. In fig.13 si può vedere uno schema della tecnica SDMA di cui si è appena parlato.

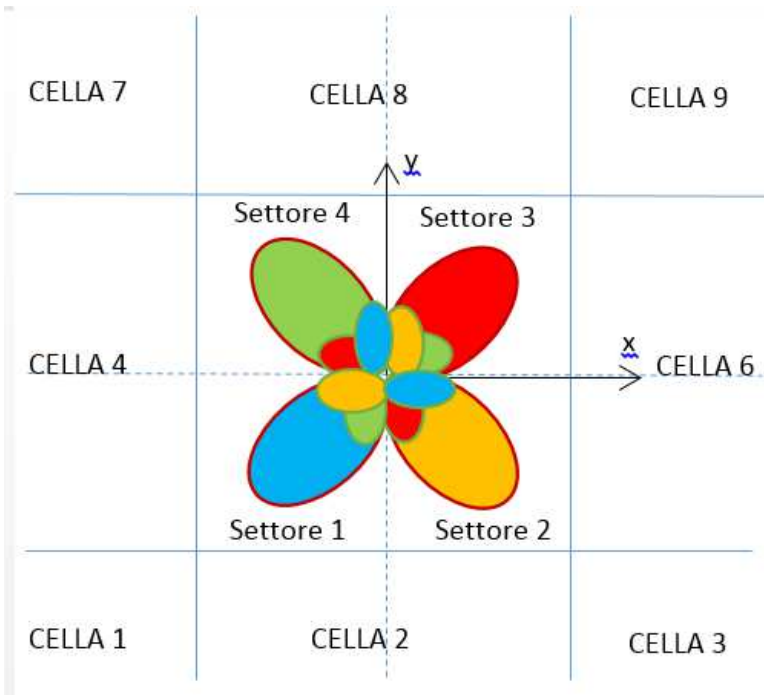


Figura 13: Schema di principio della tecnica SDMA.

Si riportano in seguito degli esempi di scenario conformi con quelli fatti nel paragrafo 2.2, questa volta con un utente attivo per settore e non per cella come era prima:

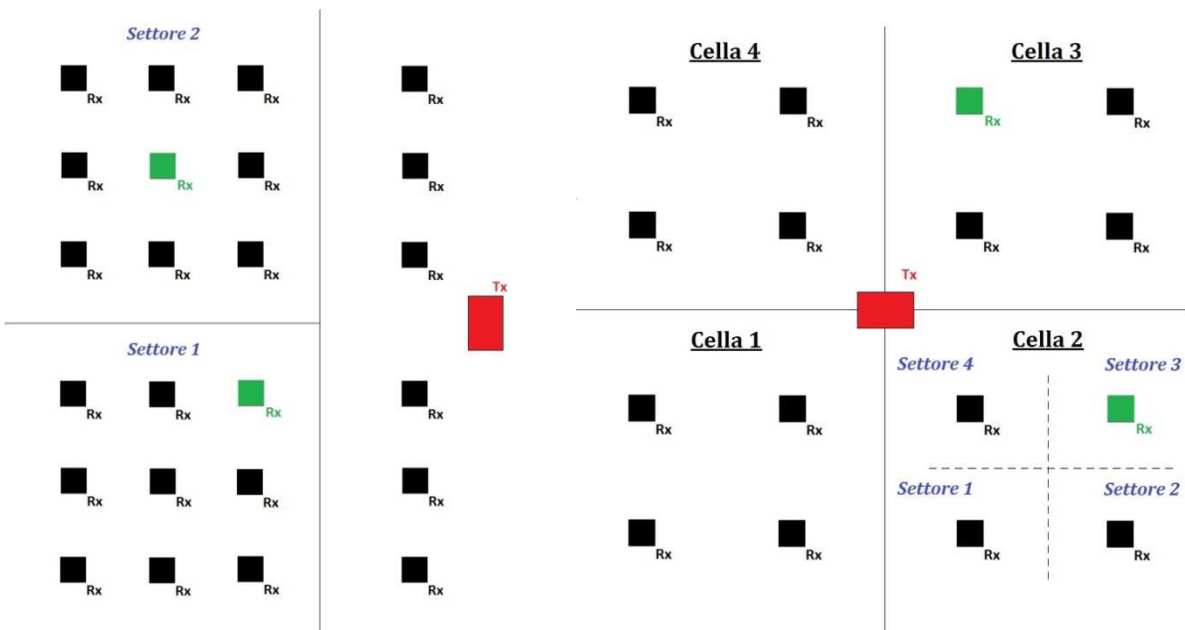


Figura 14: Esempio di trasmettitore e ricevitori in SDMA.

2.4 Tecniche di beam steering

Il beamsteering è la tecnica che prevede il direzionamento del lobo principale di un pattern di radiazione, ottenuto modificando gli elementi di antenna o le relative fasi. Come il beamforming può essere a banda larga o stretta. [2]

Per un beamformer a banda stretta, si può orientare il lobo principale verso una direzione desiderata aggiungendo i ritardi appropriati o sfasature di fase.

Le tecniche, di cui si è parlato prima, sono entrambe delle procedure di beamforming “discrete”, nel senso che il set di pesi per il beamforming è fisso e pari al numero di settori contenuti in una cella. Di conseguenza, il segnale utile ricevuto dall’utente può variare sensibilmente secondo la posizione in cui si trova all’interno del settore, data la staticità della copertura radio.

Con la tecnica di beamsteering classica invece il trasmettitore conosce a priori la posizione dell’utente ricevente ed indirizza il lobo principale del diagramma di radiazione nella sua direzione, tramite la generazione di opportuni pesi della schiera, che questa volta non sono più in numero finito (a meno di qualche approssimazione nei valori). In tal caso, è ovvio un aumento considerevole della potenza utile ricevuta rispetto ad un beamforming “statico”, anche se persistono ancora limitazioni negli angoli theta - phi di tilt elettrico che la schiera utilizzata è in grado di supportare.[2]

La relazione tra la risposta orientata e quella di partenza è semplice per un array lineare spaziato di $\lambda/2$: il precedente è una versione spostata circolarmente della successiva, cioè il lobo che è spostato da un lato è semplicemente spostato indietro dall’altra parte. Tuttavia, in generale esiste una relazione molto complicata tra l’originale risposta del beam e quella orientata che viene implementata con filtri FIR/ IIR con ritardo frazionato o attraverso dispositivi analoghi e un metodo d’interpolazione digitale. Come nel caso del beamformer a banda stretta, la risposta è data dalla formula che segue:

$$P(\Omega, \sin\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{J-1} w_{m,i}^* \times e^{-jm\mu\Omega \sin\theta} \times e^{-ji\Omega}$$

Supponendo che il set di coefficienti $w_{m,i}^*$ nell’intervallo interessato formi un lobo principale broadside ($\theta=0$). Per orientare il fascio in direzione θ_0 , si deve aggiungere ritardo nello stesso modo del caso a banda stretta. Inoltre, per evitare l’aliasing bisogna ricordare di assumere $d < \lambda_{min}/2$ e $T_s = \pi/\omega_{max}$.

Siccome $\theta_0 < 0$, per $-1 < \sin\theta \leq (1 + \sin\theta_0)$, si ha che:

$$-1 < -1 - \sin\theta_0 < \sin\theta - \sin\theta_0 \leq 1$$

La risposta orientata in θ , in questo caso, è la stessa che si ha nel caso originale del lobo principale di una broadside, cioè:

$$\hat{\theta} = \arcsin(\sin\theta - \sin\theta_0)$$

Consideriamo ulteriormente due casi rilevanti per la periodicità della funzione $e^{-jm\Omega}$, quali:

1. Per $\Omega < 2\pi/(1 + \sin\theta - \sin\theta_0)$, non c'è corrispondenza tra due beam.
2. Per $\Omega \geq 2\pi/(1 + \sin\theta - \sin\theta_0)$, la risposta orientata sarà uguale a quella originale a frequenza Ω e angolo DOA $\tilde{\theta}$.

A volte si usa la struttura del beamforming a banda stretta per segnali a banda larga, è questo il caso dell'array a banda larga con struttura a banda stretta. In questo caso la risposta a valor medio unitario è come segue:

$$P(\sin\theta - \sin\theta_0) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* e^{-jm\Omega(\sin\theta - \sin\theta_0)}$$

Consideriamo, di nuovo, due casi incisivi:

1. Per $\Omega < \pi/(\sin\theta - \sin\theta_0)$, abbiamo che, anche in questo caso come nel precedente, la risposta orientata è la stessa del caso originale di broadside a frequenza Ω e angolo DOA:

$$\bar{\theta} = \arcsin(\Omega(\sin\theta - \sin\theta_0)/\pi)$$

2. Per $\Omega \geq \pi/(\sin\theta - \sin\theta_0)$, si ha che la risposta del fascio orientato sarà uguale a quella originale a frequenza Ω e angolo DOA:

$$\check{\theta} = \arcsin(\Omega(\sin\theta - \sin\theta_0) - 2\pi/\pi)$$

Un modo più sintetico per capire la relazione tra la risposta orientata del fascio e quella originale è il seguente.[2]

Siccome $\theta_0 < 0$, abbiamo $|\sin\theta - \sin\theta_0| \leq (1 - \sin\theta_0)$ e $1 - \sin\theta_0 = \hat{\mu} > 1$, e dato che $|(\sin\theta - \sin\theta_0)/\hat{\mu}| \leq 1$ si può assumere che:

$$\sin\check{\theta} = \frac{\sin\theta - \sin\theta_0}{\hat{\mu}}$$

$$P(\Omega, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{J-1} w_{m,i}^* e^{-jm\hat{\mu}\Omega \sin\theta} \times e^{-ji\Omega}$$

Quando $d_x = \lambda_{min}/2$, si ha $\mu=1$; quando $\mu = \hat{\mu}$, si ha $d_x = \hat{\mu} \lambda_{min}/2$ ovvero lo spazio tra gli elementi è cresciuto a $\hat{\mu} > 1$. Concludendo, la risposta del beam orientato a $\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ è la stessa risposta del caso originale broadside a $\theta \in [\arcsin(\frac{-1-\sin\theta_0}{\hat{\mu}}), \frac{\pi}{2}]$ con lo spazio tra gli elementi che è cresciuto fino a $\hat{\mu}$ e soggetto a un mapping non lineare tra θ e θ .

Il beamsteering può essere previsto sia in modalità a singolo utente (come una sorta di Switched Beamforming “dinamico”) sia in modalità SDMA.

Il beamsteering, da me scelto, è stato implementato dapprima mediante la radiale. La posizione reciproca di trasmettitore e ricevitore vengono estratte dallo scenario di simulazione tramite ray tracing per semplicità. A questo punto viene calcolato il diagramma di antenna specifico per ogni ricevitore, ognuno con il corretto tilt d’antenna. In un secondo momento, una volta eseguita una simulazione ray tracing ad antenne isotrope, con uno scenario completo e aggiungendo le interazioni con gli ostacoli, si effettua la rielaborazione dei raggi con i diversi file di antenna precedentemente calcolati (una rielaborazione per ogni ricevitore).

Una seconda tecnica di beamsteering, della quale si vuole stabilire l’efficacia, è quella che si basa sulla scelta di direzioni differenti rispetto alla direzione di collegamento diretto tx-rx. Si procede sempre eseguendo una simulazione ray tracing, con lo scenario completo come svolto nel precedente caso, usando antenne isotrope. Analizzando il file dei raggi generato, è possibile ricavarne determinate informazioni, quali ad esempio il ritardo (Delay), la traiettoria (trajectory) e l’angolo di partenza dal trasmettitore (angle of arrival, AoA). Un’altra informazione importante in questo passo è la potenza associata al raggio. Si individuano infatti i quindici raggi a potenza ricevuta maggiore, e conoscendone gli angoli di partenza si effettuano le rielaborazioni dei raggi, applicando ogni volta un diagramma di antenna direzionato verso un raggio differente. L’operazione viene ripetuta quindici volte e al termine si confrontano, per ogni ricevitore, i risultati ottenuti e si sceglie come tilt d’antenna quello che produce il miglior rapporto segnale/rumore.

Si è pensato, in fine, di accorpare i due metodi (secondo la radiale e secondo gli AoD) per ottenere il rapporto segnale rumore maggiore in ogni caso e quindi un’antenna molto più smart rispetto a quelle viste in precedenza che effettuavano un beamforming molto più statico.

2.5 Tecniche di propagazione a 60 Ghz

La mancanza di banda destinata alle portanti wireless ha motivato l'esplorazione dello spettro di frequenze sottoutilizzato delle onde millimetriche, per la futura comunicazione di reti cellulari a banda larga. Il rapido aumento della crescita dei dati nelle reti cellulari e l'uso di smartphones hanno creato cambiamenti inauditi per i provider wireless, che adesso cercano di ottenere alta qualità, bassa latenza per video e applicazioni multimediali per i dispositivi wireless, ma sono limitati nello spettro della frequenza portante, compreso tra i 700 MHz e i 2.6 GHz. Inoltre, bisogna valutare che c'è bisogno della gestione simultanea di diverse tecnologie nello stesso spettro di banda poiché bisogna assistere sia chi ha uno smartphones di ultima generazione sia clienti con cellulari più vecchi e inefficienti.

Tutto ciò ha portato alla creazione di un singolo standard, che riesce a supportare sia applicazioni avanzate quali display e docking wireless, sia utilizzi più consolidati come l'accesso alla rete. La Wireless Gigabit (WiGig) Alliance è stata costituita per soddisfare questa esigenza, stabilendo una specifica unica per le comunicazioni senza fili a velocità del multi-gigabit; questa specifica è progettata per pilotare un ecosistema globale di prodotti interoperabili. [7]

Attualmente, lo spettro assegnato per gli operatori viene diviso in bande di frequenza disgiunte, ciascuna delle quali possiede diverse reti radio con differenti caratteristiche di propagazione e perdite di penetrazione dei palazzi. Questo indica che la stazione base deve servire molte bande diverse con differenti siti cellulari, dove ogni sito ha stazioni base multiple: una per ogni frequenza o tecnologia usata dalla terza e quarta generazione, 3G e 4G; e dalla Long Term Evolution – Advanced (LTE – A).

Le caratteristiche WiGig includono specifiche chiave in grado di ottimizzare le prestazioni, ridurre al minimo la complessità e il costo di produzione, garantire la compatibilità con l'esistente Wi-Fi e di fornire sicurezza avanzata. Operando nella banda di frequenza di 60 GHz senza licenza, che ha molto più spettro disponibile rispetto alle bande di 2.4 GHz e 5 GHz usate dai prodotti esistenti Wi-Fi, si ottengono canali più ampi che supportano una velocità di trasmissione molto più alta, dell'ordine del multi-gigabit.

Le caratteristiche principali comprendono:

- supporto per velocità di trasmissione dei dati fino a 7 Gbps; tutti i dispositivi basati su WiGig saranno capaci di una velocità di trasferimento dei dati dell'ordine dei gigabit;

- Progettato da zero per supportare basso consumo per i dispositivi portatili come i telefoni cellulari, nonché dispositivi ad alte prestazioni come i computer; comprende la gestione avanzata dell'alimentazione;
- Basato sullo standard IEEE 802.11, fornisce un supporto per il nativo Wi-Fi e consente ai dispositivi di passare in modo trasparente tra le reti operanti in qualsiasi frequenza compresa tra i 2.4 GHz, 5 GHz e 60 GHz;
- Supporto per il beamforming, massimizzando la forza del segnale e consentendo una robusta comunicazione a distanze superiori ai 10 metri;
- Sicurezza avanzata con il Galois / Counter Mode dell'algoritmo di crittografia AES;
- Supporto per wireless ad alte implementazioni di HDMI, DisplayPort, USB e PCIe.

In particolare, l'uso della banda a 60 GHz consente una comunicazione estremamente veloce, presentando anche la sfida delle perdite di propagazione che rispetto a 2.4 GHz e 5 GHz sono molto più alte. Il WiGig affronta questa sfida sfruttando il beamforming adattativo, una tecnica che permette comunicazioni robuste a multi-gigabit e a distanze superiori a 10 metri. Il beamforming impiega antenne direzionali in modo da ridurre le interferenze e focalizzare il segnale tra due dispositivi in un "raggio" concentrato. In tal modo la trasmissione dei dati risulta più veloce su lunghe distanze. Durante il processo che porta alla formazione del fascio di propagazione, i due dispositivi stabiliscono una comunicazione e quindi perfezionano le loro impostazioni dell'antenna per migliorare la qualità della comunicazione fino a quando non c'è sufficiente capacità per la trasmissione dei dati desiderata. Un altro vantaggio fondamentale è che se un ostacolo blocca la linea di vista tra due dispositivi (ad esempio se una persona cammina tra di loro), questi ultimi possono rapidamente stabilire un nuovo percorso di comunicazione usando, per esempio, i fasci riflessi dalle pareti come mostrato in [figura 16](#). [7]

Si sono effettuate le simulazioni con particolari parametri elettromagnetici per ciascun materiale, per maggiori dettagli si rimanda a [5] e [8].



Figura 16: Esempio di propagazione delle onde in uno scenario reale indoor

Inoltre, le onde millimetriche sono compatibili con la tecnologia a basso costo CMOS attualmente in uso e le frequenze a tali onde, sono legate a una lunghezza d'onda molto più bassa, e valorizzano la polarizzazione e le nuove tecniche di elaborazione spaziale, come “massive MIMO” e “beamforming adattativo” di cui si è appena detto.

Bisogna, infine, considerare anche che a onde millimetriche un segnale non sia in grado di attraversare molti materiali solidi, a differenza di un segnale a bassa frequenza; questo accade per via dei parametri elettromagnetici che al variare della frequenza di lavoro si modificano, in particolare all'aumentare della frequenza possiamo vedere che la permittività assoluta diminuisce ma aumenta la conducibilità elettrica. Nella propagazione indoor poi bisogna considerare che ad alte frequenze anche la diffrazione (fenomeno importantissimo in questo caso) ha meno incidenza. Per quanto riguarda le antenne, a frequenza elevata, diminuisce la lunghezza d'onda pertanto è possibile collocare un gran numero di elementi di antenna costituenti l'array (si parla di sistemi MIMO o massive MIMO) in uno spazio ristretto permettendo un beamforming ad alto guadagno.

Capitolo 3: Risultati simulativi

3.1 Gli ambienti di riferimento

Nel nostro caso le prime simulazioni hanno lo scenario di riferimento “high-rise building” con pianta quadrata di 60 metri per 60 metri, con eventuale aggiunta di muri interni; sono state studiate due tipologie di ambiente su questa pianta, ovvero: 4 celle (divise e non da due muri interni) e 9 celle (divise e non da quattro muri interni), di cui si riporta in figura 18. Inoltre sono stati considerati sia tre piani tutti uguali (alti 3 metri ciascuno), dove gli utenti (situati solo al piano intermedio) ricevono interferenza da tutte le celle che non sono quella di appartenenza (cluster unitario), sia un unico piano. In seguito, per agevolare gli array di antenne scelte, si è ridotta la pianta di partenza di un quarto considerando quindi un quadrato di 15 metri per 15 metri.

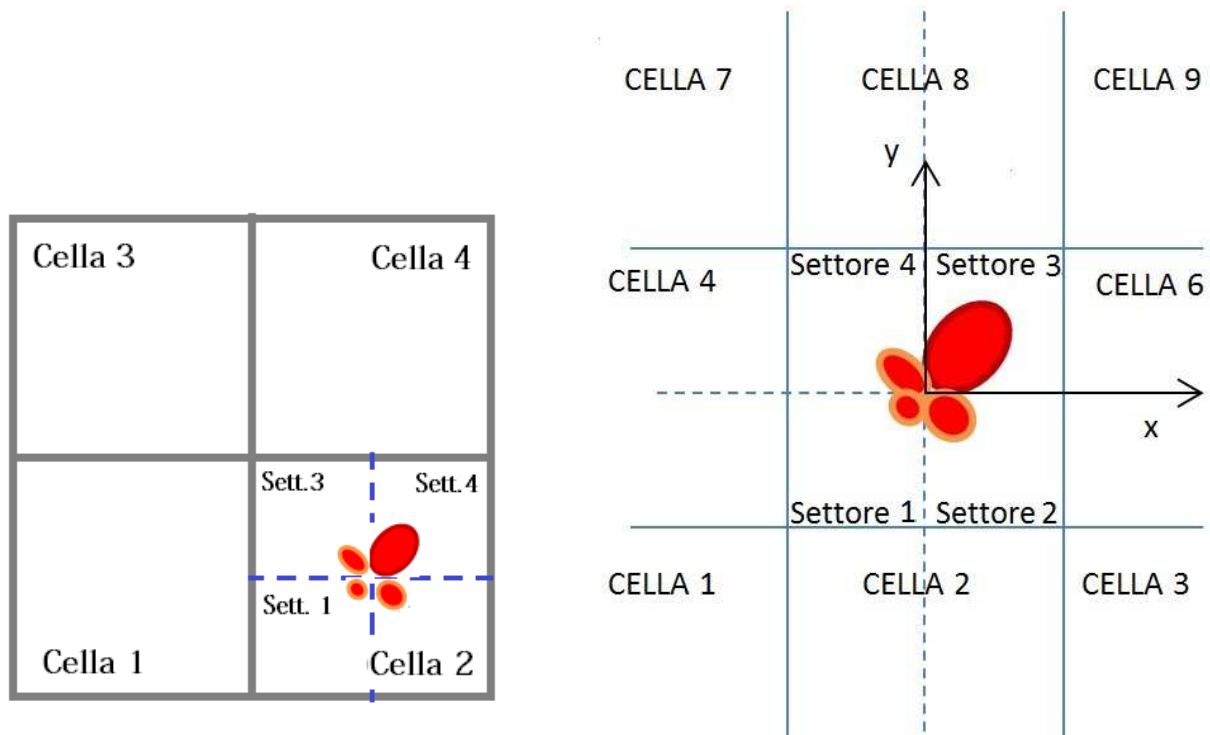


Figura 17: Scenari a pianta quadrata a 4 e 9 celle divise da muri

In seguito si è scelto di lavorare in uno scenario più conforme alla realtà, composto, quindi, da due uffici adiacenti di pianta quadrata, di dimensione 5x5 metri, affiancati da un corridoio. La cella è unica e suddivide l'area in due settori uguali. La fig. 18 rappresenta un esempio di scenario rappresentato in simulazione, infatti sono visibili anche i raggi di propagazione (con antenna isotropa per semplicità).

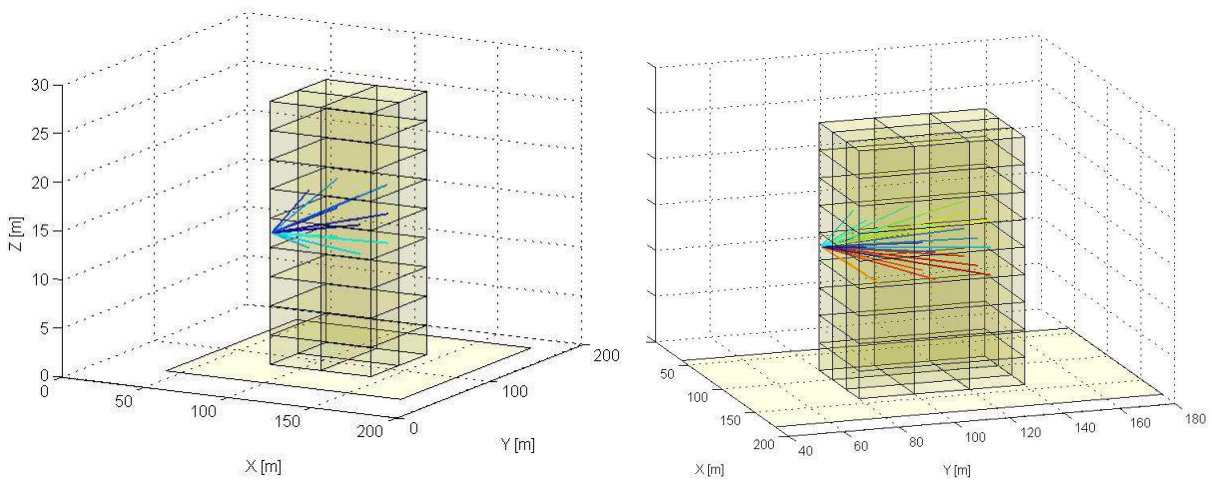


Figura 18: Esempio di 4 celle e 9 celle con muri interni e diversi piani in 3D

In quest'ultima tipologia di scenario si è scelto di avere anche degli ostacoli interni (armadi in metallo e tavolo in legno) che possono ostruire il cammino diretto tra trasmettitore e ricevitore, come spesso accade in scenari indoor.

Nella figura 19 si possono vedere per ogni ufficio tre armadi (in metallo) e un tavolo al centro della stanza (in legno).

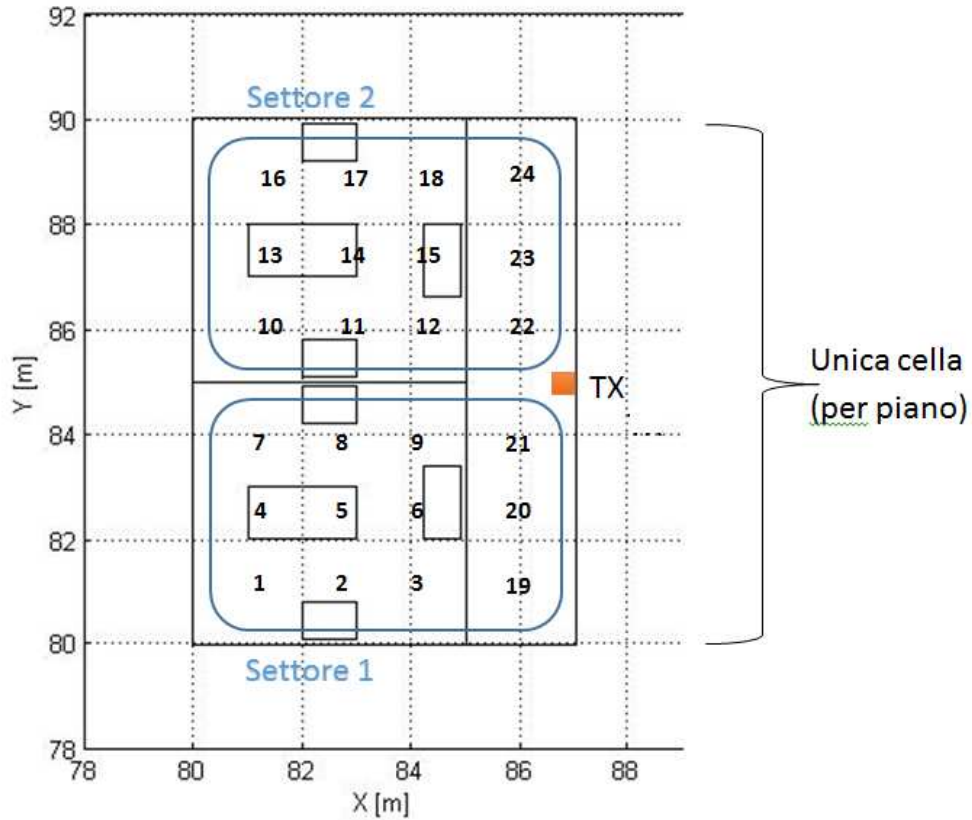


Figura 19: Scenario con 1 cella, 2 uffici e corridoio

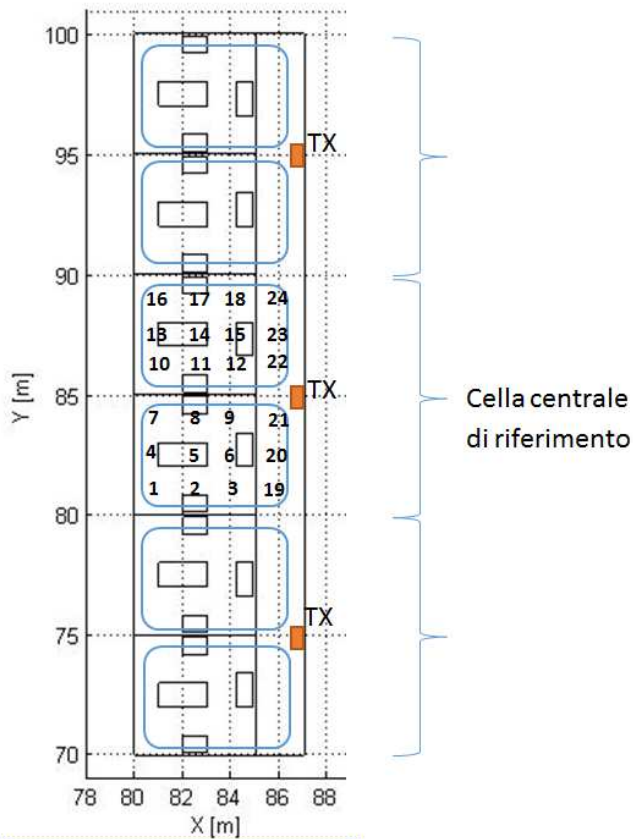


Figura 20: Scenario con 1 cella, 2 uffici più corridoio

Lo scenario è stato poi triplicato in modo da ottenere tre celle (in figura 20), quindi sei uffici.

In tal modo sono riuscite a studiare quanto l'interferenza, che in questo caso risulta maggiore rispetto a prima in quanto presente anche quella inter-cella, incide sulle prestazioni del sistema.

Inoltre, in questi ultimi due scenari con corridoio ho sempre lavorato con l'interferenza del piano superiore e inferiore per restare conforme a casi reali.

In figura 21 vi è un esempio di scenario con corridoio in simulazione ray tracing, con anche i raggi in propagazione.

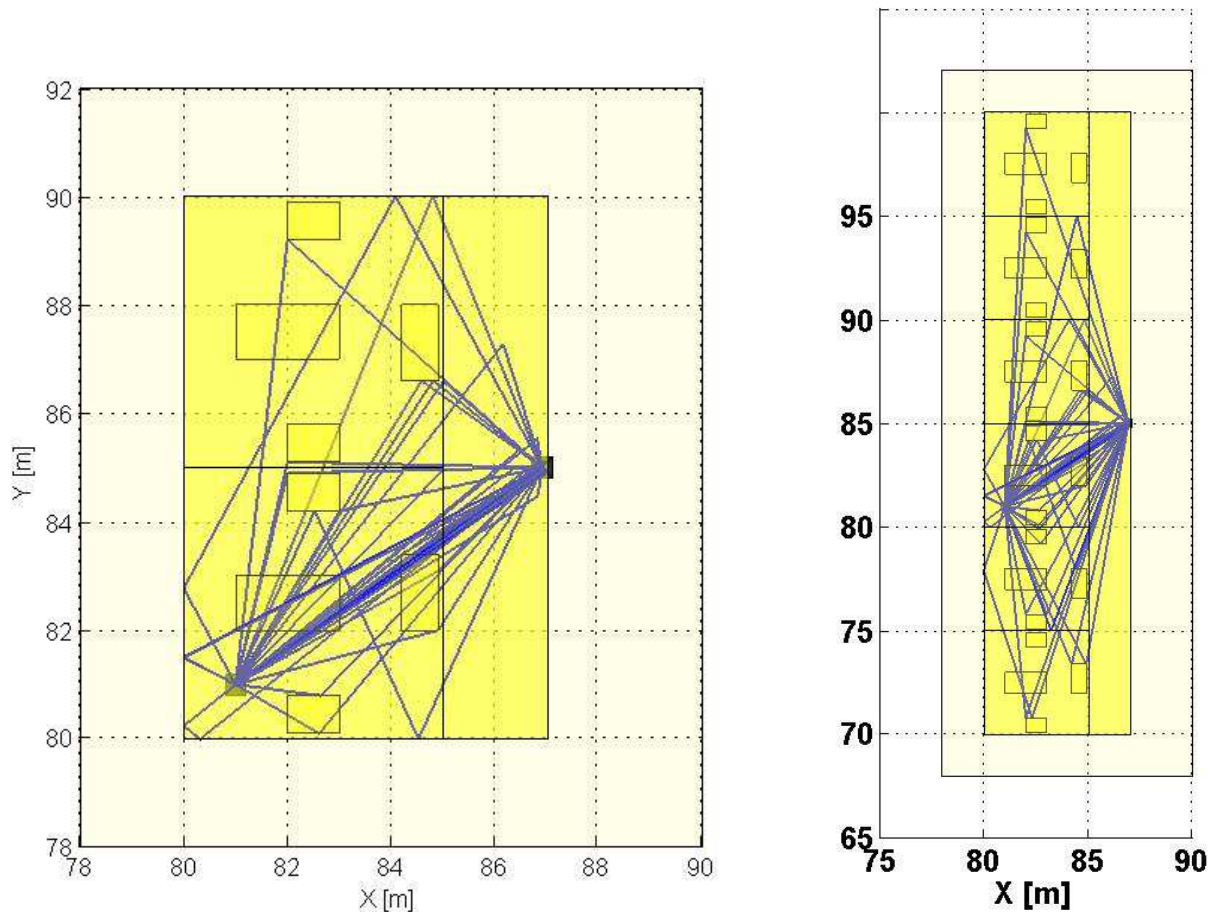


Figura 21: Esempio di scenario con corridoio e uffici in propagazione RT

3.2 Risultati simulativi SB vs SDMA nei vari casi

Di seguito si riportano i grafici conclusivi che mostrano le differenze tra tre tecniche scelte (Diversity, Switched Beamforming, e Spatial Division Multiple Access di cui si è parlato nel capitolo 2) nei casi in cui si ha lo scenario a pianta quadrata di 60x60 metri.

Ho scelto come primo caso notevole a 858 MHz, quello che vede lo scenario diviso in 9 celle, divise da muri interni e con tre piani, cioè che presenta anche interferenza dovuta alla presenza del piano inferiore e superiore. Le antenne sono distanti $\lambda/2$ e in diversità e i seguenti risultati sono ricavati mediante l'utilizzo della formula empirica con ($\alpha=2$ e $\beta=0.5$), di cui si è parlato nel primo capitolo.

Nella figura 22 viene rappresentato il valore di SINR per ogni punto del piano dell'edificio (i pixel sono stati fatti 1x1 metro). In questo caso la copertura tende ad essere più uniformemente distribuita sul piano dell'edificio rispetto al caso a 4 celle.

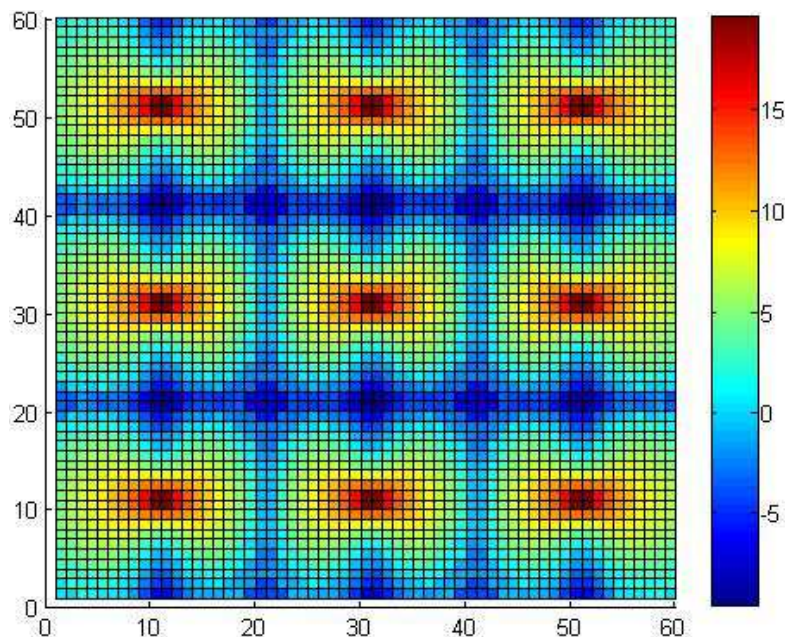


Figura 22: Distribuzione del SINR [dB] nel caso Maximum Ratio Combining

Infatti, questa volta solo il 30% dei punti si trova sotto i 0dB di rapporto segnale/rumore più interferenza, mentre il 25% possiede un SINR maggiore di 5dB. Si ricava la cumulativa della capacità di canale, da cui si può constatare che il 36% dei punti ha una capacità (sempre teorica) maggiore di 2 bit/s/Hz.

Nella tabella sono stati riassunti i valori statistici di questo caso simulato; mentre in fig. 23 si vede il rapporto segnale interferenza in termini di densità di probabilità.

min: -9.5464	max: 19.5858	mean: 3.0205	median: 2.8185	std: 5.0764
--------------	--------------	--------------	----------------	-------------

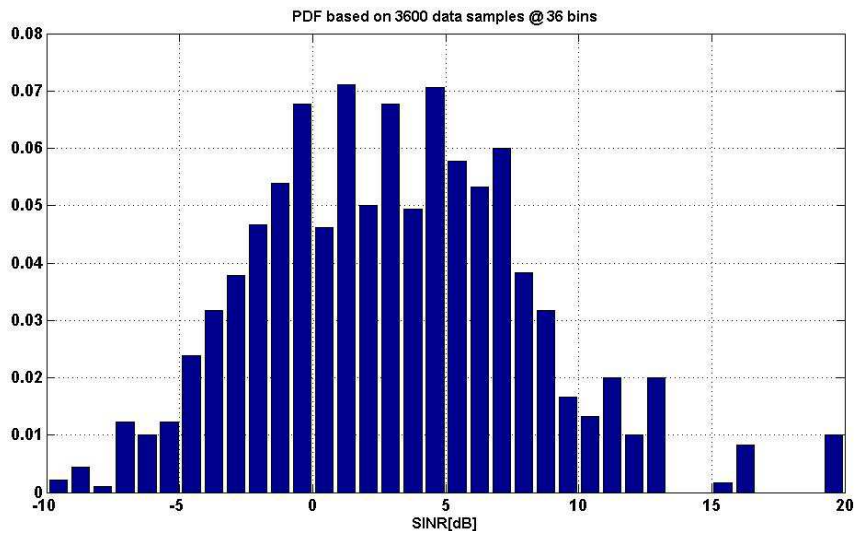


Figura 23: funzione di densità di probabilità ottenuta dai 3600 punti

Nella tabella sottostante c'è il riassunto di SINR medio ed efficienza per ogni cella, si evince che il sistema complessivo delle 9 celle trasmettenti in diversità riesce a garantire sul singolo canale e complessivamente sul piano, una capacità di 14,3 bit/s/Hz. Le celle “migliori” sono quelle agli angoli dell'edificio, perché subiscono minor interferenza non essendoci celle adiacenti come nel caso di quella centrale.

<p>Cella 7</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella7}} = 3,4035 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella7}} = 1,673 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 8</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella8}} = 2,5724 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella8}} = 1,49 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 9</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella9}} = 3,3960 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella9}} = 1,672 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>
<p>Cella 4</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella4}} = 3,0846 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella4}} = 1,601 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 5</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella5}} = 2,2720 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella5}} = 1,426 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 6</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella6}} = 3,0845 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella6}} = 1,601 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>
<p>Cella 1</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella1}} = 3,3960 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella1}} = 1,672 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 2</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella2}} = 2,5724 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella2}} = 1,49 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>	<p>Cella 3</p> <p>$SINR_{\text{medio_cella3}} = 3,4035 \text{ dB}$</p> <p>$\eta_{\text{medio_cella3}} = 1,673 \text{ [bit/s/Hz]}$</p>

In seguito (fig.24) per provare che non ci siano errori di programmazione, passando alle simulazioni in ray tracing è stato dimostrato che effettivamente, senza interazioni, il calcolo effettuato con RT coincide con la formula del path loss nel caso ideale $\alpha=2$ e $\beta=0$. Qualche differenza è dovuta a qualche cambiamento nell'implementazione del programma, ma le curve rappresentano la stesse prestazioni.

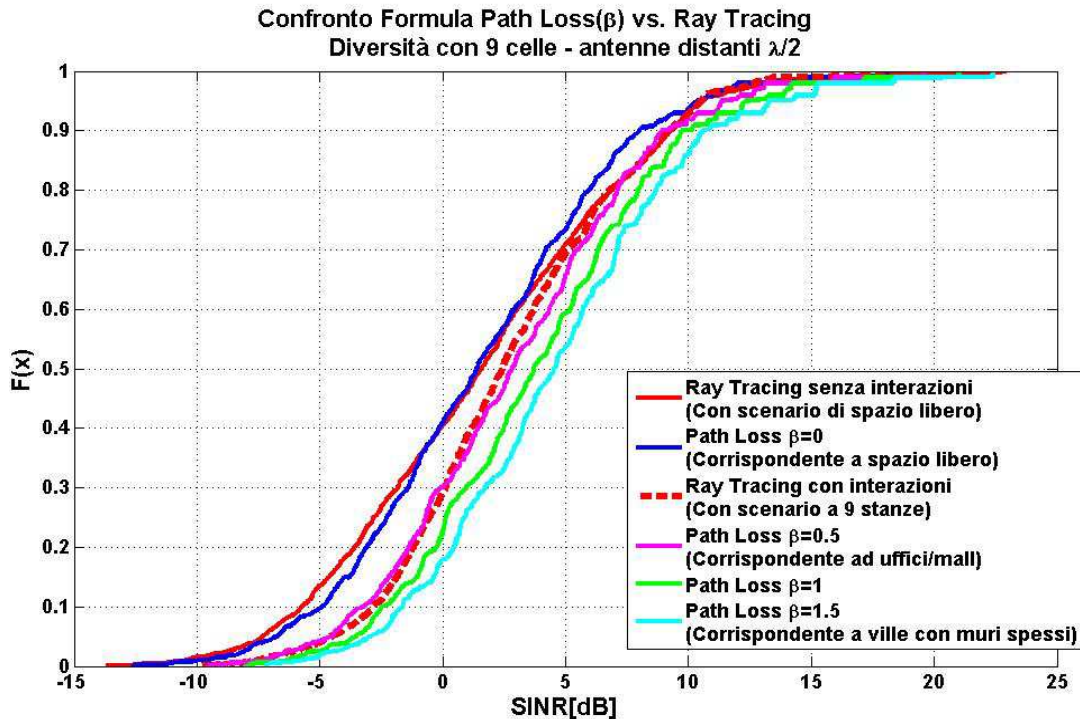


Figura 24: Confronto Path Loss vs Ray Tracing del rapporto SINR.

Per $\beta=0.5$, $\beta=1$ e $\beta=1.5$ invece le curve traslano, ovvero le prestazioni migliorano, a causa della maggior attenuazione della tratta che rende le celle meno interferenti tra loro.

Inoltre, la formula del path loss con $\beta=0.5$ simula correttamente lo scenario “office/mall”, generando risultati simili alla simulazione RT che prevede interazioni di riflessione e di scattering e presenza dei muri di “isolamento” delle 9 celle. In seguito viene mostrato il confronto tra le prestazioni di un sistema SISO e la tecnica di Diversità, con l’ausilio (per entrambe) del Ray Tracing con interazioni abilitate, con muri che isolano le celle.

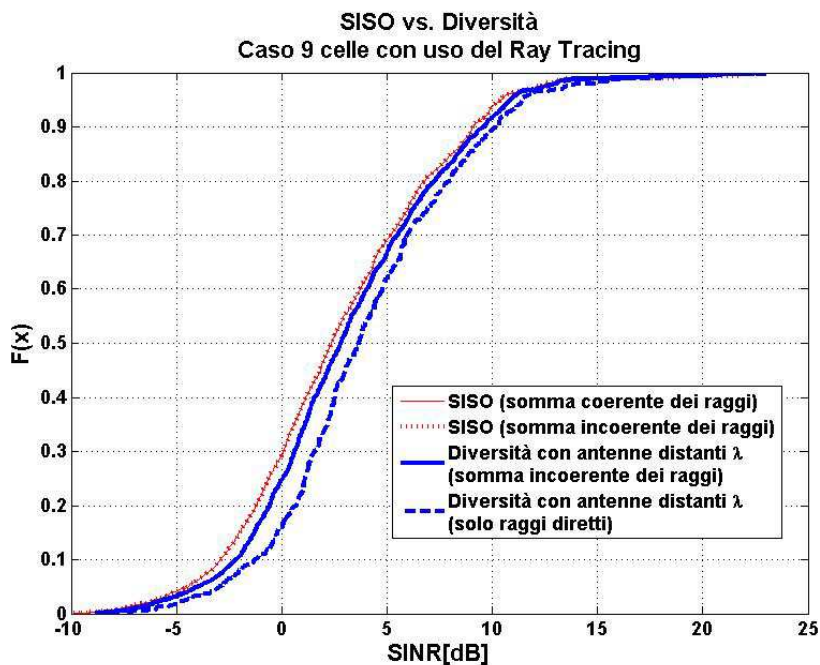


Figura 25: Confronto SISO vs Diversità impiegando il Ray Tracing (potenze dei raggi sommate in modo incoerente).

Con una separazione delle antenne di soli $\lambda/2$ o λ , la diversità non presenta nessun guadagno rispetto alla tecnica SISO, anche utilizzando il RT con le interazioni abilitate. Questo perché è vero che si riesce a considerare il fading, ma questo è molto lento per via della regolarità dello scenario (9 stanze quadrate molto ampie); quindi, con tali distanze, i segnali sono molto correlati tra loro. Aumentando la distanza delle antenne si può invece notare finalmente un guadagno nella scelta della diversità (almeno 5λ).

Un altro risultato è che si hanno differenze tra SISO e diversità se si considerano somme incoerenti dei raggi (figura 25) invece che coerenti.

Risulta tecnicamente che per poter utilizzare le stesse 4 antenne come schiera (array), in modo da ottenere un beamforming, la sagomatura del pattern complessivo peggiora di “qualità” se la distanza reciproca degli elementi è maggiore di $\lambda/2$.

Ora vengono presentati i risultati ottenuti con le simulazioni in RT (con interazioni abilitate) nel caso switched beamforming, 9 celle, con muri divisori e interferenza multipiano.

Nel caso del multiplexing, invece, risulta evidente che con l’adozione di una struttura a 9 celle e di muri divisori, il guadagno rispetto al SISO incomincia ad aumentare vistosamente, sia nel caso “senza interferenza multipiano” che “con interferenza multipiano” (quest’ultimo in figura 26).

Questo può significare che il diagramma di array riesce in maniera più efficiente a raggiungere l'utente rispetto alla struttura a 4 celle: per via della scarsa "orizzontalità" dei beam, 4 celle risultano infatti troppo grandi, mentre 9 celle riducono le distanze di collegamento alla base station.

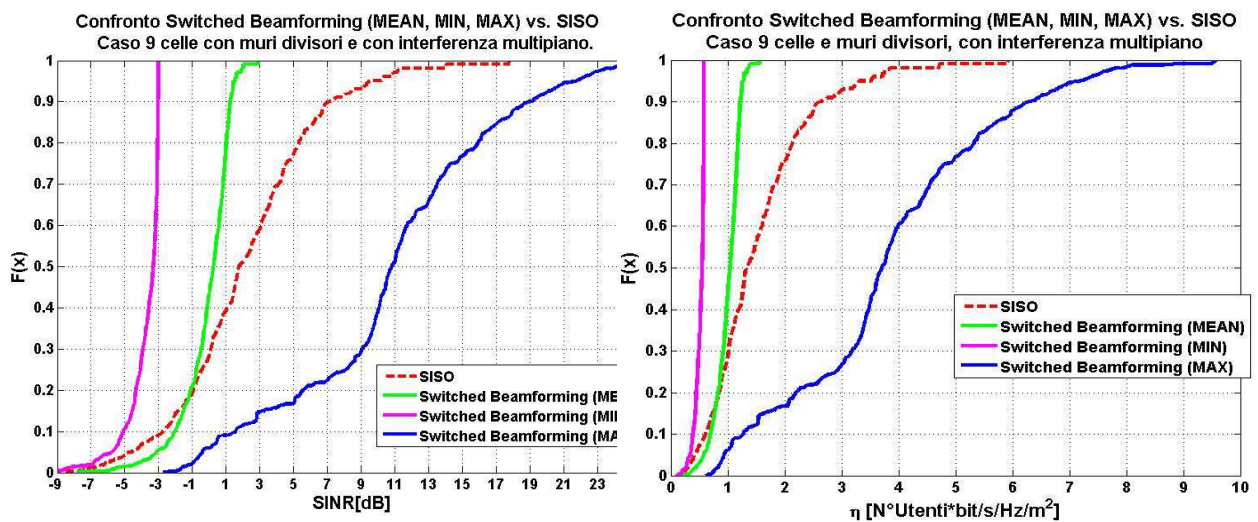


Figura 26: C.d.f del SINR e del throughput density campionato su 3600 punti.

La tecnica SDMA è paragonabile, in termini prestazionali, allo Switched Beamforming nel caso medio. Il multiplexing risulta essere sempre migliore rispetto al SISO, soprattutto nel caso senza muri divisori, con interferenze multipiano (trascorrendo il caso migliore dello switched beamforming).

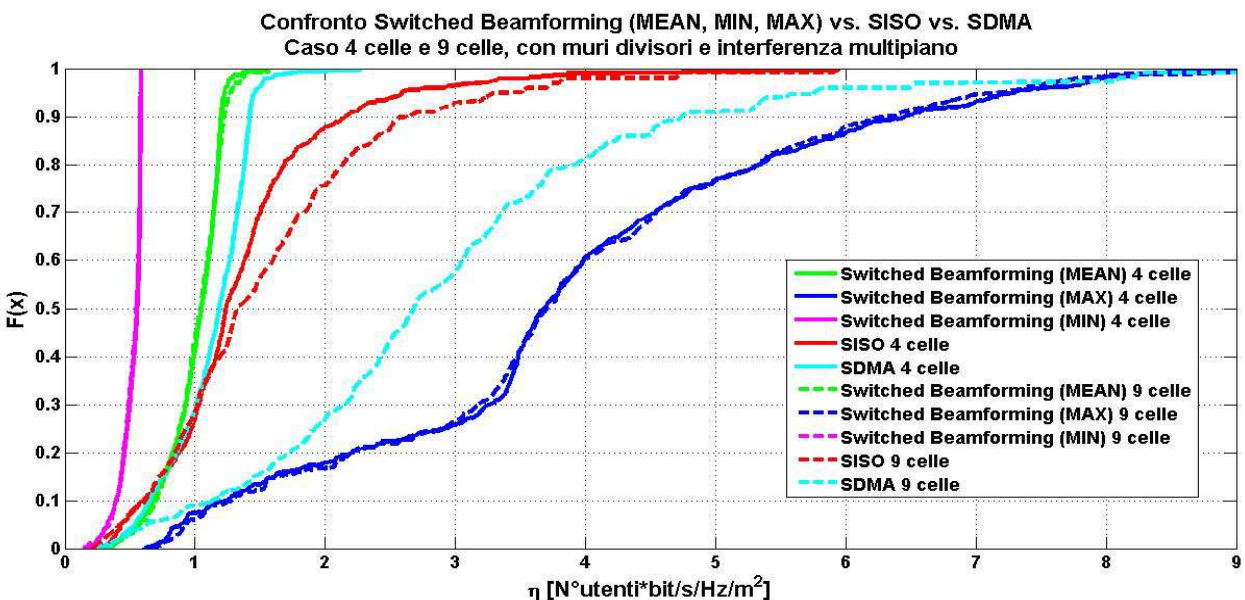


Figura 27: Confronto in termini di throughput density tra le varie tecniche in esame (campionamento a 3600 punti, con uso del Ray Tracing con interazioni abilitate)

I risultati possono variare sensibilmente anche selezionando un minor passo di campionamento. Nello scenario considerato, di 9 celle e 9 stanze, se viene fatto un campionamento a 400 punti invece che a 3600, le due curve ottenute con e senza interazioni si allineano quasi perfettamente, cosa che non accade nel caso 4 celle e 4 stanze.

Per lo scenario a pianta quadrata 60x60 metri si è modificata la frequenza di lavoro alzandola a 2.6 GHz e si sono usate due antenne: un array 2x2 e uno 4x4. In tal caso per 9 celle, con muri divisori e interferenza multipiano si desume che lo SB è migliore rispetto al caso SDMA, e che il caso SISO si frappona tra le due tecniche citate prima e resta alquanto simile al caso SDMA con antenna array 2x2 (come si vede dalla fig. 28). Inoltre, in questo scenario dove ogni cella è una stanza di 20x20 metri, vediamo che l'uso di array con un numero più elevato di elementi non conviene molto in quanto non vi sono grosse differenze tra array 2x2 e 4x4. La tecnica di SB permette il superamento dello zero per il SINR già a $F(x)$ di 0.4, per il SISO e l'SDMA bisogna aspettare che $F(x)$ arrivi a

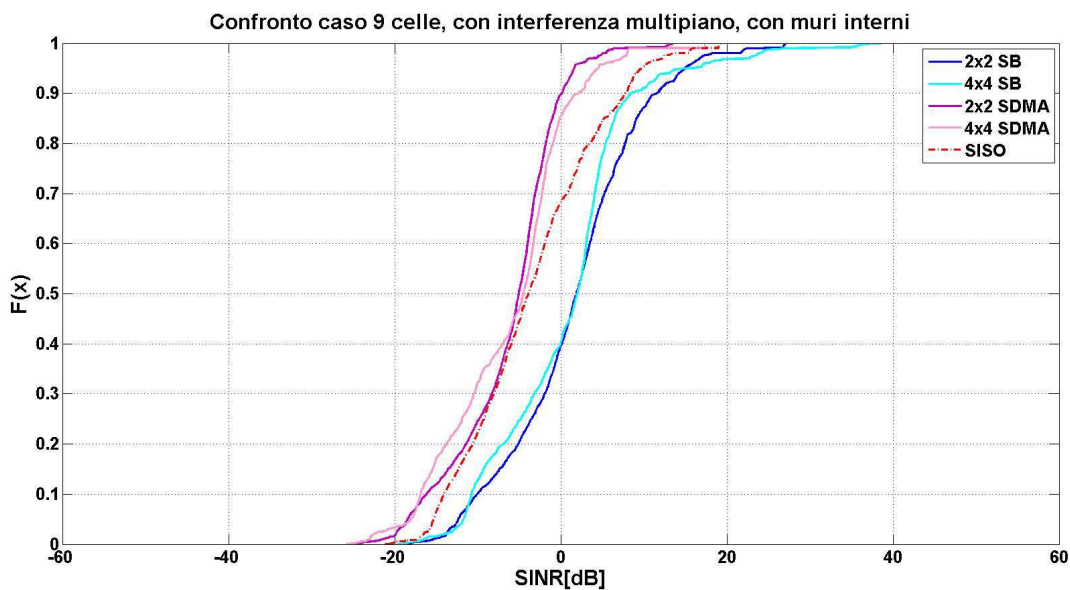


Figura 28: SINR SB vs SDMA nel caso 9 celle, 3 piani, con muri

In termini di throughput density, il SISO è quello che resta sempre peggiore rispetto gli altri casi, riuscendo al massimo a servire sei utenti per bit al secondo per Hz al metro quadrato, come si nota in figura 29.

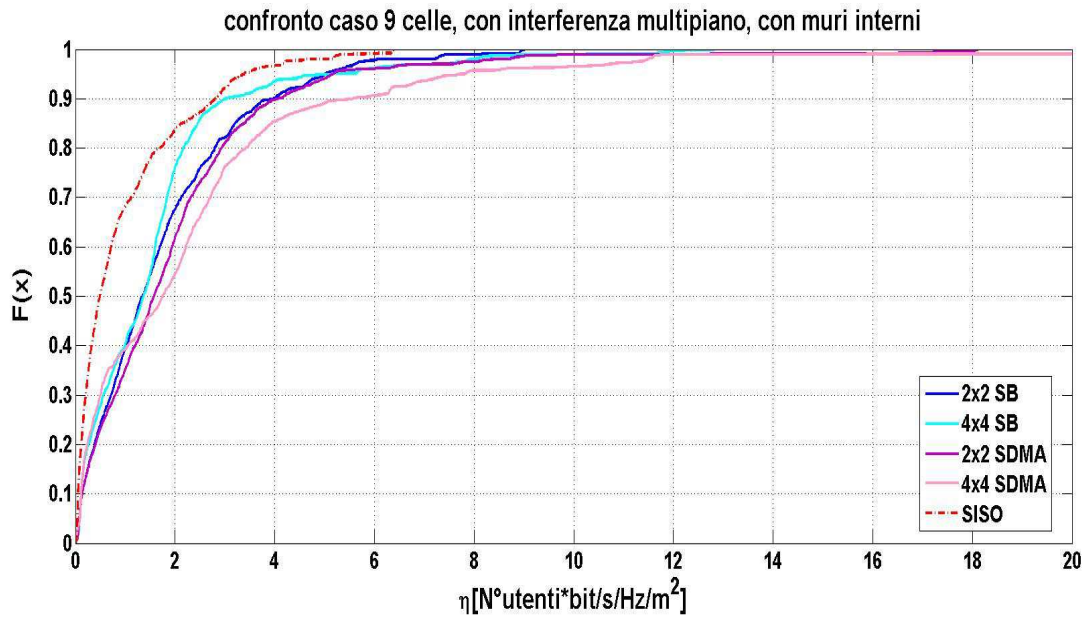


Figura 29: Throughput density SISO vs SB vs SDMA; caso 9 celle, con muri divisorii, interferenza multipiano

Si può dedurre che per scenari così grandi e con tali array di antenne purtroppo i risultati sono alquanto deludenti, perciò si è scelto di ridurre la pianta dello scenario da 60x60 metri a 15x15 metri, in modo da ottenere, con la divisione in celle, stanze più ridotte.

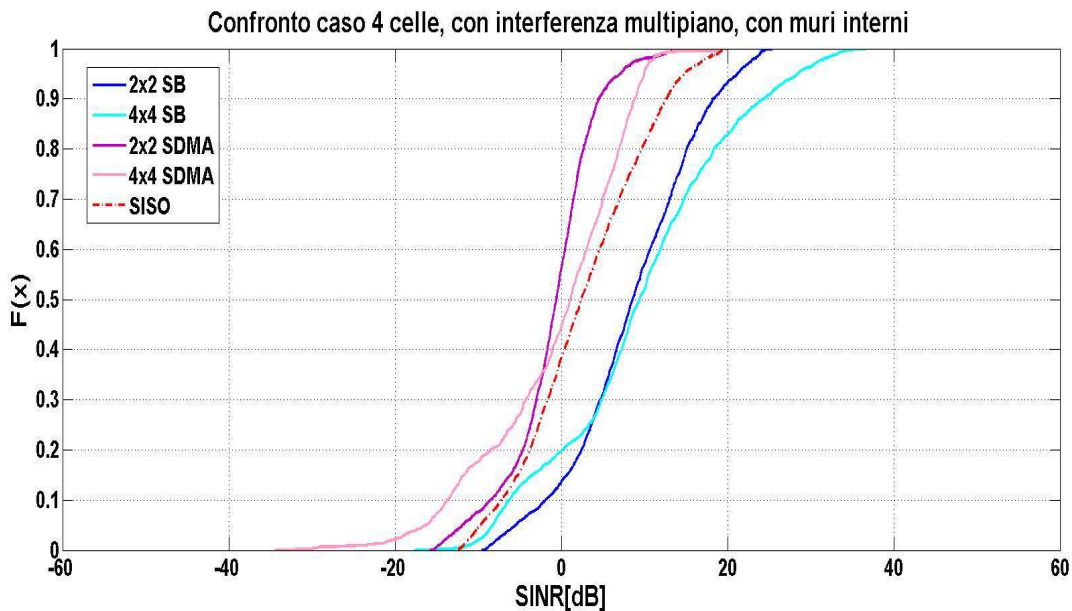


Figura 30: SINR nel caso 4 celle, 3 piani, con muri interni e scenario ridotto

Nel caso delle 4 celle con i muri interni e con interferenza multipiano, infatti, si ottengono i risultati in figura 30, che sono lievemente migliori del medesimo caso a pianta più grande pur restando tuttavia abbastanza deludenti.

Nel caso senza muri interni ci sono miglioramenti riducendo lo scenario, tutte le tecniche restano piuttosto costanti. Al contrario nel caso 9 celle, senza muri interni, a scenario ridotto (figura 31) lo SB peggiora sensibilmente.

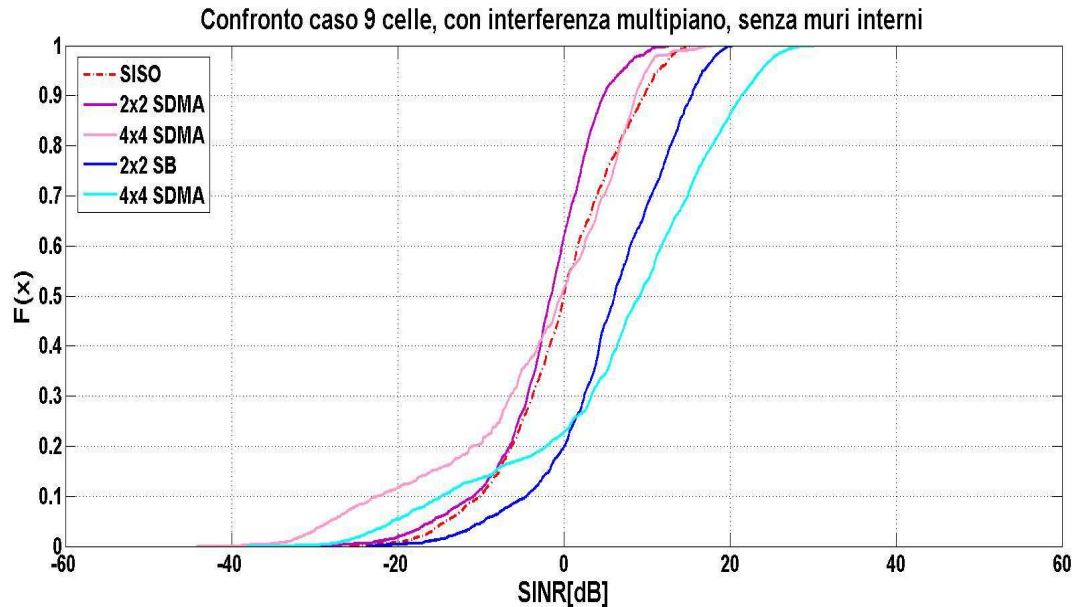


Figura 31: Caso 9 celle, 3 piani, senza muri divisori a scenario ridotto

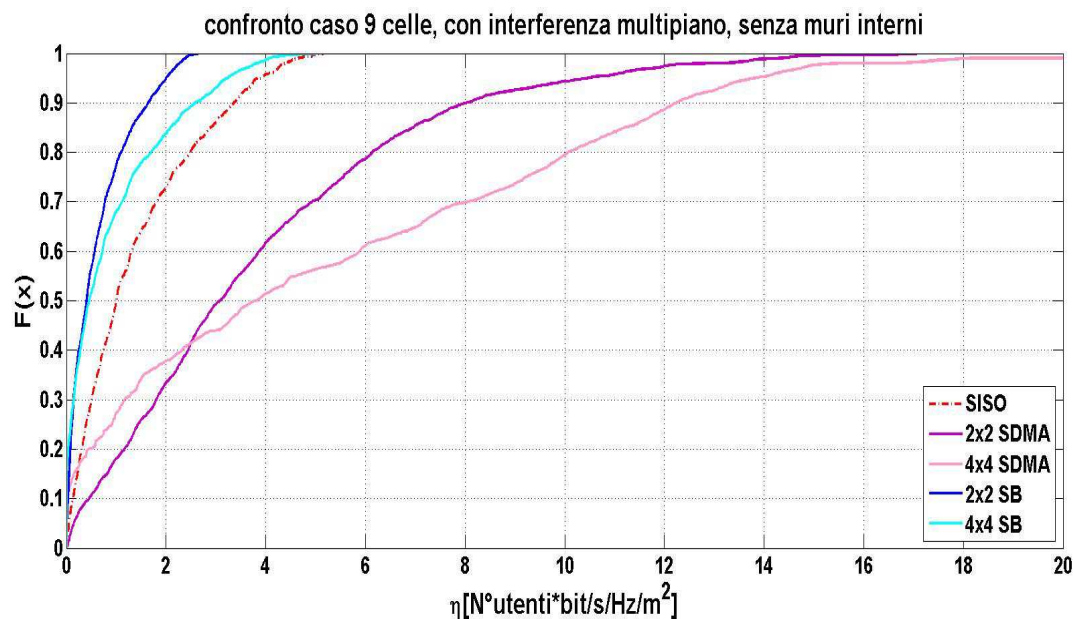


Figura 32: Throughput density caso 9 celle, 3 piani, senza muri interni a scenario ridotto

Dalla fig. 32 si evince un peggioramento della tecnica SB con array 2x2; resta, come nel caso a scenario più grande, migliore la tecnica SDMA con array 4x4.

3.3 Interpretazione sintetica dei risultati

Si è rappresentato uno scenario abbastanza tipico nei settori commerciali, volendo valutare le tecniche di copertura e si è scelto di utilizzare delle antenne molto diffuse, quali array 2x2 e 4x4, che avendo pochi elementi sono anche a basso costo. Dapprima a frequenza più bassa (858 MHz), poi anche a 2.6 GHz con diverse tecniche di copertura: diversity, switched beamforming e il multiplexing a divisione di spazio. Si è scelto di fare anche sempre un confronto con i classici sistemi SISO (Single Input Single Output), per capire effettivamente quali migliorie apportano i sistemi MIMO (Multiple Input Multiple Output) scelti e studiare quale tipo di tecnica possa convenire di più a seconda degli inputs a disposizione.

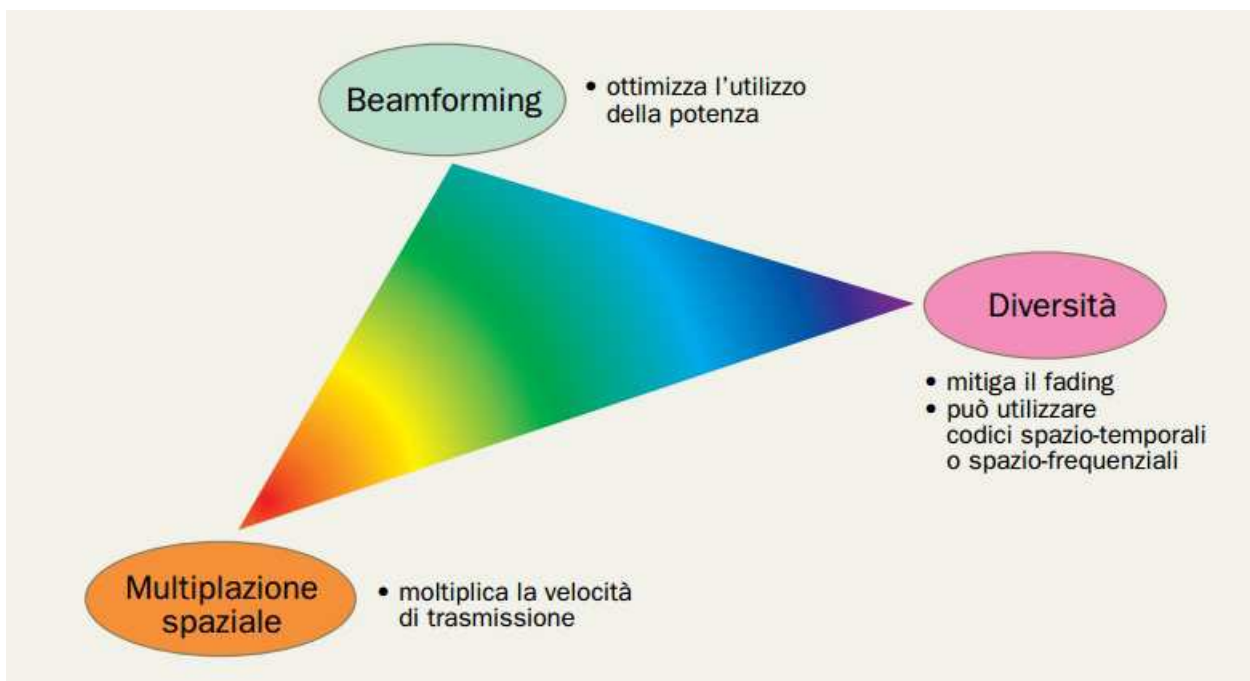


Figura 33: Trade-off tra le diverse tecniche per i sistemi MIMO

La fig. 33 descrive il trade-off davanti al quale ci si trova utilizzando questi sistemi. La diversità permette, nonostante il rapporto segnale/ rumore non troppo buono, di migliorare l'affidabilità della trasmissione grazie al segnale ricevuto da più antenne adiacenti, senza aumentare la velocità di trasmissione dei segnali; al contrario, si potrebbe aumentare la potenza totale irradiata in trasmissione di un sistema SISO, permettendo minore spreco di autonomia ad esempio per i dispositivi portatili. Il beamforming consente, potendo stimare il canale con grande precisione, di indirizzare la potenza irradiata verso direzioni preferenziali in modo da non avere presso l'utente un rapporto segnale/ rumore sotto soglia.[8] La multiplazione spaziale, invece, permette di codificare

diverse informazioni su diverse antenne e trasmetterle contemporaneamente sulla stessa banda, permettendo l'aumento della velocità di trasmissione a patto che il numero di antenne riceventi siano almeno uguali ai flussi d'informazione, vincolo piuttosto restrittivo.

Dalle valutazioni effettuate si evince che, tuttavia, per scenari commerciali molto grandi di tal tipo array a così pochi elementi risultano poco efficienti con qualsiasi tecnica utilizzata. Gli array in questione sono troppo direttivi per coprire distanze così lunghe e hanno problemi di radiazione lungo gli angoli radenti l'alimentazione, che permetterebbero una copertura più vasta. I risultati restano, quindi, deludenti e nella maggior parte dei casi sotto soglia, nonostante l'introduzione di particolari accorgimenti quali ad esempio la riduzione parziale dello scenario e l'introduzione di muri divisorii di cartongesso.

3.4 Risultati delle simulazioni di beam steering con le varie tecniche

Anche in questo caso riporto i risultati simulativi che fanno riferimento allo scenario con il corridoio e due uffici, in questi casi si è lavorato a 2.6 GHz e sono state effettuate due tipologie di simulazione: una con un array planare di antenne di 2x8 elementi, e l'altra con uno di 12x12 elementi, un massive MIMO scelto sulla base di una previsione per sistemi di prossima generazione.

Le tecniche utilizzate restano lo switched beamforming e il multiplexing spaziale.

Di fondamentale importanza in queste prove è la presenza di ostacoli all'interno dello scenario, quali armadi in metallo, che possono ostruire il cammino diretto tra trasmettitore e ricevitore. Verranno infatti eseguiti dei confronti tra le prestazioni (in termini di SINR e Throughput density) ottenute con un beamsteering eseguito sulla radiale e un beamsteering eseguito scegliendo le quindici direzioni, che corrispondono all'angolo di partenza dei raggi più forti (dal punto di vista della potenza ricevuta), che collegano il trasmettitore con il ricevitore.

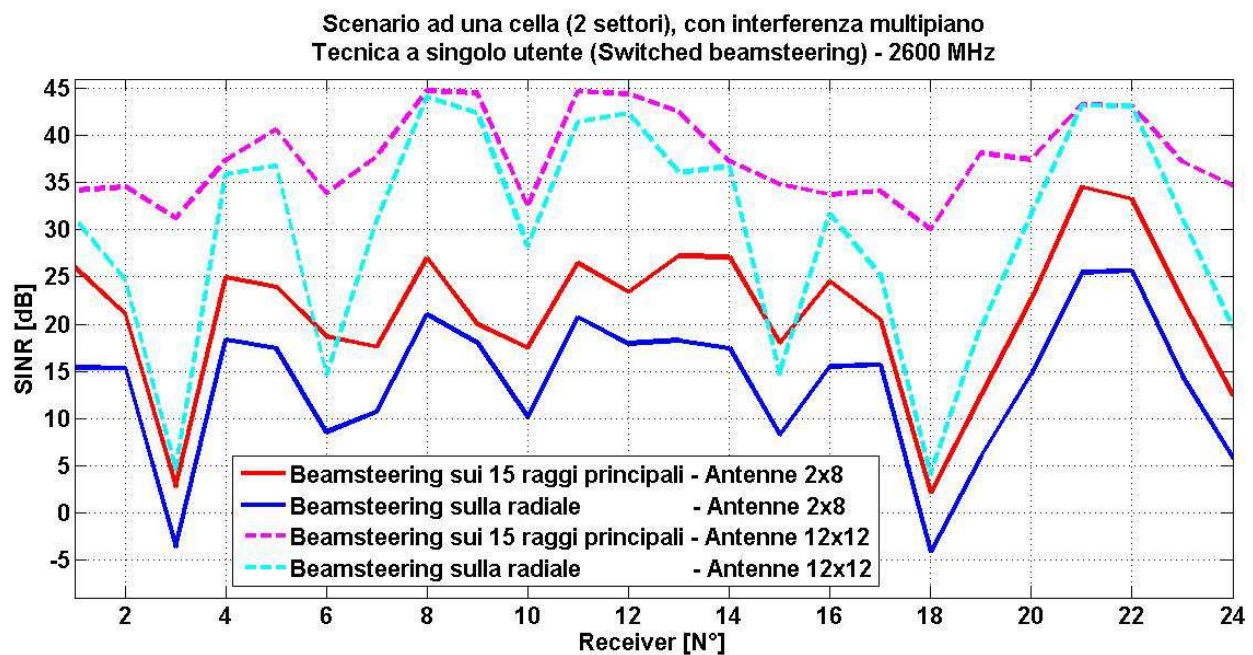


Figura 34: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica Switched beamsteering.

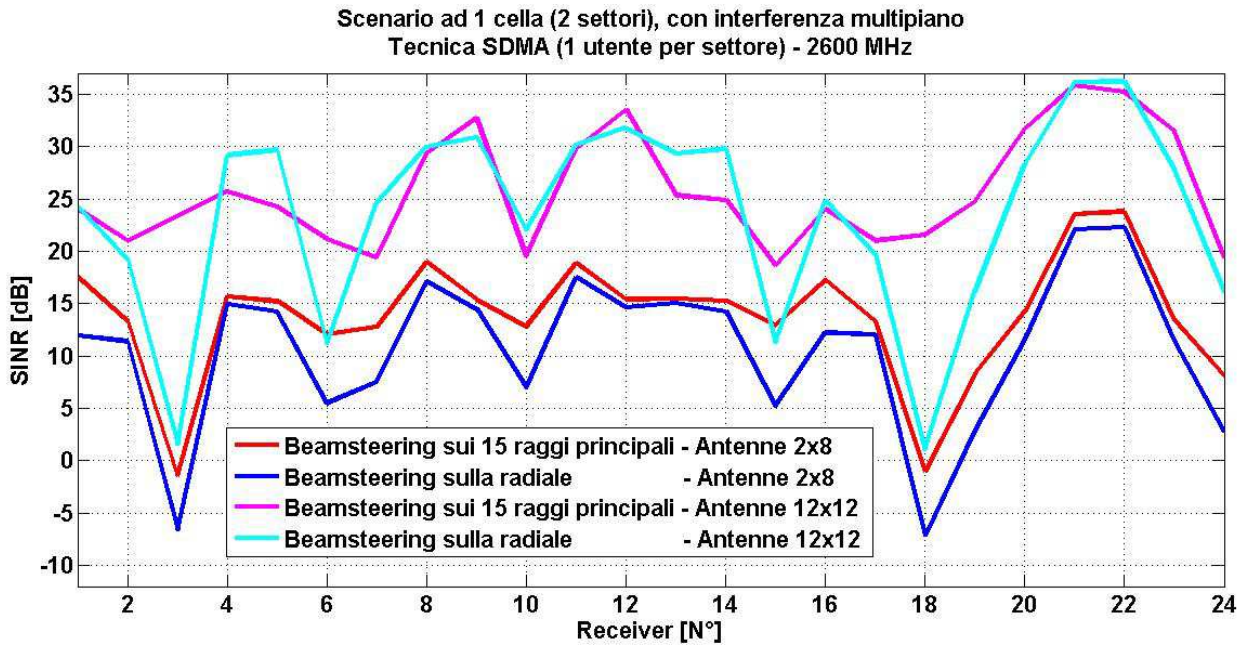


Figura 35: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica di SDMA.

Dai grafici in fig. 34 e 35 si possono notare i punti di ricezione maggiormente sfavoriti dalle ostruzioni dello scenario. Si ottengono valori di SINR abbastanza elevati, tranne nei punti come il terzo o il diciottesimo ricevitore che sono più coperti dalle ostruzioni. In seguito si riportano anche i valori di throughput density del medesimo caso del SINR.

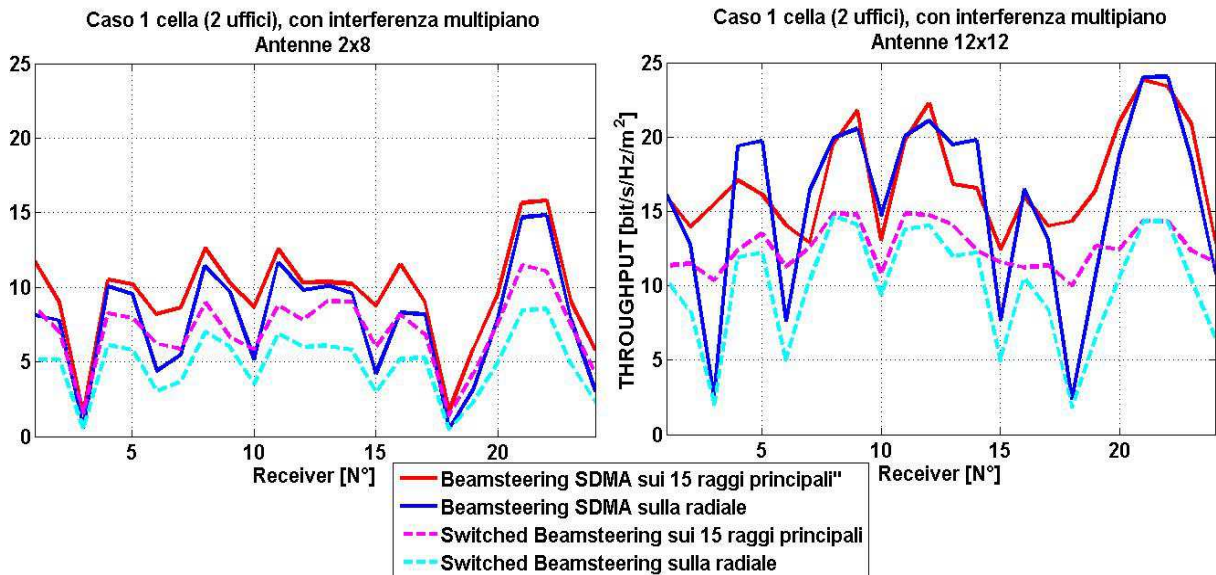


Figura 36: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della tecnica utilizzata (SB o SDMA) e della scelta di steering. Schiera di tx 2x8 o 12x12.

Si sono effettuate le medesime simulazioni anche dello scenario triplicato rispetto all'ultimo citato, comprendente, quindi, un corridoio e sei uffici, con tre array planari.

In figura 37 notiamo fin da subito che le prestazioni risultano ridotte rispetto al caso precedentemente commentato, questa riduzione di SINR va ricondotta alla presenza di un'interferenza molto più elevata. Adesso oltre all'interferenza che arriva dai piani superiori e inferiori, si hanno anche gli interferenti dovuti alle celle adiacenti; si è scelta come cella di riferimento per le simulazioni la centrale che risulta il caso peggiore. In totale si avranno otto interferenti nel caso switched beamforming (a singolo utente) e diciassette nel caso SDMA (dove è presente un utente per ogni ufficio).

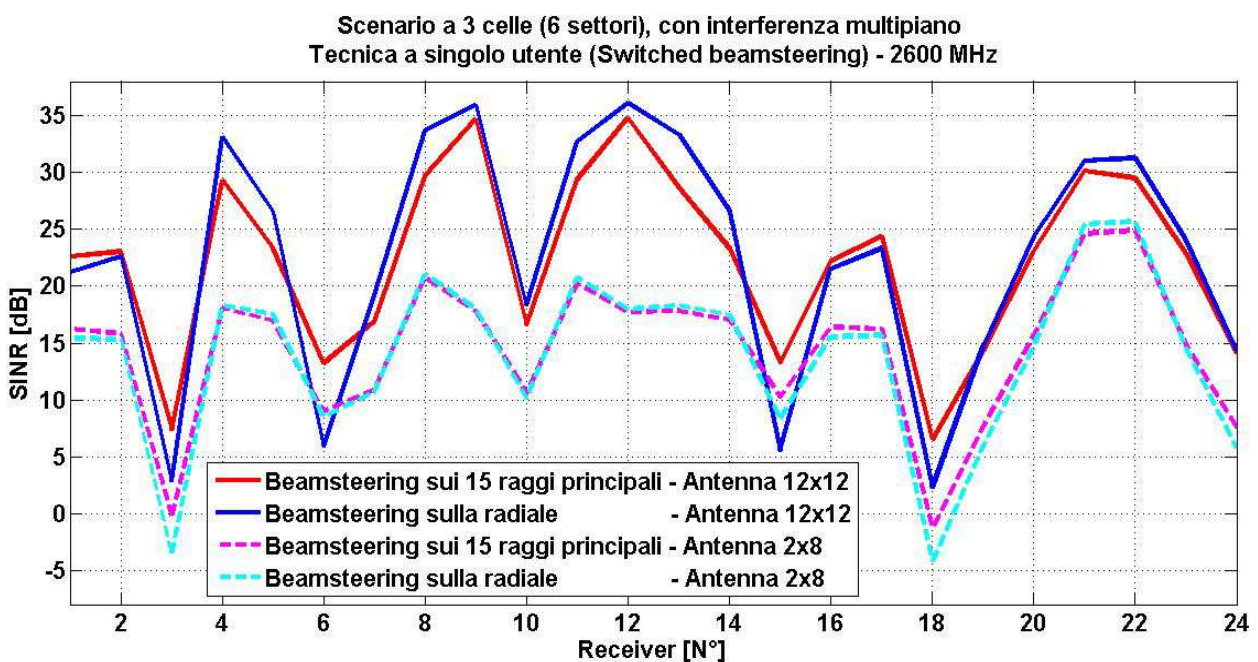


Figura 37: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica Switched beamsteering.

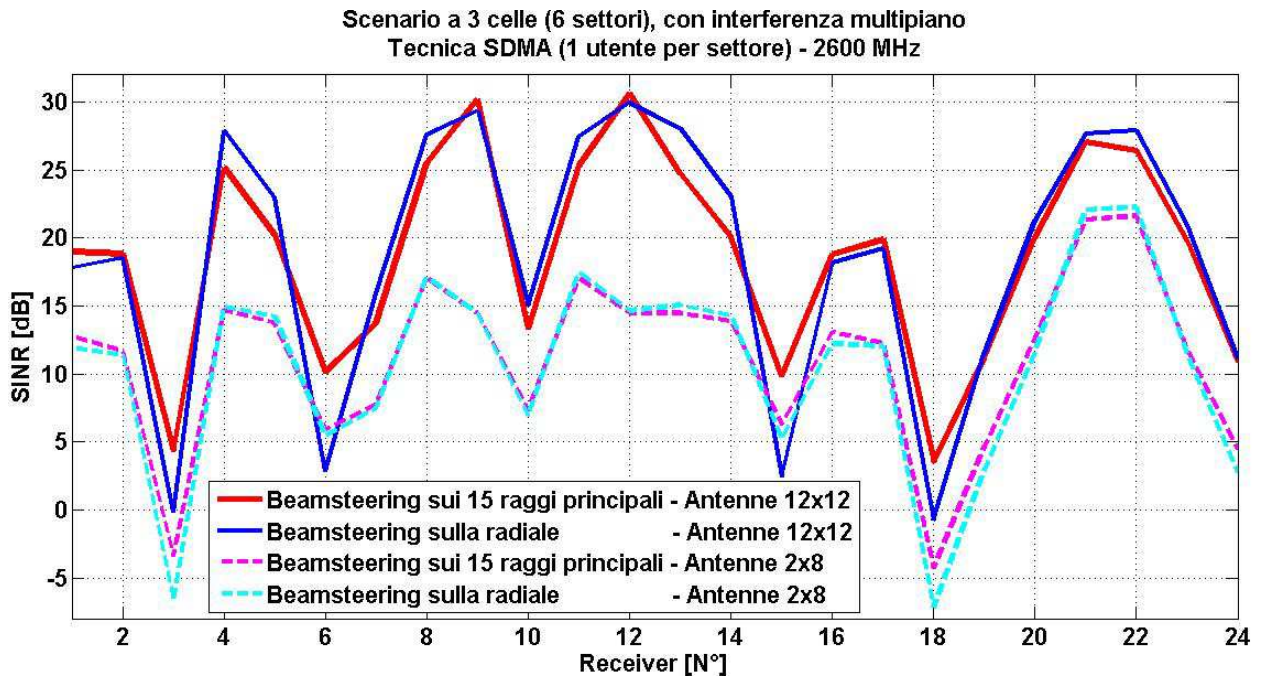


Figura 38: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica SDMA.

In questi casi il guadagno sull'utilizzo dei raggi principali per la scelta della direzione di steering è ridotto rispetto allo scenario più semplice, per via della presenza di celle adiacenti che non rendono più libera la scelta della direzione, dato che può provocare notevoli interferenze. Nei punti di peggior ricezione possiamo ottenere dai 5 db ai 7 db di guadagno rispetto al beamsteering sulla radiale.

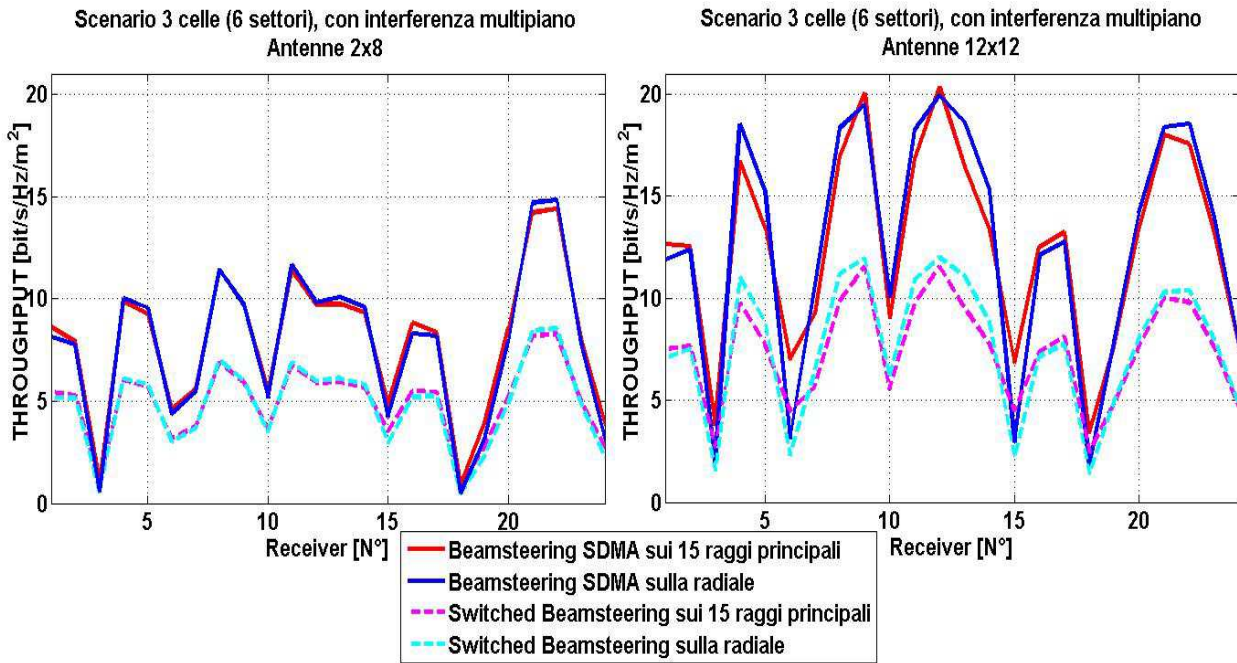


Figura 39: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della tecnica utilizzata (SB o SDMA) e della scelta di steering. Schiera di tx 2x8 e 12x12 .

Nei casi in cui si hanno schiere molto direttive e nei punti più ostruiti, dal grafico 39 si evidenzia che si può arrivare a ottenere un guadagno di 4 bit/s/Hz/m².

Si sono ottenuti degli ottimi risultati che, fissando ad esempio una soglia minima per il SINR a 10 dB, vede delle percentuali molto buone. In fig. 40 e 41 si nota che nel primo caso di riferimento (tre celle, con tecnica switched beamforming e array di 2x8 elementi) circa solo il 20% degli utenti resta sottosoglia, mentre nel caso in figura 41 a una cella, con tecnica SDMA e array di 12x12 elementi si hanno il 100% degli utenti sopra soglia.

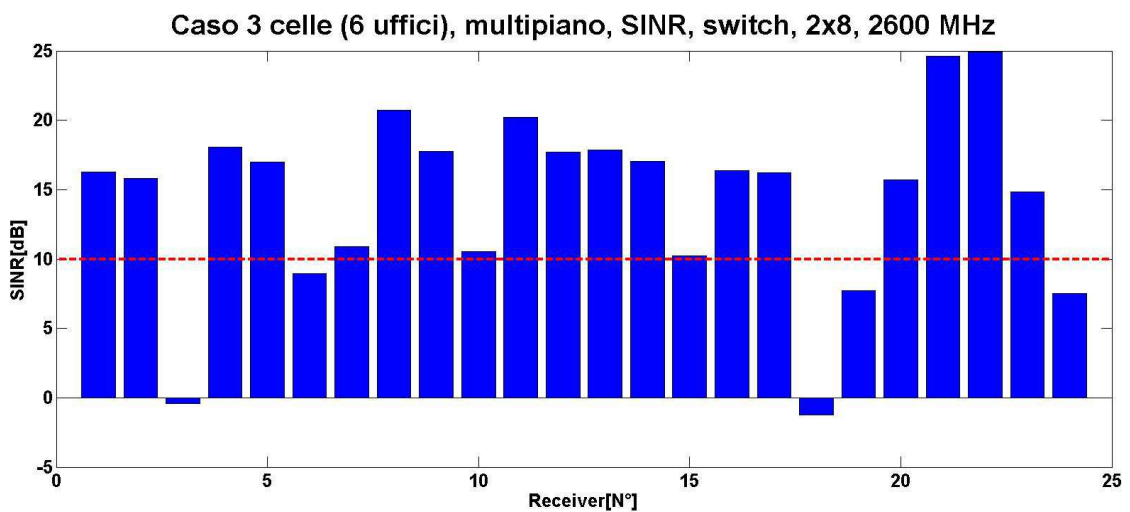


Figura 40: Istogramma rappresentante il SINR medio dei 24 utenti nel caso 3 celle, switch, 2x8.

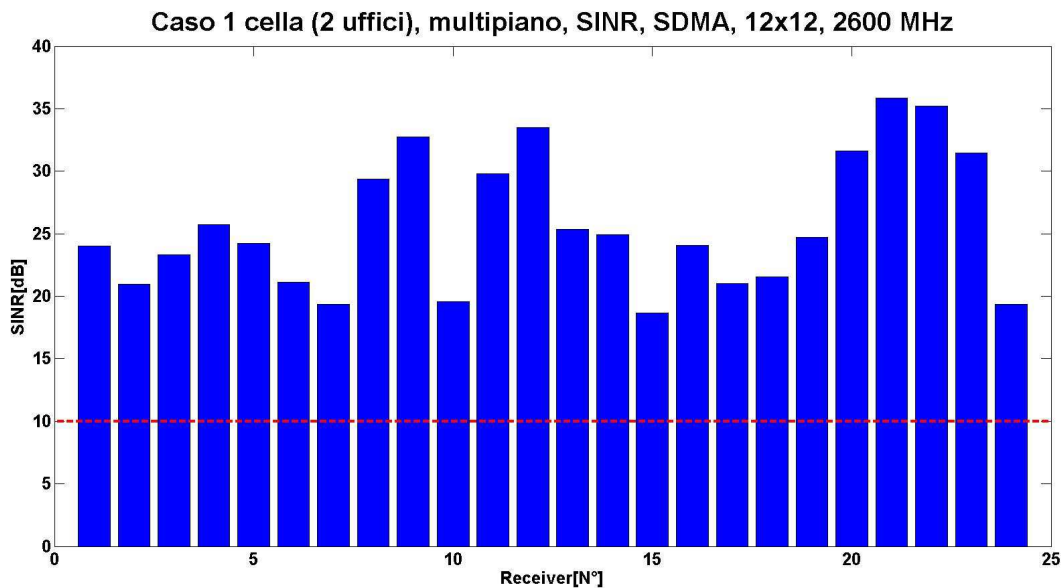


Figura 41: Istogramma rappresentante il SINR medio dei 24 utenti nel caso a 1 cella, SDMA, 12x12

Le stesse valutazioni in beamsteering sono state eseguite ad onde millimetriche, nel mio caso più precisamente a 60 GHz. A questa frequenza si è lavorato con l'array planare di 12x12 elementi, non essendo troppo grande a onde millimetriche perché con tutte le dimensioni scalate. I risultati verranno direttamente confrontati con quelli a 2600 MHz per una migliore comprensione della differenza di prestazione. Ora però viene fatto un confronto "aggiungendo" la radiale alle 15 direzioni dei raggi principali ottenuti dal Ray Tracing, per migliorare al massimo le performance di copertura beamsteering e ottenere sempre il maggior SINR possibile. Nei grafici 42 e 43 viene rappresentato il caso dello scenario a singola cella, con interferenza multipiano, sia con la tecnica a singolo utente sia a multipli; si evince che nei casi più ostruiti, soprattutto quando si sfrutta solo la radiale, la situazione peggiora di qualche dB, ma nei casi migliori e con lo steering scelto in modo oculato si hanno valori molto alti di SINR medio.

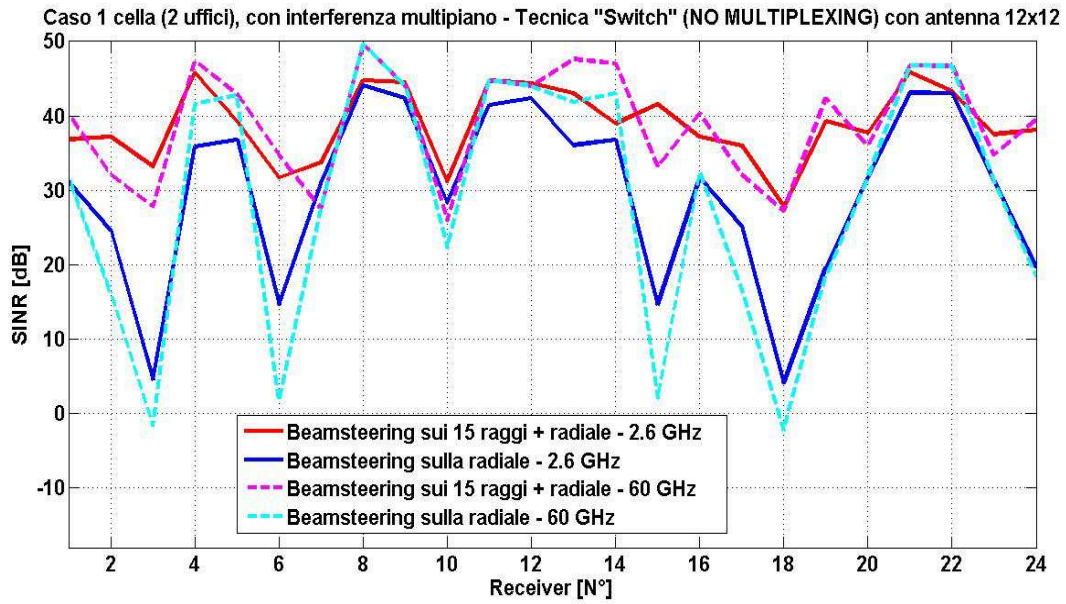


Figura 42: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering .

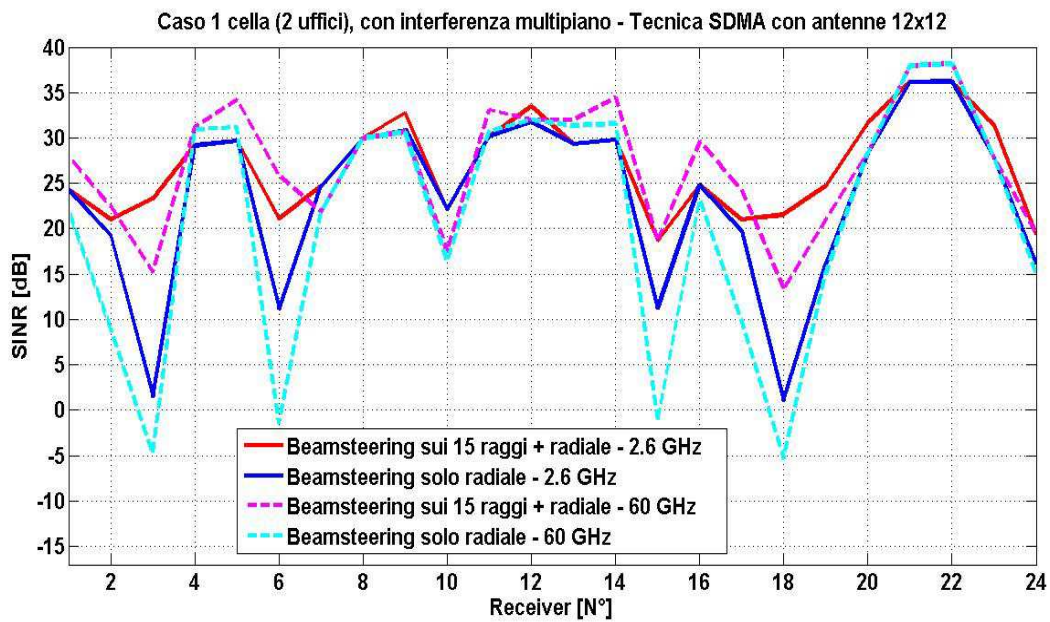


Figura 43: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA .

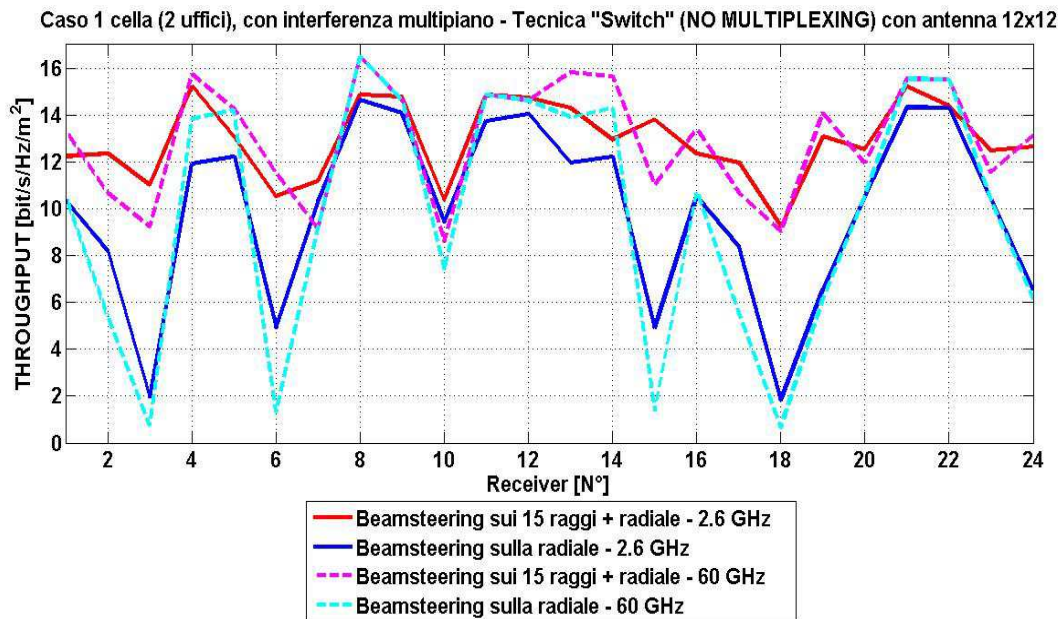


Figura 44: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering.

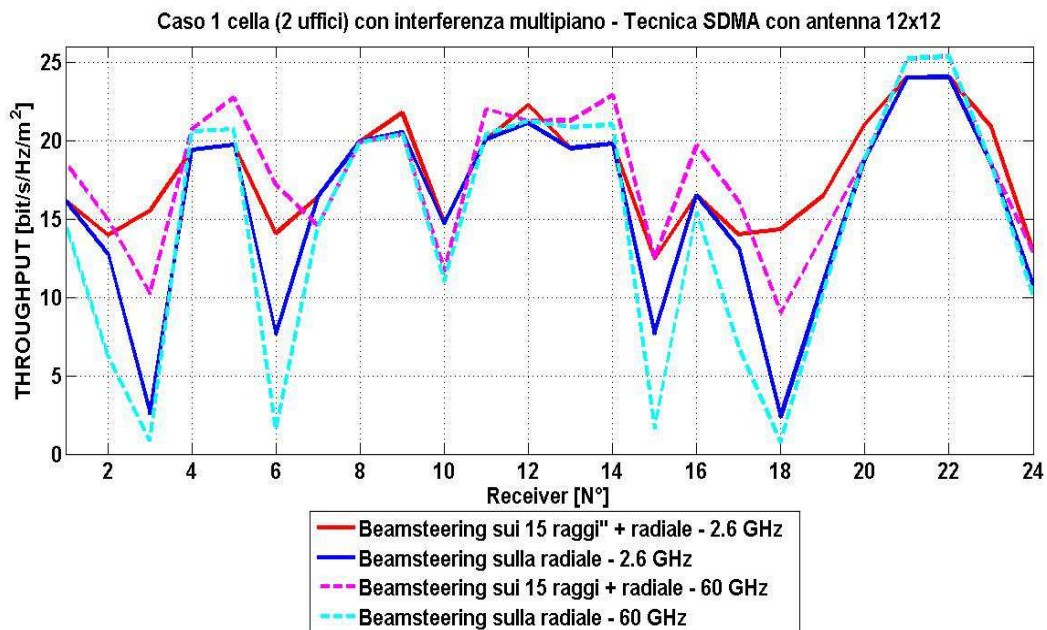


Figura 45: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.

In queste condizioni, in fig.45, si riesce ad ottenere anche un guadagno di 25 bit/s/Hz/m², migliore rispetto al caso con la stessa antenna ma a 2.6 GHz che risultava essere al massimo di 19 bit/s/Hz/m².

Per lo scenario a 6 uffici, si ottengono le medesime riflessioni fatte in precedenza sull'aumento dell'interferenza dovuta alla presenza delle celle adiacenti, tuttavia però si ottengono sempre buoni risultati come si vede in fig. 46.

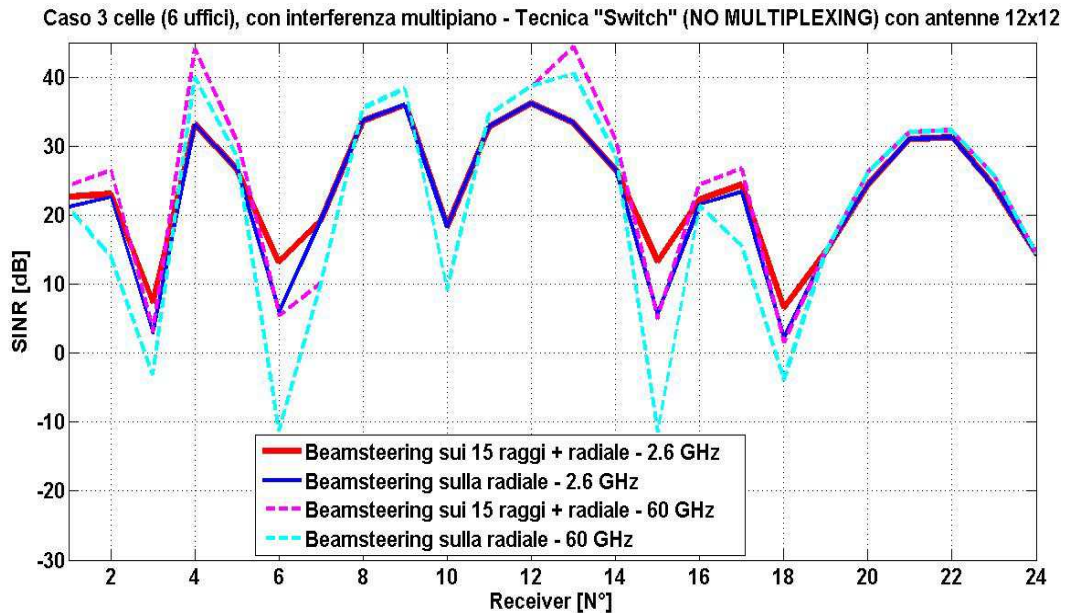


Figura 46: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering .

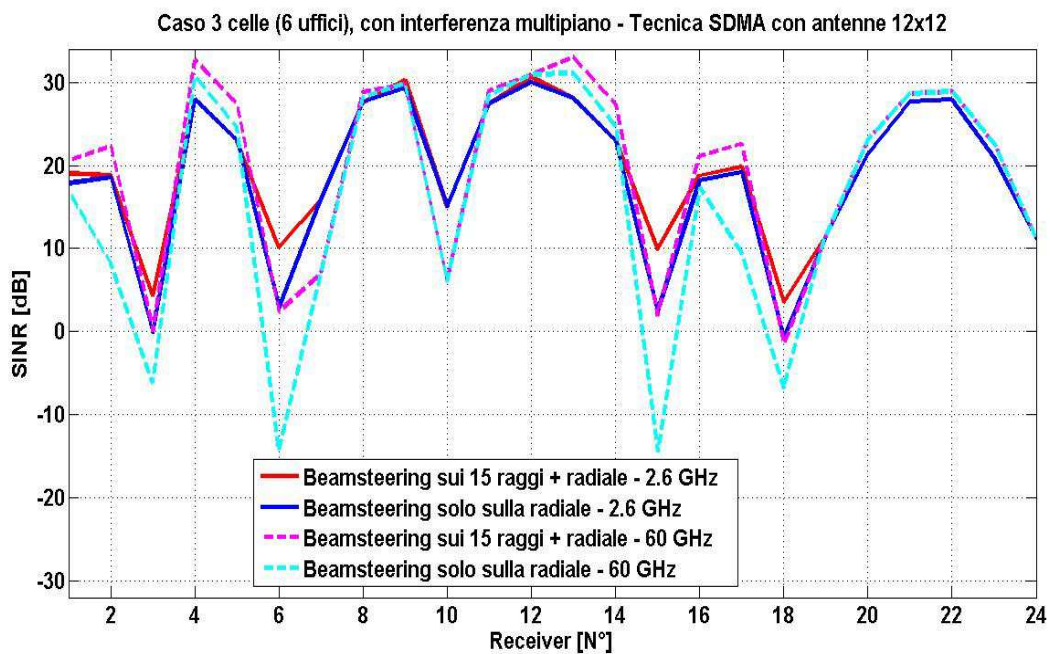


Figura 47: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.

Si nota ancora meglio un'invarianza delle prestazioni soprattutto nei punti di miglior copertura, dove quindi gli utenti vengono raggiunti senza particolari ostruzioni nel percorso.

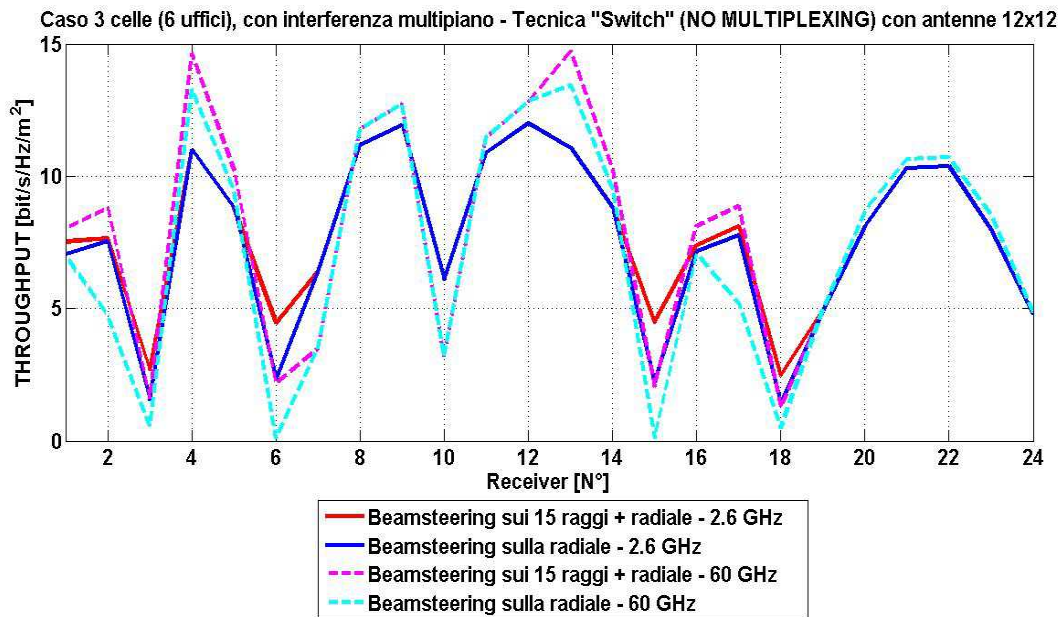


Figura 48: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering.

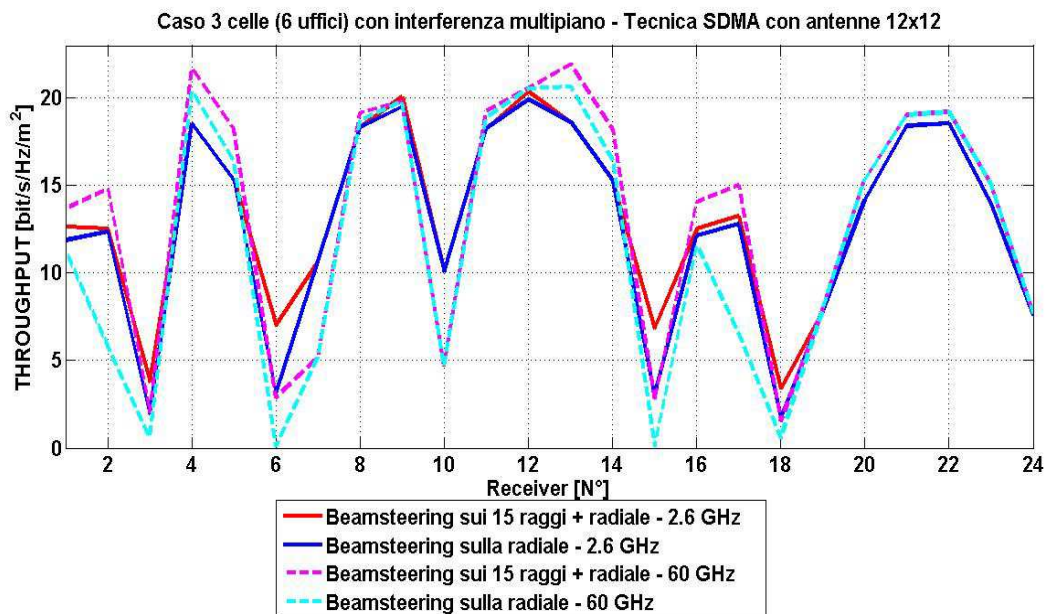


Figura 49: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.

Dalle fig. 48 e 49 si nota in modo evidente come il beamsteering effettuato secondo il SINR maggiore alla frequenza di 60 GHz è migliore rispetto alle altre tecniche.

Si è voluto scoprire nel caso del beamsteering effettuato sui 15 angoli in realtà in quanti casi la scelta del raggio più forte ricadeva oltre il terzo o quarto. Scoprendo, come si nota in figura 50 che molto spesso la scelta ricadeva sul primo raggio. I raggi sono stati ordinati da uno a quindici nel senso di potenza ricevuta man mano decrescente.

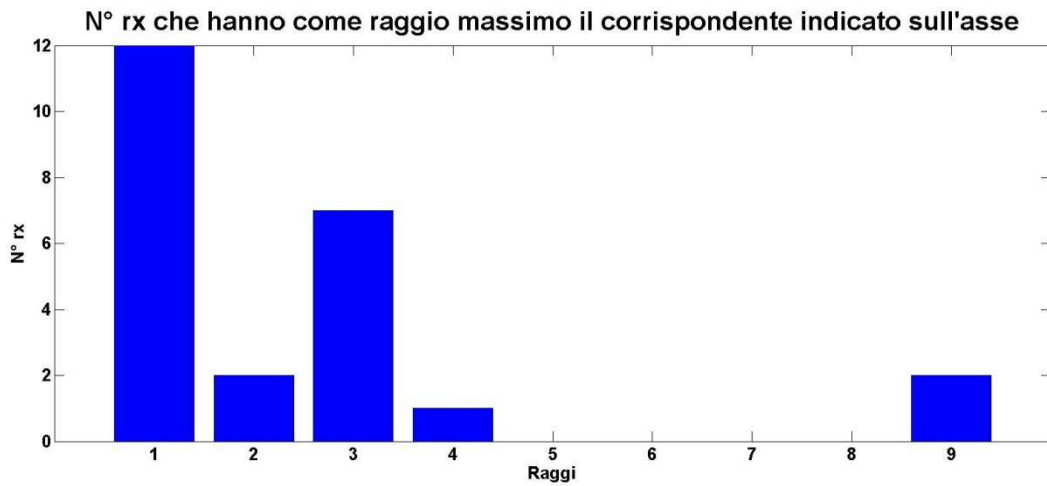


Figura 50: Numero di rx che scelgono il raggio corrispondente all'asse x.

I ricevitori che scelgono il nono raggio sono in realtà il sesto e il quindicesimo, che presentano un armadio di metallo lungo la loro linea di vista.

Nelle simulazioni effettuate finora l'interferenza è stata calcolata ogni volta facendo la media di tutte le interferenze che potevano esserci; ricordo, infatti, che a seconda della posizione degli zeri e dei lobi principali e quindi dell'utente interferente, si ottengono valori di interferenza diversi. Pertanto nel grafico 51 e 52 (rispettivamente per il caso a una cella, con interferenza multipiano, SDMA e per quello a tre celle, interferenza multipiano, SB) si sono riportati il valore medio del SINR e si è calcolata la deviazione standard che si ottiene da circa 2400000 casi di interferenze sommate in modo coerente e scelti in modo pseudo-random.

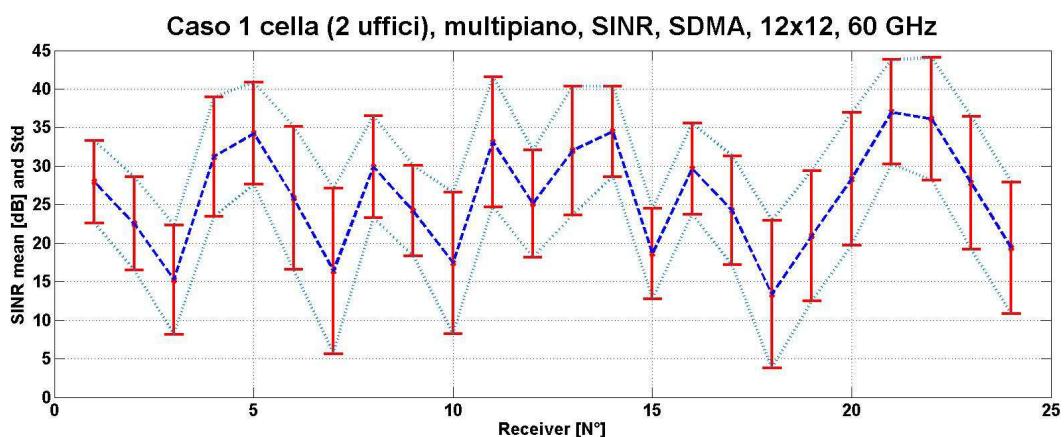


Figura 51: SINR in valor medio e std dell'interferenza nel caso a una cella con array 12x12 a 60 GHz.

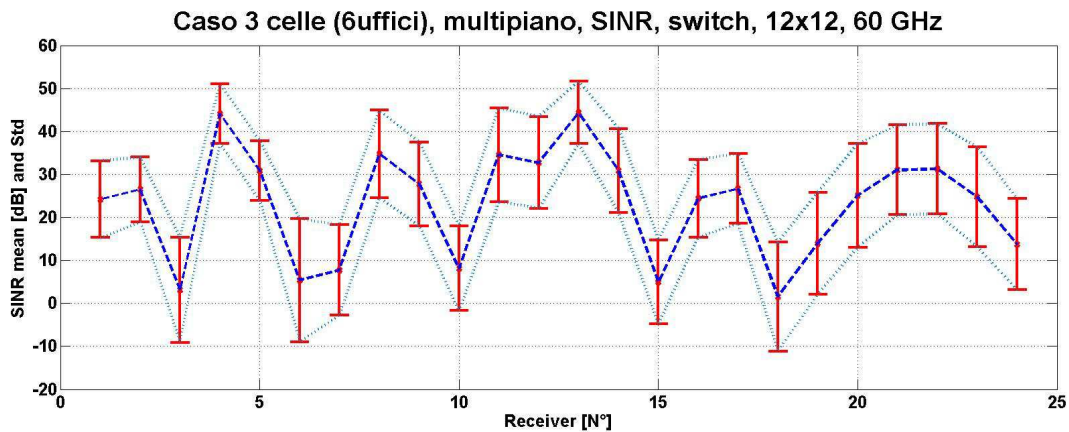


Figura 52: SINR in valor medio e std dell'interferenza nel caso a tre celle con array 12x12 a 60 GHz.

In ultima analisi, a 60 GHz si è scelto il caso di scenario con sei uffici e corridoio con la tecnica di switched beamforming per analizzare quanto la conducibilità dei muri secondari incida sulla propagazione indoor. Si sono effettuati dieci tentativi modificando il valore della sigma dei muri in cartongesso; in fig. 53 si sono rappresentati i casi estremi ovvero con $\sigma = 0.01$ e $\sigma = 0.09$ (valore usato nelle precedenti simulazioni a 60 GHz). Si evince che i cambiamenti ci sono soprattutto nel caso delle simulazioni effettuate secondo i nove raggi più forti dal punto di vista della potenza ricevuta, e riguardano soprattutto i ricevitori più ostruiti e lontani dal trasmettitore. Le simulazioni condotte lungo la radiale restano piuttosto costanti tranne nel caso del primo ricevitore (situato nell'ufficio in basso a sinistra) e del sedicesimo (speculare rispetto al primo).

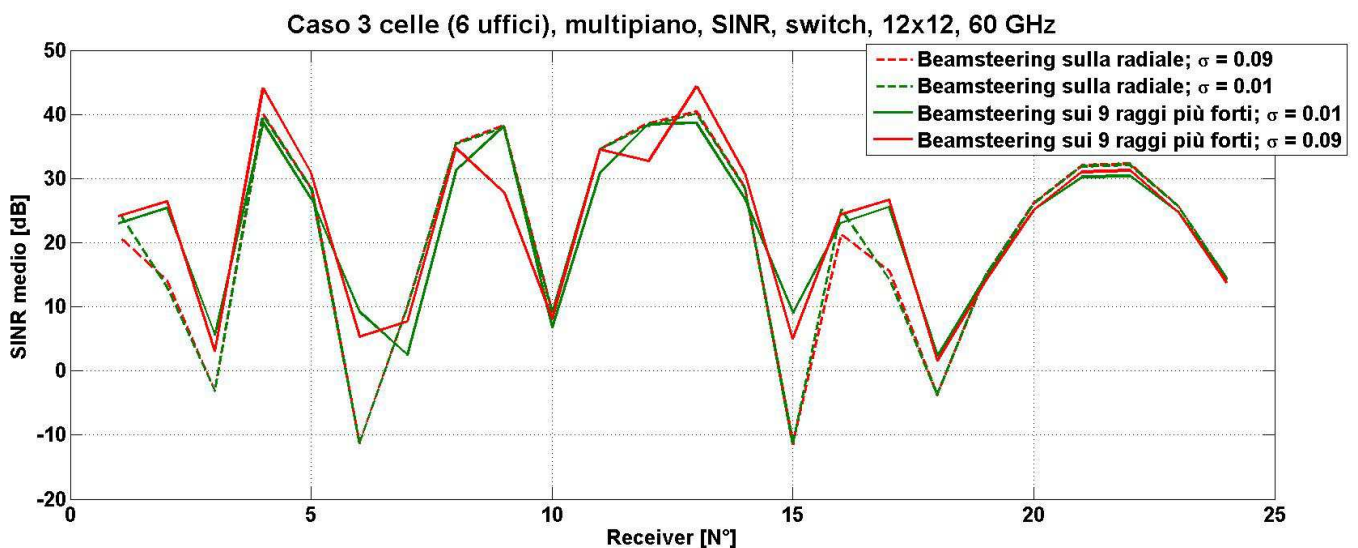


Figura 53: SINR medio con diversi valori di sigma.

3.5 Interpretazione sintetica dei risultati

Sia nei casi a 2.6 Ghz ma ancor di più in quelli a 60 GHz si ottengono degli ottimi risultati.

Inoltre, sono stati studi molto utili per comprendere come la miglior direttività e la maggior libertà di steering del lobo principale possa migliorare le prestazioni del sistema, aumentando il segnale utile ed al contempo diminuire la potenza interferente.

In generale, si può dedurre che nel caso a singolo utente (switched beamforming) il beamsteering produce sempre risultati migliori, in quanto le possibili scelte non determinano aumento di interferenza, non essendoci interferenza dei settori o delle celle adiacenti. Nel caso SDMA, invece, il settore adiacente produce interferenza quindi, a seconda dell'angolo di tilt scelto, si può verificare maggiore o minore interferenza, con il conseguente calo prestazionale in alcuni punti rispetto alla semplice scelta di effettuare il beamsteering secondo la radiale. Nei punti di scarsa copertura la scelta dei raggi predominanti per la copertura rimane comunque la tecnica migliore rispetto alla semplice scelta della radiale.

L'uso di tecniche di beamsteering differenti alla semplice scelta della radiale possono migliorare le prestazioni soprattutto in presenza di schiere molto direttive, capaci di indirizzare il lobo principale in direzioni precise, migliorando il segnale utile nei punti più ostruiti.

Tuttavia in diversi casi si è visto come la scelta della radiale a volte possa essere la soluzione migliore, perché in tali scenari e per alcune posizioni dell'utente, è la scelta che genera la minor interferenza nei confronti degli utenti presenti nelle celle e settori vicini.

Nel caso di situazioni abbastanza compromesse, le prestazioni della tecnica beamsteering su scelta di molteplici direzione rimane pressoché invariata, mentre il beamsteering scelto solo secondo la radiale può subire nei punti di maggior ostruzione un notevole decremento del rapporto SINR, questo perché in tali circostanze il raggiungimento del ricevitore si appoggia quasi esclusivamente alla diffrazione dell'oggetto ostruente, che come sappiamo è un fenomeno che si riduce notevolmente passando alle onde millimetriche.

Concludendo, si nota che nei casi in cui il rapporto segnale interferenza non risulta troppo compromesso si può ribadire l'importanza delle tecniche avanzate di beamsteering per la miglior copertura radio dei punti dello scenario fortemente ostruiti da ostacoli, soprattutto a onde millimetriche dove si riesce a sopperire alla presenza di ostacoli.

Conclusioni

L'obiettivo prefissato inizialmente, sollecitato dalla collaborazione aziendale con la "comscope", era quello di effettuare delle valutazioni a riguardo della copertura in ambienti di tipo commerciale con array planari di pochi elementi.

In seguito il lavoro è stato esteso a scenari anche di tipo più ordinario e ad antenne e tecniche molto più sofisticate ed avanzate, spinti dai risultati poco soddisfacenti a cui si era giunti.

La causa di questi ultimi va ricercata nella scelta delle antenna usate, in quanto array planari di pochi elementi (2x2 e 4x4) anche a frequenze di 2.6 GHz risultano poco adatte a coprire scenari commerciali di vaste dimensioni. Tali array risultano più adatti alla copertura di ambienti molto più piccoli in modo da coprire l'area immediatamente sotto la loro posizione, avendo delle problematiche lungo gli angoli radenti all'allineamento dell'array.

Con l'introduzione di tecniche quali beamsteering, invece, si ottengono grossi vantaggi nei casi in cui il rapporto segnale/rumore e interferenza non sia particolarmente compromesso, cioè in quei casi in cui il multipath non presenti un numero di cammini troppo elevato; alla frequenza di 60 GHz, inoltre, i vantaggi risultano ancora maggiori soprattutto perché si riesce a sopperire all'ostruzione degli ostacoli, da noi rappresentati attraverso muri divisorii in cartongesso e armadi in metallo.

Le nostre valutazioni sono state comunque estremizzate, perché riferite all'uso della stessa singola risorsa radio, quindi si è scelta la sola divisione di spazio a clusterizzazione unitaria perché si voleva enfatizzare l'influenza delle sole tecniche di puntamento in questi sistemi.

Spesso nella realtà queste situazioni possono ridursi adoperando una clusterizzazione più sofisticata e adottando delle divisioni più intelligenti quali ad esempio diverse frequenze o codice, che accoppiati ai nostri studi di beamforming porteranno notevoli vantaggi nei sistemi wireless indoor.

Appendice A: Postprocessing usato

Si sono effettuate molteplici elaborazioni a partire dal file dei raggi e, quindi, di tutte le informazioni che esso contiene. Riporto alcune funzioni usate per calcolare ad esempio potenza utile e interferenza nel caso dei diversi settori e delle diverse celle. In output restituisce i grafici di SINR e Throughput density presenti nel terzo capitolo

*%NOTA:A partire dalla potenza ricevuta e' immediato valutare il Path Gain
(e quindi il Path Loss) semplicemente sottraendo (dB-units) alla potenza
ricevuta la potenza trasmessa.*

```
function [SINR_array,Pr_array,Capacity_array]= RP_1cella_SDMA_2uffici_intelligente(Receiver_TOT,NRXPos,ntx_max,N0)
XMax=5;
YMax=10;
NRighe_rx=6;
NColonne_rx=3;
x=80;
y=80;
count=1;
MATRIX_RX_POS=zeros(NRighe_rx*NColonne_rx,2);
for i=1:NRighe_rx
    if i==1
        y=y+YMax/(2*NRighe_rx);
    else
        y=y+YMax/NRighe_rx;
    end
    for j=1:NColonne_rx
        if j==1
            x=x+XMax/(2*NColonne_rx);
        else
            x=x+XMax/NColonne_rx;
        end
        MATRIX_RX_POS(count,:)=x,y;
        count=count+1;
    end
    x=80;
end
XMax=2;
YMax=10;
NRighe_rx=6;
NColonne_rx=1;
x=85;
y=80;

for i=1:NRighe_rx
    if i==1
        y=y+YMax/(2*NRighe_rx);
    else
        y=y+YMax/NRighe_rx;
    end
    for j=1:NColonne_rx
        if j==1
            x=x+XMax/(2*NColonne_rx);
        else
            x=x+XMax/NColonne_rx;
```



```

end
MATRIX_RX_POS(count,:)=x,y];
count=count+1;
end
x=85;
end

CELL_BOUNDS=zeros(1,4);
CELL_BOUNDS(1,:)=80,87,80,90];
Real=0;
Imag=0;
Pr_array=zeros(1,NRXPos);
Pr_interf=zeros(1,NRXPos);
for i=1:NRXPos
for j=1:Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Rays_Number
if(Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j)==0)
Pr_array(1,i)=Pr_array(1,i)+(10^(Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Power(j)/10))/2;
else
Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
if (Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
% Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
Icomplex2=abs(Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
%Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
else
% Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
Icomplex=Receiver_TOT(i,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j);
end
Pr_array(1,i)=Pr_array(1,i)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
end
end
if i<10 || (i>18 && i<22) % primo ufficio oppure nel corridoio davanti il primo ufficio
init=10;
ends=18;
corridoio=[22,23,24];
else
init=1;
ends=9;
corridoio=[19,20,21];
end
array_variabale=[init:1:ends]; % contiene gli rx del settore corrente
array_variabale=[array_variabale,corridoio];
array_settore1=[1:9]; % id degli rx nel settore 1
array_settore1=[array_settore1,19,20,21];
array_settore2=[10:18];
array_settore2=[array_settore2,22,23,24];

% calcolo l' interferenza del settore affianco
Pr_interf_temp=zeros(12,1);
for k=1:12 % per ogni elemento dell'array rx (9+3)
p=array_variabale(k);
for j=1:Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Rays_Number
if(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j)==0)
Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(10^(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Power(j)/10))/2;
else
Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
if (Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
% Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
Icomplex2=abs(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));

```

```

        %Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
    else
        % Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
        Icomplex=Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(1,i).Receiver.Ic(j);
    end
    Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
end
end
end
Pr_interf(1,i)=Pr_interf(1,i)+mean(Pr_interf_temp);

% calcolo l' interferenza del piano inferiore, primo settore
Pr_interf_temp=zeros(12,1);
for k=1:12
    p=array_settore1(k);
    for j=1:Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Rays_Number
        if(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j)==0)
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(10^(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Power(j)/10))/2;
        else
            Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
            Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
            if (Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
                % Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
                Icomplex2=abs(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
                %Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
            else
                % Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
                Icomplex=Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j);
            end
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
        end
    end
end
Pr_interf(1,i)=Pr_interf(1,i)+mean(Pr_interf_temp);

% calcolo l' interferenza del piano inferiore, secondo settore
Pr_interf_temp=zeros(12,1);
for k=1:12
    p=array_settore2(k);
    for j=1:Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Rays_Number
        if(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j)==0)
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(10^(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Power(j)/30))/2;
        else
            Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
            Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
            if (Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
                % Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
                Icomplex2=abs(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
                %Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
            else
                % Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
                Icomplex=Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(2,i).Receiver.Ic(j);
            end
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
        end
    end
end
Pr_interf(1,i)=Pr_interf(1,i)+mean(Pr_interf_temp);

% calcolo l' interferenza del piano superiore, primo settore

```

```

Pr_interf_temp=zeros(12,1);
for k=1:12
    p=array_settore1(k);
    for j=1:Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Rays_Number
        if(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j)==0)
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(10^(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Power(j)/10))/2;
        else
            Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
            Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
            if (Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
                % Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
                Icomplex2=abs(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
                %Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
            else
                % Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
                Icomplex=Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j);
            end
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
        end
    end
end
Pr_interf(1,i)=Pr_interf(1,i)+mean(Pr_interf_temp);

% calcolo l' interferenza del piano superiore, secondo settore
Pr_interf_temp=zeros(12,1);
for k=1:12
    p=array_settore2(k);
    for j=1:Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Rays_Number
        if(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j)==0)
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(10^(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Power(j)/10))/2;
        else
            Icomplex=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi coerenti
            Icomplex2=complex(Real,Imag); % Memorizza la somma delle correnti complesse associate ai raggi di scattering e ORT
            if (Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.SCAT(j)>0 )
                % Raggio con scattering o raggio ORT trattato come coerente (si aggiunge una fase random)
                Icomplex2=abs(Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j))*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
                %Icomplex(i,1)=Icomplex(i,1)+Receiver(i).Ic(j)*exp(complex(0,-pi/2+pi*rand(1)));
            else
                % Raggio coerente (riflessione o diffrazione)
                Icomplex=Receiver_TOT(p,1).ReceiverALL(3,i).Receiver.Ic(j);
            end
            Pr_interf_temp(k,1)=Pr_interf_temp(k,1)+(abs(Icomplex)*abs(Icomplex)/8+abs(Icomplex2)*abs(Icomplex2)/8)/2;
        end
    end
end
Pr_interf(1,i)=Pr_interf(1,i)+mean(Pr_interf_temp);
end

SINR_array=Pr_array./(Pr_interf+10^(-10));
SINR_array=10.*log10(SINR_array);
Pr_array=10.*log10(Pr_array); % array delle potenze ricevute
for i=1:18
    patch([MATRIX_RX_POS(i,1)-5/6,MATRIX_RX_POS(i,1)+5/6,MATRIX_RX_POS(i,1)+5/6,MATRIX_RX_POS(i,1)-5/6],
[MATRIX_RX_POS(i,2)-5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)-5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)+5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)+5/6],SINR_array(1,i));
    Capacity_array(1,i)=2.*log2(1+10^(SINR_array(1,i)/10));
end
for i=19:24

```

```
    patch([MATRIX_RX_POS(i,1)-1,MATRIX_RX_POS(i,1)+1,MATRIX_RX_POS(i,1)+1,MATRIX_RX_POS(i,1)-1],  
          [MATRIX_RX_POS(i,2)-5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)-5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)+5/6,MATRIX_RX_POS(i,2)+5/6],  
          SINR_array(1,i));  
    Capacity_array(1,i)=2.*log2(1+10^(SINR_array(1,i)/10));  
end  
colorbar;
```

Bibliografia

- [1] V. Rizzoli, D. Masotti , *Lezioni di sistemi d'antenna*. Esculapio - Progetto Leonardo, 2006/2008.
- [2] Wei Liu, S. Weiss, *Wideband Beamforming Concepts and Techniques*, Wiley, 2010.
- [3] J. C. Liberti, T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation SDMA Applications*, Prentice Hall PTR, 1999.
- [4] E. M. Vitucci, L. Tarlazzi, F. Fuschini, V. Degli Esposti, *Interleaved - MIMO DAS for Indoor Radio Coverage: Study of propagation and planning*, Proceedings of the International Symposium on Signals and Systems, and Electronics (ISSE 2012), Potsdam, Germany, 3-5 October, 2012.
- [5] V. Degli Esposti, G. Falciasacca, E. M. Vitucci, *A Meaningful Indoor Path - Loss Formula*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.12, no. 1, pp.872-875, December 2013.
- [6] L. M. Correia, P. O. Françès, *Estimation of Materials Characteristics from Power Measurements at 60 GHz*, IEEE, pp.510-511, 1994.
- [7] WiGig Alliance, *Defining the Future of Multi - Gigabit Wireless Communications*, White paper, July 2010.
- [8] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez, *Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!*, Access IEEE, Vol.1, pp.335-349,2013.
- [9] K. Sato, T. Manabe, T. Ihara, H. Saito, S. Ito, T. Tanaka, K Sugai, N. Ohmi, Y. Murakami, M. SHybayama, Y. Konoshi, T. Kimura, *Measurement of Reflection and Trasmision Characteristics of Interior Structures of Office Building in the 60 GHz Band*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No.12, December 1997.
- [10] V. Degli Esposti, *Modelli di propagazione*, slides del corso di propagazione e pianificazione nei sistemi d'area, 2013.
- [11] F.Fuschini, E. M. Vitucci, *Manuale 3D Scat (vers. 1.1)*.

[12] Falaschi, *Validazione di un modello di Ray Tracing in un ambiente MIMO indoor*, Tesi di laurea, 2008/2009 .

Indice delle figure

Figura 1: Regione di visibilità per il raggio diretto.....	3
Figura 2: Generazione di Tx virtuali.....	4
Figura 3: Diagramma di radiazione di una singola antenna patch.....	14
Figura 4: Diagramma di radiazione dell'array 4x4 in 3D a 2600 MHz.....	15
Figura 5: Diagramma di radiazione dell'array 12x12 in 3D a 2600 MHz.....	16
Figura 6: Caso Single Input Multiple Output.....	18
Figura 7: Caso Multiple Input Multiple Output.....	19
Figura 8: Andamento della distribuzione dei lobi di radiazione del fattore di schiera.....	26
Figura 9: Polinomi di Chebyshev di prima specie con $m=5$	29
Figura 10: Risposta di un array lineare broadside rispetto a un'onda complessa piana interferente.....	34
Figura 11: Schema di un beamformer.....	37
Figura 12: Esempi di trasmettitore e ricevitori in SB.....	38
Figura 13: Schema di principio della tecnica SDMA.....	40
Figura 14: Esempio di trasmettitore e ricevitori in SDMA.....	40
Figura 15: Esempi di rx e tx in Spatial Division Multiplexing Access.....	40
Figura 16: Esempio di propagazione delle onde in uno scenario reale indoor.....	46
Figura 17: Scenari a pianta quadrata a 4 e 9 celle divise da muri.....	47
Figura 18: Esempio di 4 celle e 9 celle con muri interni e diversi piani in 3D.....	48
Figura 19: Scenario con 1 cella, 2 uffici e corridoio.....	49
Figura 20: Scenario con 1 cella, 2 uffici più corridoio.....	49
Figura 21: Esempio di scenario con corridoio e uffici in propagazione RT.....	50
Figura 22: Distribuzione del SINR [dB] nel caso Maximum Ratio Combining.....	51
Figura 23: funzione di densità di probabilità ottenuta dai 3600 punti.....	52
Figura 24: Confronto Path Loss vs Ray Tracing del rapporto SINR.....	54
Figura 25: Confronto SISO vs Diversità impiegando il Ray Tracing (potenze dei raggi sommate in modo incoerente).....	55
Figura 26: C.d.f del SINR e del throughput density campionato su 3600 punti.....	56
Figura 27: Confronto in termini di throughput density tra le varie tecniche in esame (campionamento a 3600 punti, con uso del Ray Tracing con interazioni abilitate.....	56
Figura 28: SINR SB vs SDMA nel caso 9 celle, 3 piani, con muri.....	57
Figura 29: Throughput density SISO vs SB vs SDMA; caso 9 celle, con muri divisorii, interferenza multipiano.....	58
Figura 30: SINR nel caso 4 celle, 3 piani, con muri interni e scenario ridotto.....	58
Figura 31: Caso 9 celle, 3 piani, senza muri divisorii a scenario ridotto.....	59
Figura 32: Throughput density caso 9 celle, 3 piani, senza muri interni a scenario ridotto.....	59
Figura 33: Trade-off tra le diverse tecniche per i sistemi MIMO.....	60
Figura 34: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica Switched beamsteering.....	62
Figura 35: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica di SDMA.....	63
Figura 36: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della tecnica utilizzata (SB o SDMA) e della scelta di steering. Schiera di tx 2x8 o 12x12.....	63

Figura 37: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica Switched beamsteering.	64
Figura 38: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della schiera in trasmissione e della scelta di steering. Tecnica SDMA.	65
Figura 39: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della tecnica utilizzata (SB o SDMA) e della scelta di steering. Schiera di tx 2x8 e 12x12	66
Figura 40: Istogramma rappresentante il SINR medio dei 24 utenti nel caso 3 celle, switch, 2x8.	66
Figura 41: Istogramma rappresentante il SINR medio dei 24 utenti nel caso a 1 cella, SDMA, 12x12	67
Figura 42: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering	68
Figura 43: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA	68
Figura 44: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering.	69
Figura 45: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.	69
Figura 46: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering	70
Figura 47: SINR in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.	70
Figura 48: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica Switched beamsteering.	71
Figura 49: Throughput density in funzione della posizione dell'utente, al variare della scelta di steering e della frequenza (2600 MHz o 60 GHz). Tecnica SDMA.	71
Figura 50: Numero di rx che scelgono il raggio corrispondente all'asse x.	72
Figura 51: SINR in valor medio e std dell'interferenza nel caso a una cella con array 12x12 a 60 GHz.	72
Figura 52: SINR in valor medio e std dell'interferenza nel caso a tre celle con array 12x12 a 60 GHz.	73
Figura 53: SINR medio con diversi valori di sigma.	73

Ringraziamenti

Alla fine di questo percorso, desidero ringraziare il mio relatore Prof. Ing. Vittorio Degli Esposti, che mi ha fornito l'opportunità di affrontare questo studio sempre con passione, disponibilità e interesse. Ringrazio, inoltre, il mio correlatore Dott. Ing. Enrico Maria Vitucci, che con la sua competenza e pazienza mi ha sempre seguita durante le simulazioni. E' doveroso per me menzionare l'Ing. Federico Falaschi, che ha collaborato con me alla stesura di questo elaborato.

Ringrazio il mio piccolo amico Bruce per la sua pazienza e fedeltà, è sempre rimasto al mio fianco in ogni momento affettuosamente.

Un grazie di cuore va anche a Michele con i suoi utilissimi consigli e la sua presenza costante, che assieme a tutti gli altri amici di università, d'infanzia e di scuola di ballo sono riusciti a incoraggiarmi in ogni momento di difficoltà.