



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

**“SISTEMI AD ONDE MILLIMETRICHE
PER IL POSIZIONAMENTO DI TERMINALI MOBILI”**

Relatore: Prof. / Dott Nicola Laurenti

Laureando/a: Stefano Bortolatto 1222373

ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023

Data di laurea 21/07/2023

Indice

| | | |
|-----|---|----|
| 1 | Introduzione..... | 3 |
| 2. | Propagazione delle onde millimetriche..... | 6 |
| 3 | Beamforming e posizionamento..... | 11 |
| 3.1 | Beamforming..... | 11 |
| 3.2 | Time Delay of Arrival (TDOA)..... | 12 |
| 3.3 | Received Signal Strength Indication..... | 13 |
| 3.4 | Algoritmi BMIP e ABSP basati su RSSI..... | 15 |
| 3.5 | Reconfigurable Intelligent Surface..... | 18 |
| 3.6 | Algoritmo basato su RIS e fingerprint..... | 20 |
| 4 | Radar a onde millimetriche..... | 22 |
| 4.1 | Radar SAR a onde millimetriche..... | 22 |
| 4.2 | Posizionamento di veicoli tramite RSSI..... | 24 |
| 4.3 | Algoritmi AoA per veicoli a guida autonoma..... | 27 |
| | Conclusioni..... | 30 |
| | Bibliografia..... | 31 |

1 Introduzione

Con l'avvento della rete 5G, ancora nelle sue fasi iniziali di implementazione, si apre una nuova strada per le comunicazioni mobili che oggi più che mai hanno nuovi mercati a disposizione e nuove sfide da affrontare [6].

Lo scenario globale dei dispositivi che questa e le nuove reti, chiamate nella letteratura scientifica *B5G networks (Beyond 5G networks)*, dovranno servire si prospetta molto diverso da quello attuale.

Non è così difficile, cercando articoli sulla rete 4G, imbattersi in articoli scritti intorno al 2010 in cui le qualità più apprezzate delle rete siano l'alta velocità e di conseguenza la possibilità di "avere tutta la potenza di internet nel palmo della tua mano" [1]. Solo una decina di anni fa il focus era questo perché il mercato dei cellulari era in rapida ascesa e avrebbe raggiunto il suo picco da lì a pochi anni, ma oggi il mercato è cambiato e con esso anche il focus delle nuove tecnologie.

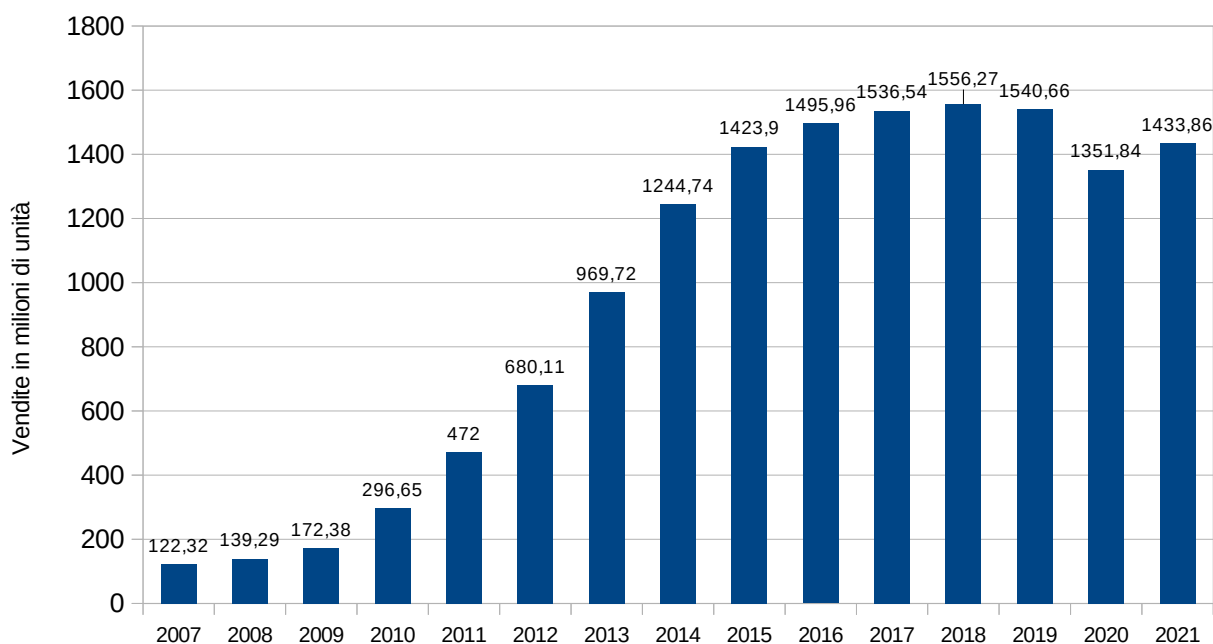


Fig. 1: cellulari venduti globalmente a utenti finali 2007-2021 (in milioni di unità), rielaborato da [2]

Come si può notare dalla Figura 1 il mercato degli smartphones, dopo una crescita vertiginosa [2] tra il 2010 e il 2015, ha raggiunto in questi ultimi 4 anni una fase di stagnazione e si è assestato a valori che si sono mantenuti e si stima resteranno pressoché costanti per i prossimi anni [3]. Un nuovo settore prenderà il sopravvento, come visibile dal numero di connessioni impiegate globalmente in questo nuovo ambito nella Figura 2, e sarà quello dell'Internet of Things (IoT), guidato da aziende il cui fatturato globale nel settore è e sarà in continua crescita [4], e che faranno quindi pesare la loro domanda a livello mondiale di connessioni destinate a soddisfare al meglio questi nuovi terminali.

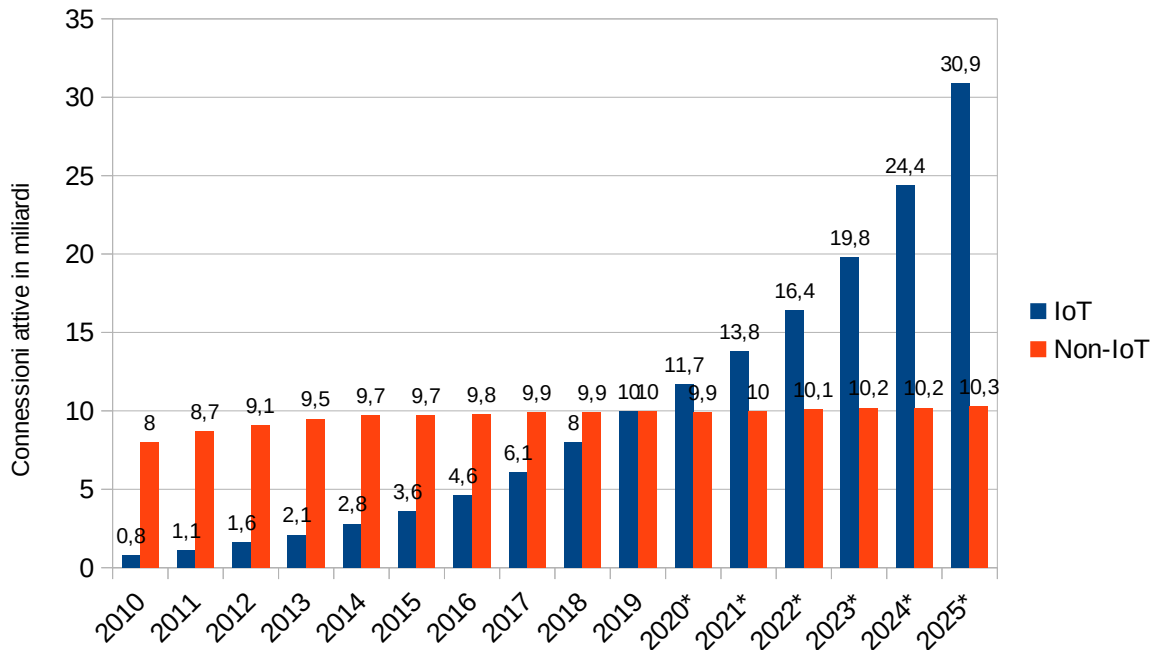


Fig. 2: dati e previsioni (anni con *) sul numero di connessioni globali di terminali IoT e non tra il 2010 e il 2025, rielaborato da [3]

Quando si parla di IoT ci si riferisce in realtà a dispositivi di natura estremamente variegata e impiegati in settori assai vari: dalla cosiddetta “smart home” fino all’industria 4.0, dalle auto a guida autonoma agli UAV (“Unmanned Aerial Vehicles”, comunemente detti droni). Tutti questi ambiti hanno richieste specifiche e non si limitano alla semplice velocità di trasferimento dati, ma si richiede alla rete la capacità di gestire milioni di connessioni in pochi chilometri quadrati [5], di assicurare connessioni buone in condizioni di alta mobilità e di garantire latenze il più basse possibili [6].

Le onde millimetriche sono le candidate ideali per rispondere ai bisogni delle future generazioni di device e per risolvere problemi più incombenti come lo “spectrum shortage”, ovvero la necessità di ampliare lo spettro di frequenze utilizzabili per comunicazioni commerciali onde evitare la saturazione dello spettro già disponibile e sfruttato dalle generazioni di reti precedenti.

Frequency Range 1 (abbreviato in FR1) è il nome dato alle frequenze comprese tra 410 MHz e 7125 MHz [7]. Calcolando le lunghezze d’onda λ delle frequenze in questa porzione dello spettro (assumendo la velocità di propagazione c , velocità della luce nel vuoto) otteniamo valori compresi tra i 4 e i 70 centimetri.

$$f_{\min} = 410 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{\max} = \frac{c}{f} \approx 0,73 \text{ m} \quad f_{\max} = 7125 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{\min} \approx 4,2 \text{ cm}$$

Già ampiamente sfruttato dalle precedenti generazioni di reti mobili (2G, 3G e 4G) e da altre tecnologie di connessioni wireless come Wi-Fi e Bluetooth; sarà il primo range di frequenze in cui approderà il 5G sotto forma di rete “non standalone”, ovvero una rete che si appoggerà sulla già esistente struttura portante della rete 4G per funzionare, in modo da rendere il rollout più facile e graduale.

In questa porzione dello spettro elettromagnetico non vi sono peculiarità che distinguono il 5G dai suoi predecessori: le frequenze più basse, intorno al GHz, saranno usate per garantire una minima copertura a vaste aree e le frequenze superiori ai 2 GHz offriranno velocità equiparabili alla rete già esistente.

Lo spettro di frequenze su cui si concentrerà questa trattazione e su cui il 5G si presenta come una rete diversa dalle precedenti è quello denominato *Frequency Range 2* (abbreviato FR2), che si estende dai 24,25 GHz fino ai 71 GHz [7] e conosciuta anche come “banda a onde millimetriche”, per via delle lunghezze d’onda comprese tra 4 mm e 1 cm.

$$f_{\min} = 24,25 \text{ GHz} \rightarrow \lambda_{\max} = \frac{c}{f} \approx 1,2 \text{ cm} \quad f_{\max} = 71 \text{ GHz} \rightarrow \lambda_{\min} \approx 4,2 \text{ mm}$$

2. Propagazione delle onde millimetriche

Lo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche su queste frequenze è attivo già dagli anni '80, perché le loro potenzialità in ambito di comunicazioni ad alta velocità sono facilmente intuibili: frequenze maggiori e l'apertura di nuove zone dello spettro elettromagnetico permettono di progettare canali con bande più larghe, garantendo più affidabilità nella trasmissione e bitrate maggiori.

Il modo con cui un segnale è influenzato dal mondo esterno durante la sua propagazione dipende molto dalla sua lunghezza d'onda λ , in quanto essa può determinare l'insorgere o meno di fenomeni a volte distruttivi e altre costruttivi. I più prominenti nell'ambito della trasmissione radio sono: l'assorbimento, la riflessione e l'attenuazione.

L'*assorbimento* è un fenomeno che si verifica quando un'onda passa da un mezzo di propagazione ad un altro e parte della sua energia viene assorbita sotto forma di calore dall'oggetto stesso che si cerca di attraversare.

| Materiale | 2,4 GHz | 5 GHz |
|-------------------------|----------------|--------------|
| Pareti in cartongesso | 3-4 dB | 3-5 dB |
| Pareti divisorie | 2-5 dB | 4-9 dB |
| Porta di legno | 3-4 dB | 6-7 dB |
| Muro di cemento/mattoni | 6-18 dB | 10-30 dB |
| Finestra in vetro | 2-3 dB | 6-8 dB |
| Doppio vetro | 13 dB | 20 dB |
| Vetro antiproiettile | 10 dB | 20 dB |
| Porta d'acciaio | 13-19 dB | 25-32 dB |
| Corpo umano | 3 dB | 5 dB |

Come si può osservare nella Tabella 1 il tipo di materiale attraversato è sicuramente da considerare, ma anche la frequenza gioca un ruolo fondamentale e infatti degli stessi oggetti a 2,4 GHz e a 5 GHz hanno attenuazioni dovute all'assorbimento diverse.

Tab. 1: valori approssimativi di attenuazione da oggetti di uso comune nell'ambito Wi-Fi, rielaborata da [21]

Gli esperimenti condotti in [8] per verificare l'attenuazione un corpo umano alle frequenze del FR2, effettuati in interno e con configurazione MIMO 4×4 con antenne a guadagno 20 dBi e 18° di *Half Power Beam Width* (HPBW), riportano risultati simili a quelli predetti dai modelli matematici.

I modelli usati per calcolare l'attenuazione di un corpo umano sono basati su due principi differenti: il modello Knife-Edge Diffraction (KED), qui nelle due varianti METIS KED e Kirchhoff KED, tratta il corpo umano come uno schermo rettangolare riflettente e il modello Geometrical Theory of Diffraction (GTD), che considera il corpo come un cilindro di materiale riflettente. Nella variante METIS viene calcolata l'attenuazione tramite il cono d'ombra mentre nella variante Kirchhoff si utilizza l'equazione di diffrazione di Kirchhoff.

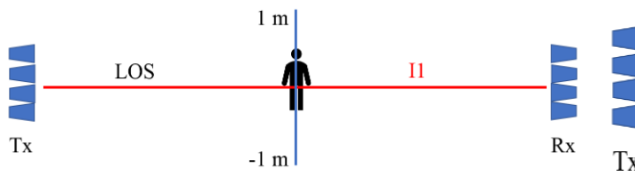


Fig. 3a: schema dell'esperimento 1 condotto in [8]

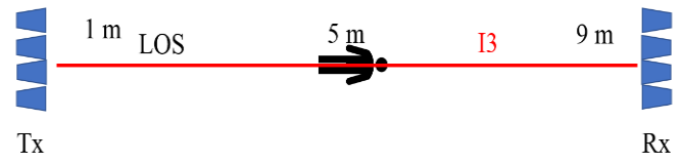


Fig 3b: schema dell'esperimento 2 condotto in [8]

Il primo esperimento preso in esame consiste nell'attraversamento perpendicolare di una persona della linea di visione delle antenne, mentre nel secondo la persona si trova a percorrere 8 metri lungo suddetta linea; entrambi questi esperimenti sono stati ripetuti più volte per le frequenze di 28, 32 e 39 GHz.

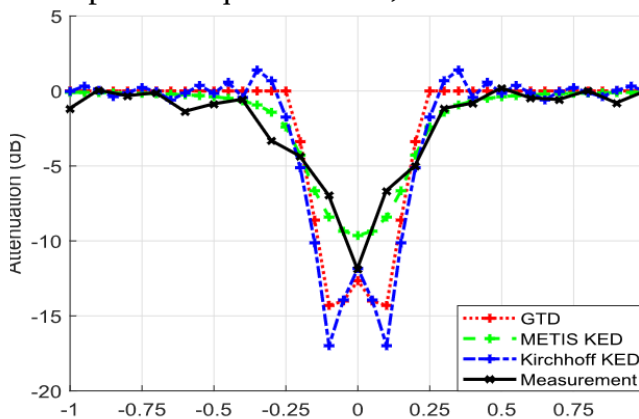


Fig. 4a: attenuazione registrata nell'esperimento 1 durante il passaggio della persona sulla linea di visione delle antenne

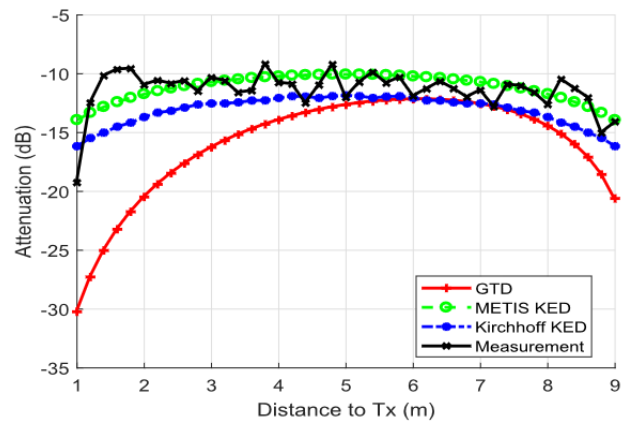


Fig. 4b: attenuazione del corpo umano registrata nelle varie posizioni dell'esperimento 2

Secondo i dati sperimentali, in concordanza coi modelli matematici, visualizzabili nelle Figura 4a e 4b, l'attenuazione causata da un corpo umano che si interpone tra due antenne operanti a 28 GHz si attesta tra i 10 e i 15 dB e intuitivamente anche gli edifici risulteranno estremamente più difficili da attraversare per le onde millimetriche, come infatti dimostra la Tabella 2. Sono stati condotti diversi esperimenti [9], cambiando edifici, frequenze e orientamento dell'antenna trasmittente e i risultati restituiscono valori assai problematici per la trasmissione su lunghe distanze in aree urbane.

| Tipo di costruzione | Puntamento antenna | Larghezza/Altezza edificio (in metri) | Lunghezza del percorso (in metri) | Segnale ricevuto (in dBm) alle frequenze (GHz) di: | | |
|----------------------|--------------------|---------------------------------------|-----------------------------------|--|-------|-------|
| | | | | 9,6 | 28,8 | 57,6 |
| Mura di cemento | Diretto | 17/6 | 42 | -107 | <-132 | <-132 |
| " | " | " | 53 | -87 | -130 | <-132 |
| " | " | " | 90 | -92 | -98 | -113 |
| " | Bordo del tetto | " | 53 | -80 | -80 | -93 |
| Mura di calcestruzzo | Diretto | 100/7 | 200 | <-132 | <-132 | <-132 |
| " | Bordo del tetto | " | " | -113 | -117 | -132 |
| " | " | " | 260 | -104 | -104 | -130 |
| Mattoni con finestre | Diretto | 40/16 | 120 | -113 | -130 | <-132 |
| " | Bordo del tetto | " | " | -104 | -114 | -127 |

| | | | | | | |
|-------|---------|------|----|-----|-----|------|
| Vetro | diretto | 53/9 | 72 | -88 | -90 | -107 |
|-------|---------|------|----|-----|-----|------|

Tab. 2: livello di potenza ricevuta con edifici come ostacoli, rielaborata da [9]

È possibile migliorare i risultati grazie a fenomeni quali la diffrazione e le interferenze costruttive dalla propagazione multi-percorso, ottenute puntando con cura l'antenna verso i bordi degli edifici (nella Tabella 2 il tetto) tuttavia il segnale ricevuto risulta comunque estremamente debole, al punto tale che in alcune prove non è stato possibile captarlo per via dell'insufficiente sensibilità delle antenne in ricezione (-132 dBm).

Questa grande suscettibilità agli ostacoli anche di piccole dimensioni è il motivo per cui le frequenze del FR1 saranno usate anche dalle prossime generazioni di reti mobili: esse garantiranno la copertura basilare per garantire accesso a chiamate Voice-Over-LTE (VoLTE) e internet.

Tuttavia anche in situazioni di connessioni a breve distanza e all'interno queste alte frequenze riscontrano problemi non trascurabili, legati in particolare ai fenomeni di assorbimento atmosferico, riflessione e da ciò che viene chiamato "attenuazione da spazio libero".

L'assorbimento atmosferico è dettato dalla presenza nell'atmosfera di acqua, sotto forma di vapore e/o liquida, e di ossigeno, elementi in grado di assorbire energia dalle onde radio; anche tralasciando gli alti picchi di attenuazione intorno ai 22 GHz e ai 60 GHz, gli effetti del fenomeno rimangono mediamente crescente nello spettro delle onde millimetriche. [10]

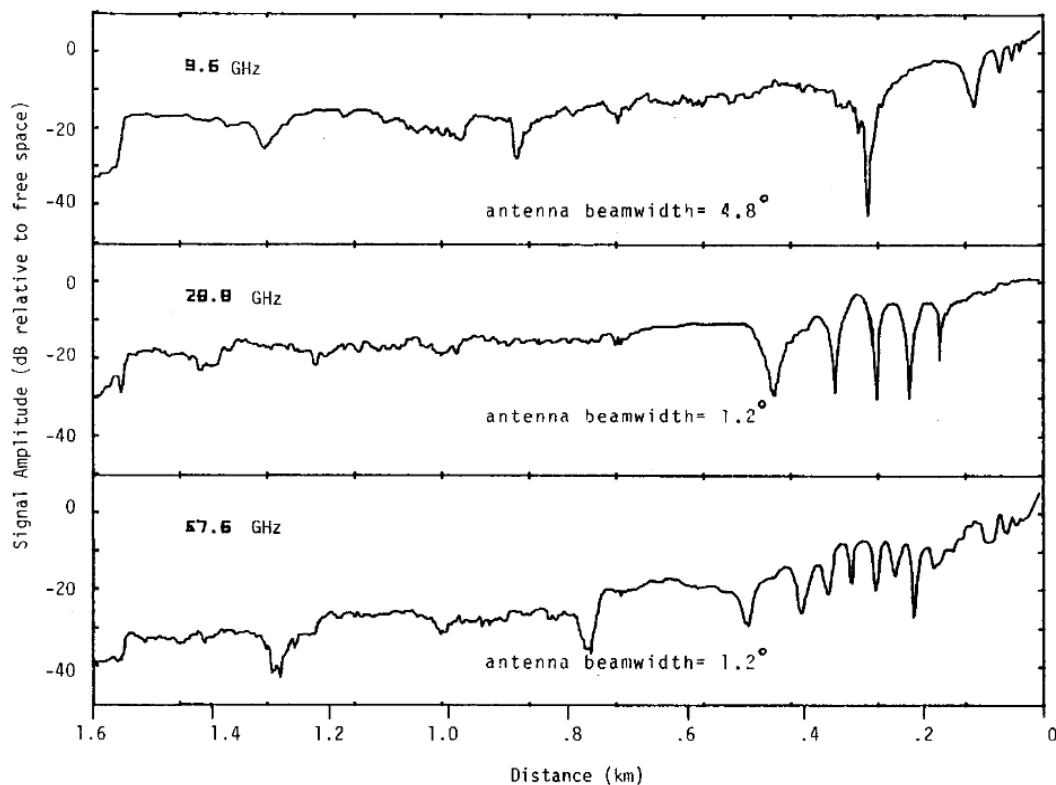


Fig. 5: Ampiezza del segnale misurato in [9] lungo una strada rurale in relazione alla distanza

La Figura 5 [9] rappresenta il livello di potenza ricevuta ad una determinata distanza dal trasmettitore con una trasmissione LOS e mentre la rilevazione per le due frequenze più

basse si stabilizza intorno ai -20 dB dopo 1 km, quando osserviamo il grafico per il segnale a 57,6 GHz notiamo che il livello continua a scendere fino a -30 dB quando ci troviamo a 1400 metri dalla sorgente.

L'attenuazione atmosferica si preannuncia quindi un fenomeno con cui convivere se si vorrà alzare la frequenza usata dalle trasmissioni via etere e in questi stessi grafici si può osservare un altro fenomeno problematico: i picchi negativi in corrispondenza delle distanze minori (tra i 200 e 400 metri) sono associati a interferenze tra la porzione d'onda che raggiunge direttamente il ricevente e la porzione che è rimbalzata sul manto stradale.

Inoltre, proprio vista la minuta lunghezza d'onda di queste frequenze, molte superfici di uso comune in edilizia, come cemento e mattoni, non presentano più l'effetto cosiddetto di "piano liscio" e questo comporta una forte degradazione del livello di potenza ricevuto dopo che l'onda ha rimbalzato contro un muro per l'insorgere di fenomeni distruttivi legati alla riflessione diffusa.

In un altro esperimento condotto in [9] è stata misurata la potenza ricevuta di un'onda alle frequenze di 9,6 GHz, 28,8 GHz e 57,6 GHz dopo aver rimbalzato contro la superficie di un edificio, a diverse distanze e angolazione e di diversi materiali. Le antenne in trasmissione avevano un beamwidth di 10°, mentre quelle in ricezione 4,8° a 9,6 GHz e 1,2° a 28,8 e 57,6 GHz; l'esperimento è stato condotto con le antenne poste su una linea parallela alla superficie bersaglio e ad una certa distanza da essa, puntando l'antenna trasmittente in modo da ottenere un'incidenza normale. Oltre alla variazione di distanza è stata anche testata la riflessione a diverse angolazioni di ricezione, con i risultati elencati nella Tabella 3.

| Superficie dell'edificio bersaglio | Attenuazione d'ampiezza in dB | | | Distanza dall'obiettivo (solo andata) |
|------------------------------------|-------------------------------|---------------|---------------|---------------------------------------|
| | 9,6 GHz | 28,8 GHz | 57,6 GHz | |
| Metallo | 0 | -1 | -1 | 50 metri |
| Metallo | +2 | -5 | -7 | 41 metri |
| Metallo | -2 | -3 | -1 | 50 metri |
| Metallo | +1 | -8 | -7 | 80 metri |
| Metallo | -6 | +1 | -9 | 109 metri |
| | -1 | -3 | -5 | Media |
| Mattoni (solido) | -2 | -7 | -7 | 95 metri |
| Mattoni (solido) | -6 | -14 | -8 | 47 metri |
| Calcestruzzo rigato | -6 | -11 | -19 | 64 metri |
| Calcestruzzo rigato | -5 | -7 | -18 | 65 metri |
| Mattoni (con finestre) | -9 | -14 | -18 | 93 metri |
| Mattoni (con finestre) | -12 | -15 | -15 | 135 metri |
| Calcestruzzo con inerti | -6 | -12 | -17 | 75 metri |
| Calcestruzzo con inerti | -12 | -10 | -20 | 75 metri |
| | -8,5 | -11,25 | -15,25 | Media |

Tab. 3: Ampiezza del segnale ricevuto dopo la riflessione da varie superfici di edifici, a varie distanze e con angolazioni differenti, rielaborata da [9]

Eccezion fatta per il metallo, materiale conduttore, le più comuni superfici di edifici presentano una notevole differenza nell'attenuazione dimostrata quando si cambia la distanza o l'angolo di ricezione e questo si ritiene sia causato dall'irregolarità della superficie (quantomeno a livello millimetrico) che genererebbe un fenomeno di riflessione diffusa; l'aumentare dell'attenuazione con la frequenza è giustificato da un'onda sempre più corta e che si rende più suscettibile alle irregolarità, a cui bisogna aggiungere un maggiore assorbimento del materiale non perfettamente riflettente.

A questi problemi si aggiunge quello dell'attenuazione da spazio libero, che nonostante si chiami così non è un fenomeno di attenuazione vero e proprio. Tutto parte dalla formula di

trasmissione di Friis: $\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2$

Dove si indica:

- P_t e P_r rispettivamente potenza trasmessa e ricevuta
- G_t e G_r rispettivamente il guadagno delle antenne in trasmissione e in ricezione nella direzione in cui è avvenuta la propagazione dell'onda
- λ lunghezza d'onda
- D la distanza tra le antenne, assumendo che sia $D \gg \lambda$ in modo da poter approssimare l'onda in ricezione come onda piana

L'attenuazione da spazio libero è proprio il fattore $\left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2$ che genera una perdita di potenza in ricezione dipendente dalla lunghezza d'onda, e quindi dalla frequenza, usata.

Questa formula viene ricavata in un modello a banda stretta, ciononostante con alcune modifiche è rappresentativa della realtà anche in casi in cui le premesse di un modello a banda stretta vengono meno; la dipendenza dalla frequenza deriva da un limite fisico nella progettazione delle antenne: a parità di design un'antenna è tanto più piccola quanto è alta la frequenza per cui è progettata. La quantità di potenza irradiata rimane costante all'interno di un angolo solido, ma l'area su cui si disperde aumenta man mano che ci si allontana dalla sorgente; questo comporta una perdita di potenza in ricezione maggiore per le alte frequenze perché, banalmente, l'antenna avrà un'area minore di un'antenna con design simile ma progettata per frequenze più basse, di conseguenza capterà meno potenza.

3 Beamforming e posizionamento

3.1 Beamforming

L'acronimo MIMO sta per "Multiple Input Multiple Output" e consiste nello sfruttare più antenne per la ricezione e la trasmissione di segnali via etere, con due possibili varianti:

- Diversità spaziale: le M antenne a disposizione per la trasmissione inviano tutte lo stesso messaggio
- Multiplexing spaziale: il messaggio viene diviso in M parti e ognuna delle M antenne invia una parte diversa

Nel caso di multiplexing spaziale il canale, rappresentato dalla matrice $M \times M$ \mathbf{H} , deve garantire un certo grado di diversità nei percorsi seguiti dalle M parti di segnale; il segnale x originale verrebbe suddiviso in $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]$, trasmesso sulle M antenne con guadagno \mathbf{W} e in ricezione avremmo $\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n}$ da cui si può ricavare $\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H} \mathbf{W})^{-1} \mathbf{y}$. Per la sua natura di multiplexing sappiamo che $\mathbf{W} = \text{diag}(w_1, \dots, w_M)$ e il prodotto con \mathbf{H} è invertibile solo se $\mathbf{H} \neq k\mathbf{I}$. Questo è facilmente ottenibile se l'onda rimbalza su varie superfici ma, come illustrato nel capitolo precedente (in particolare in [9]), le frequenze nel FR2 soffrono forti cali di potenza ricevuta a causa di riflessioni su pareti e interferenze derivate da percorsi multipli.

La diversità spaziale invece è estremamente efficiente nel caso di comunicazioni LOS, preferibili se si lavora con trasmissioni a onde millimetriche, questo grazie alla tecnica di beamforming, con la quale è possibile concentrare il flusso di potenza irradiato da delle antenne isometriche in una sola direzione, sfruttando uno stesso segnale con diverse sfasature temporali.

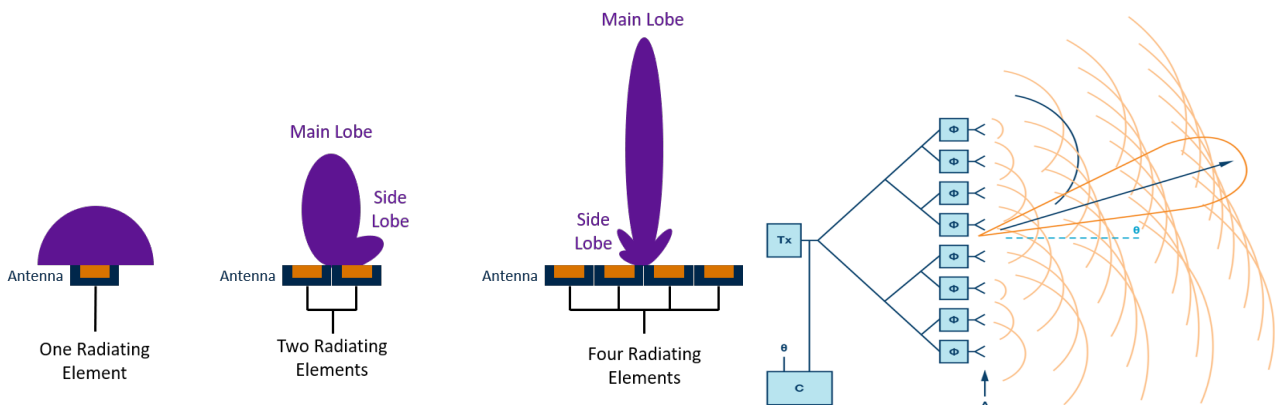


Fig. 6: lo stesso segnale viene inviato da più antenne con un leggero ritardo o con una fase diversa, grazie ai quali si può indirizzare l'onda in una direzione predefinita.

Le antenne usate per direzionare il fascio sono unite in array e ciascun array ha una direzione di massima potenza trasmessa (main lobe) che si estende in una direzione sempre più ristretta man mano che aumentano le antenne usate, ma anche dei massimi secondari (side lobe) che aumentano sempre di più in numero. Tra un massimo e il successivo vi sono delle direzioni di minima potenza trasmessa in cui, idealmente, non viene irradiata alcuna

potenza e che possono essere sfruttati a loro volta da un altro array di antenne per la trasmissione [11]. Con un numero sufficientemente alto di array si può offrire copertura ad una stanza facendo sì che gli utenti siano serviti da array diversi in base alla loro posizione e che ciascun array operi nelle zone d'ombra degli altri array per minimizzare le interferenze.

Questa tecnica richiede tuttavia un numero molto elevato di antenne, ecco perché viene definita *massive MIMO*, e una notevole precisione nel tracciamento dei dispositivi mobili da servire, come computer o cellulari che si spostano in un aula o ufficio. Tale precisione non può essere raggiunta tramite una comune localizzazione GPS, che anche in condizioni ottimali (certamente non indoor) ha un'accuratezza di circa 5 metri [17].

3.2 Time Delay of Arrival (TDOA)

Gli algoritmi implementabili in una rete wireless per stimare la posizione dei device connessi ad essa sono molti e si basano sulle proprietà fisiche del segnale inviato e/o ricevuto dagli Access Point.

Come illustrato in [12], un metodo relativamente intuitivo sfrutta la differenza nei tempi di arrivo (TDOA, *time difference of arrival*) di un segnale inviato da un dispositivo utente (DU) a diverse antenne installate in luoghi diversi della stanza; per evitare procedimenti di sincronizzazione dei rispettivi orologi, queste antenne sono collegate in una rete wireless centralizzata (C-RAN) ad una stessa unità centrale (UC), che si occuperà anche del calcolo della posizione del DU.

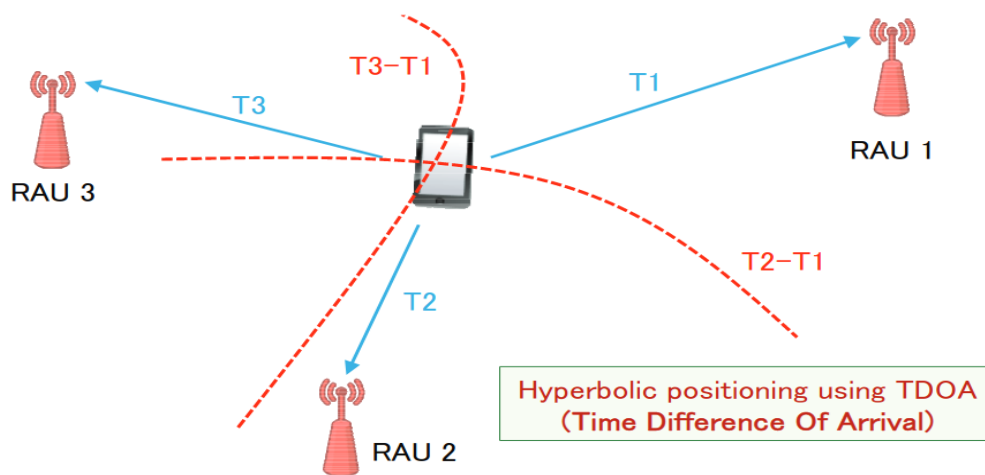


Fig. 7: Principio di funzionamento del posizionamento iperbolico

Assumendo che la velocità di propagazione rimanga costante, è possibile immaginare dei rami di iperbole in cui la differenza tra il tempo di arrivo registrato da due antenne rimane costante; l'intersezione tra due di queste iperboli (ottenibile con 3 TDOA osservati) ci fornisce la posizione in due dimensioni, mentre con un minimo di 4 antenne e quindi 3 iperboli è possibile il posizionamento in 3 dimensioni. L'intersezione in cui si trova il DU trasmettente è calcolata risolvendo un sistema di equazioni che descrivono le iperboli.

In [12] viene utilizzato il metodo delle tangenti (o Newton-Raphson) per la risoluzione delle equazioni e il metodo dei minimi quadrati per trovare l'intersezione che minimizza l'errore.

Inoltre per condurre l'esperimento sono stati usati collegamenti in fibra ottica tra le antenne e l'unità centrale e come DU è stato utilizzato un transceiver operante a 60 GHz.

Questo metodo si è dimostrato estremamente stabile, in quanto il tempo di arrivo è dettato dalla velocità di propagazione dell'onda ed essa è una proprietà fisica che non viene alterata da piccoli ostacoli, e in grado di gestire molte misurazioni al secondo per offrire un'ottima precisione nel tracciamento di oggetti in movimento. Tuttavia il prezzo da pagare è una forte suscettibilità anche a piccoli errori e quindi la necessità di calibrare l'UC in base all'ambiente in cui andrà ad operare, visto che anche lunghezze diverse nei collegamenti tra le antenne e l'UC introducono variazioni non trascurabili nei TDOA misurati, rendendo quindi il sistema non facilmente adattabile. Inoltre vi è il problema della rapida crescita del fattore DOP (Dilution of Precision) al di fuori dell'area racchiusa dalle antenne. All'interno di una zona racchiusa, per esempio, da 4 antenne le tangenti ai rami di iperbole nei punti di intersezione sono abbastanza perpendicolari da far sì che un lieve disturbo in uno dei TDOA misurati non condizioni la scelta dell'intersezione più probabile; al di fuori invece le intersezioni sono più dolci e i rami di iperbole, in prossimità del punto di contatto, rimangono vicini per tratti più lunghi facendo sì che anche una lieve perturbazione dei TDOA cambi la posizione stimata dal sistema.

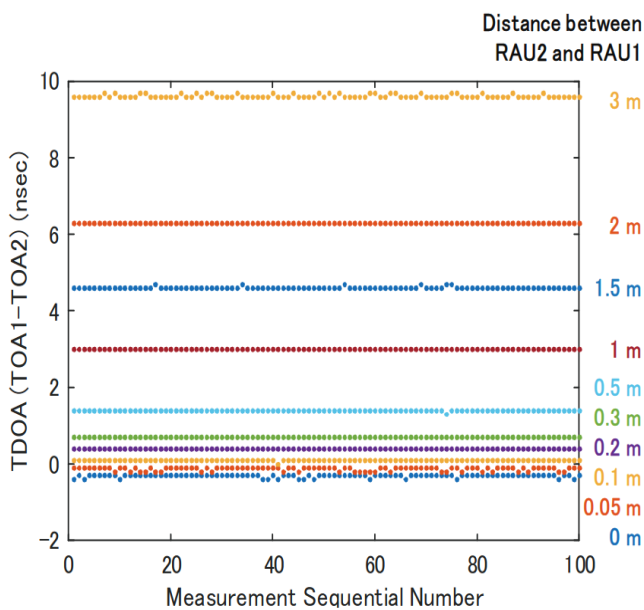


Fig. 8: TDOA misurato in 100 prove dell'esperimento svolto in [12], per ogni distanza, tra 2 antenne

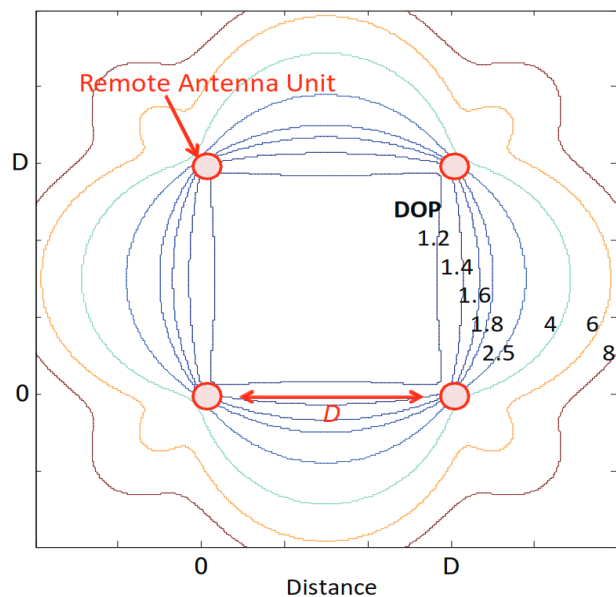


Fig. 9: valore assunto dal DOP al di fuori di un perimetro di antenne secondo le simulazioni condotte in [12]

Assumendo tuttavia una buona progettazione e di rimanere all'interno del perimetro di antenne usate per il posizionamento, il metodo basato sulla differenza dei tempi di arrivo riesce a raggiungere un'accuratezza di 10 cm [12].

3.3 Received Signal Strength Indication

Per ovviare ai problemi di alta complessità e necessità di un'accurata calibrazione, una possibilità è quella di sfruttare la tecnica di beamforming combinata con un metodo di posizionamento basato sull'intensità del segnale trasmesso dal dispositivo che si vuole localizzare (RSSI, Received Signal Strength Indication) [13].

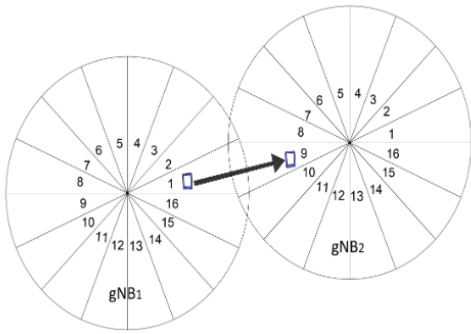


Fig. 10a: l'area coperta da un gNB è divisa in settori corrispondenti ai diversi fasci delle sue antenne

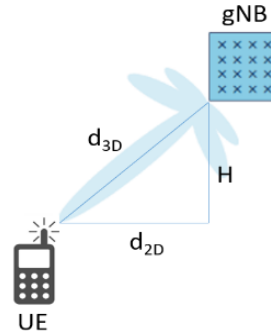


Fig 10b: con la distanza planare e l'altezza dei gNB calcolo la distanza reale

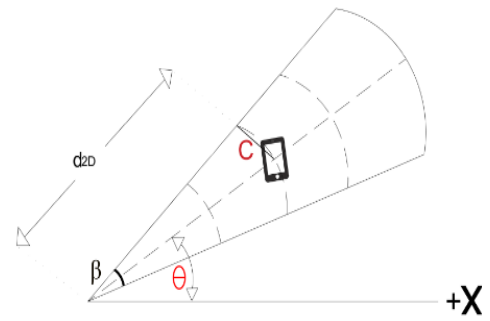


Fig. 10c: il fascio e l'RSSI mi restituiscono la posizione, con un grado di incertezza che aumenta con l'aumentare della distanza

Quando un terminale (UE) si connette ad uno degli Access Point (gNB) presenti in una stanza, esso viene "assegnato" al gNB col raggio che meglio riesce a raggiungerlo grazie proprio al RSSI. Aggiungendo a queste informazioni i modelli per l'attenuazione da spazio libero (Path Loss) in caso di LOS e non LOS, si può stimare la distanza spaziale (d_{3D}) dell'UE dal gNB che lo ha in carico e quindi la sua posizione nella stanza.

$$PL_{LOS} = 32,4 + 17,3 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) + X(\mu, \sigma^2)$$

$$PL_{NLOS} = 17,3 + 38,3 \log_{10}(d_{3D}) + 24,9 \log_{10}(f_c) + X(\mu, \sigma^2)$$

f_c è la frequenza della portante usata per la trasmissione, mentre $X(\mu, \sigma^2)$ è una variabile aleatoria gaussiana con media $\mu=0$ e deviazione standard σ che vale 3 nel caso LOS e 8,03 nel caso NLOS [13]; questa variabile rappresenta le condizioni del canale tra UE e gNB. Invertendo la formula si arriva facilmente alla distanza spaziale e con dei semplici calcoli trigonometrici si può dedurre la distanza planare (d_{2D}) e le coordinate dell'UE in questione.

Per la simulazione in [13] (eseguita col software ns-3) è stata inoltre aggiunta un'ulteriore componente aleatoria, ovvero la probabilità di essere o meno in trasmissione LOS dipendente da d_{2D} in modo da simulare più realisticamente il modello 3GPP chiamato "Ufficio", e ulteriori dati presentati nella Tabella 4.

| Configurazione | Valore |
|-----------------------------------|------------|
| f_c | 30 GHz |
| P_{TX} | 23 dBm |
| Modello antenna gNB | 3GPP (4x8) |
| Altezza UE | 1,5 m |
| Altezza gNB | 3 m |
| Aggiornamento vettore beamforming | 100 ms |
| Dimensione finestra RSSI | 30 |

Tab. 4: Componenti usati nella simulazione effettuata in [13] con relative specifiche

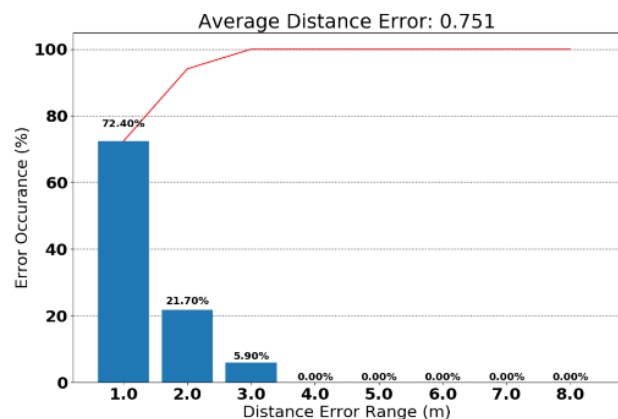


Fig. 11: Distribuzione dell'errore in condizioni di LOS su 1000 misurazioni ($d_{2D} < 15$ m)

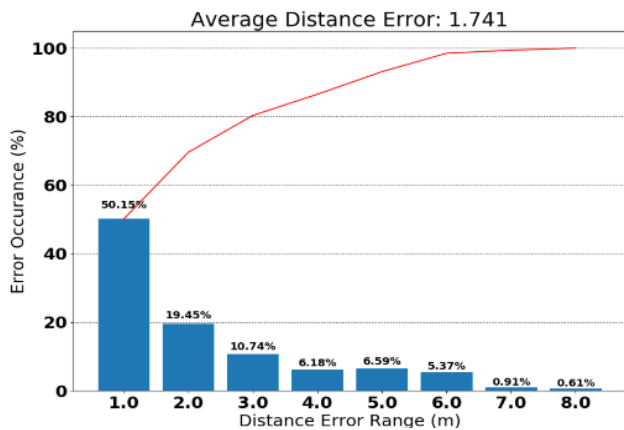


Fig. 12: Distribuzione dell'errore in condizioni miste LOS/NLOS su 1000 misurazioni ($d_{2D} < 15$ m)

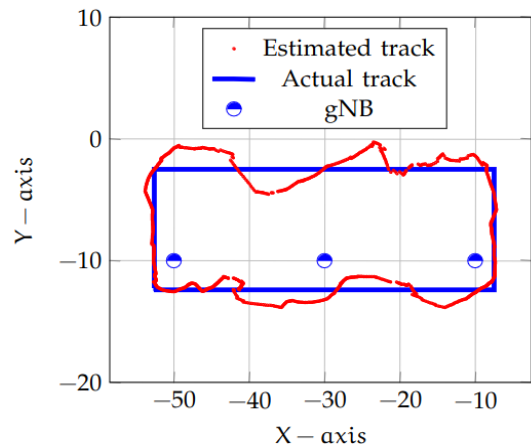


Fig. 13: Comparazione tra il percorso effettuato nella simulazione e quello stimato dall'algoritmo

La semplicità di questo metodo però si paga con una precisione nettamente inferiore rispetto al TDOA, sia nel posizionamento statico (grafici a sinistra, LOS e NLOS) che nel tracciamento di dispositivi in movimento (quarta immagine). In particolare, la precisione cala drasticamente man mano che il dispositivo da localizzare si allontana dal gNB che lo serve e questo per via dell'allargamento dell'area coperta da uno stesso raggio con l'aumentare della distanza.

Se il dispositivo è fermo, in trasmissione LOS e ad una distanza planare inferiore ai 15 m l'errore medio nella localizzazione risulta di 0,75 metri, con tutti gli errori riscontrati inferiori ai 3 metri; con gli stessi parametri ma passando alla trasmissione NLOS l'errore medio si alza a 1,74 metri e il 20% degli errori misurati diventa maggiore di 3 metri. Quando l'obiettivo è in movimento a passo d'uomo l'errore medio sale ancora a 2,4 metri, tuttavia il percorso tracciato risulta quantomeno somigliante all'originale e 75% delle misurazioni conteneva errori minori di 3 metri [13].

3.4 Algoritmi BMIP e ABSP basati su RSSI

Gli algoritmi basati sul RSSI, sebbene meno precisi, sono più adattabili e più facili da implementare su macchine non dotate di grandi capacità computazionali e in [14] vengono illustrate due varianti per migliorare la precisione dell'algoritmo senza appesantire troppo il lavoro computazionale:

- *Beam-Based Midline Intersection Positioning (BMIP)*: la posizione è fornita osservando il raggio col miglior SNR da due access point diversi e reiterando le formule del precedente algoritmo RSSI
- *Advanced Beam Scaling Positioning (ABSP)*: rispetto al classico RSSI vengono valutati anche i valori di SNR dei raggi adiacenti al raggio migliore, in modo da migliorare la precisione

Nel caso di BMIP si valuta quale sia il miglior raggio β_i tra gli N disponibili dell' i-esimo AP in fatto di SNR grazie alla seguente formula

$$\text{SNR}_{i,n} [\text{dB}] = \frac{P_i \times |H(t)|^2 \times PL(f,d) \times G_n(\Theta)}{\sigma^2}$$

Dove P_i è la potenza trasmessa, $|H(t)|$ rappresenta il modulo della risposta del canale (dettata da ampiezza e fase del segnale ricevuto), $PL(f,d)$ l'attenuazione subita dal segnale e $G_n(\theta)$ è il guadagno dell'antenna del raggio n -esimo (modellato in [14] come un doppio esponenziale decrescente di valore 1 quando $\theta = \psi_n$ angolo centrale del raggio). L'attenuazione $PL(f,d)$ viene calcolata con l'attenuazione da spazio libero e una variabile aleatoria gaussiana che rappresenta la variabilità delle condizioni di trasmissione.

Considerando raggi di ampiezza ϕ e zone di sovrapposizione di due raggi adiacenti ampie ε , possiamo calcolare, come mostrato di seguito, l'angolo $\theta_i = \frac{2\Phi_i + (2\beta_i - 1)(\phi - \varepsilon) + \varepsilon}{2}$ con cui parte dall'AP_{*i*} il raggio con indice β_i e applicando il teorema dei seni possiamo ottenere le coordinate relative \hat{x} e \hat{y} del dispositivo.

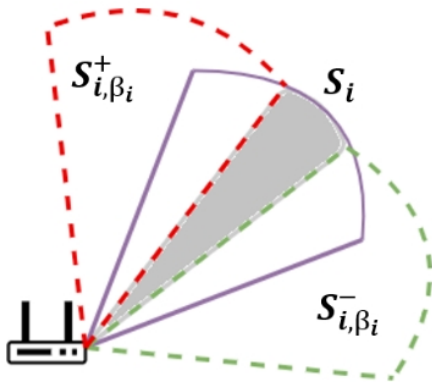
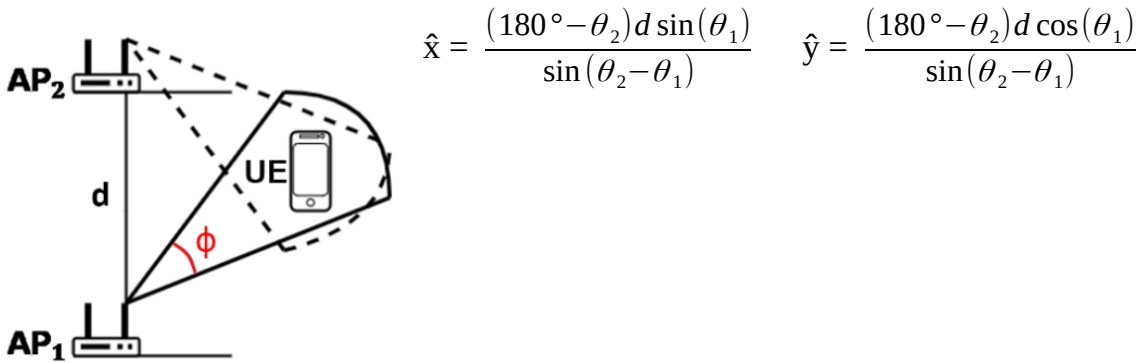


Fig. 14: l'area coperta dal raggio s_i si sovrappone a quella coperta dai raggi adiacenti e in queste zone ci si aspetta un SNR_{i+1} minore ma non insignificante rispetto a SNR_i

Nel caso di ABSP invece, una volta stimato il miglior raggio utilizzabile S_i con rispettivo SNR_i si prendono in considerazione anche i raggi adiacenti S_{i-1} e S_{i+1} . A causa di imperfezioni hardware è facile presumere che, seppur condensati in determinate direzioni, raggi adiacenti di uno stesso access point abbiano zone di sovrapposizione alle loro estremità; il raggio di S_i sarà involontariamente diviso in 3 aree: una centrale in cui il segnale proveniente da S_i è abbondantemente dominante e altre due laterali, di ampiezza ε , in cui i segnali di S_{i-1} da una parte e S_{i+1} dall'altra trasmetteranno una radiazione con potenza non trascurabile rispetto a quella del raggio principale, seppur minore.

Algorithm 1 Advanced Beam Scaling Positioning (ABSP)

```
1: Initialization:  $P_t, |H(t)|^2, PL(f, d), G_n(\Theta), \sigma^2, \eta$ 
2: for  $i = 1, 2$  do
3:   for  $n = 1, 2, \dots, N$  do
4:      $\gamma_{i,n} = \frac{P_t \cdot |H(t)|^2 \cdot PL(f, d) \cdot G_n(\Theta)}{\sigma^2}$ 
5:   end for
6:    $\beta_i = \arg \max_n \gamma_{i,n}$ 
7:    $\beta_i^- = \arg \max_n \{n | \gamma_{i,n} < \eta \gamma_{i,\beta_i}, n < \beta_i\}$ 
8:    $\beta_i^+ = \arg \min_n \{n | \gamma_{i,n} < \eta \gamma_{i,\beta_i}, n > \beta_i\}$ 
9:   Angular range can be defined as
10:   $S_i = S_{i,\beta_i} \cap S_{i,\beta_i^-} \cap S_{i,\beta_i^+}$ 
11:  Find  $\theta_i$  by using midline angle of  $S_i$ 
12: end for
13: By using triangle geometry theorem to intersect the position of user with law of sines, the estimated location of user
14: 
$$\begin{cases} \hat{x} = \frac{(180^\circ - \theta_2)d}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \sin(\theta_1) \\ \hat{y} = \frac{(180^\circ - \theta_2)d}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \cos(\theta_1) \end{cases}$$

```

Fig. 15: Pseudocodice di un algoritmo basato su ABSP

Scegliendo una costante $\eta < 1$ per comparare l'SNR del segnale ricevuto dai 3 array di antenne in questione, questo si traduce in una zona centrale in cui $SNR_k < \eta SNR_i$ per ogni k compreso tra 1 e N e nelle altre due zone si avrà $SNR_k > \eta SNR_i$ con $k = i \pm 1$. Applicando la legge dei seni come nel caso di BMIP ma solo alla regione in cui abbiamo stimato trovarsi il dispositivo e non a tutto il raggio S_i è possibile stabilire con maggiore precisione la posizione del dispositivo perché si riduce l'incertezza causata dall'allargamento del raggio all'aumentare della distanza.

Le simulazioni condotte in [14] grazie alla tecnologia di ray-tracing, di cui i risultati sono visibili dai grafici soprastanti, mostrano una precisione di circa 0,82 metri del BMIP, risultato simile al RSSI in LOS statico, mentre ABSP risulta nettamente migliore (Figura 16) per larghezze dei raggi contenute, col miglior errore quadratico medio di soli 0,37 metri. Aumentare l'ampiezza dei raggi riduce notevolmente la precisione dell'algoritmo, tuttavia diminuirla comporta un aumento del numero di suddetti raggi necessari per coprire la stessa area e ciò appesantisce l'algoritmo in quanto il numero di confronti sugli SNR aumenta. Inoltre, l'algoritmo ABSP sembra beneficiare di regioni di sovrapposizione più ampie (Figura 17), a riprova del fatto che la chiave per migliorare gli algoritmi basati sul RSSI sembra essere il ridurre l'indecisione causata dall'allargamento dell'area coperta da uno stesso array di antenne man mano che ci si allontana dall'AP; i valori della costante η che assicurano errori minori sono quelli compresi tra 0,2 e 0,5, con la scelta di $\eta = 0,45$ che risulta la migliore nel caso di regioni di sovrapposizione ampie 10° (la larghezza dei raggi usati in quella simulazione era di 30°).

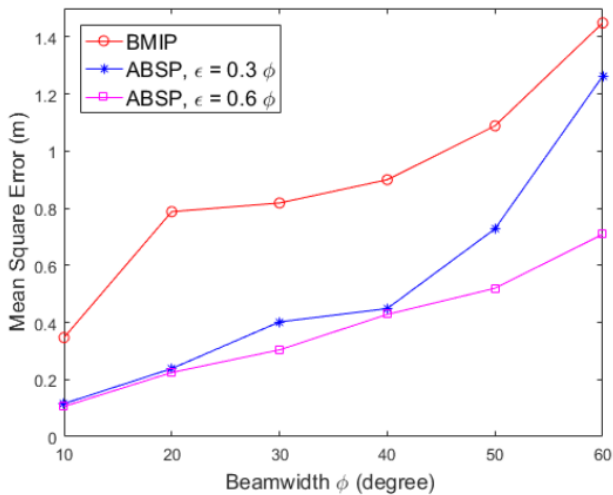


Fig 16: errore quadratico medio delle due varianti di algoritmo presentate durante la simulazione

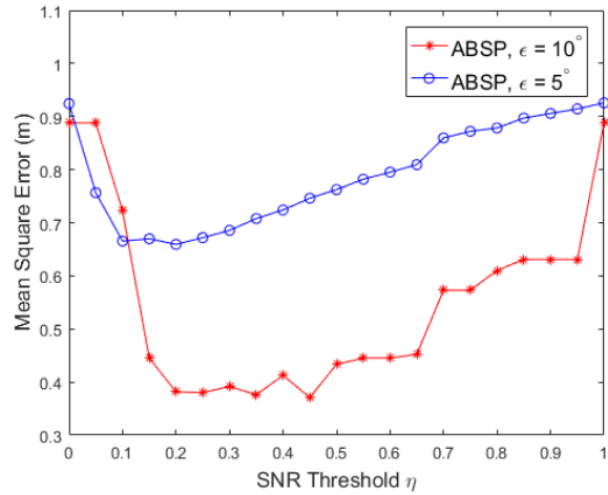


Fig 17: errore medio di ABSP al variare di ϵ e η durante la simulazione

L'esperimento pratico [14] è stato condotto usando terminali WiGig, ovvero un set di protocolli di rete per reti wireless a 60 GHz incluso nello standard IEEE 802.1ad e 802.11ay. La configurazione usata (foto sottostante) rispecchiava quella della simulazione, con l'ampiezza ϕ di 30° e le regioni di sovrapposizione ϵ larghe 10°; per l'algoritmo ABSP è stata usata $\eta = 0,45$. I risultati ottenuti ricalcano il pattern già visto con la simulazione, ma con un errore quadratico medio leggermente più alto (istogramma sottostante): 0,47 metri per l'ABSP e 0,89 metri per il BMIP [14].

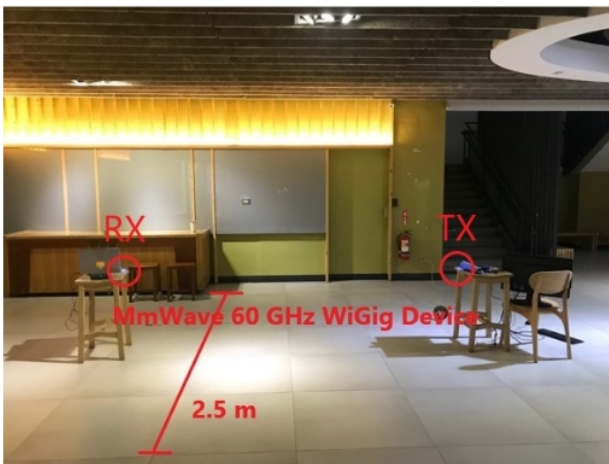


Fig. 18: istantanea dell'esperimento

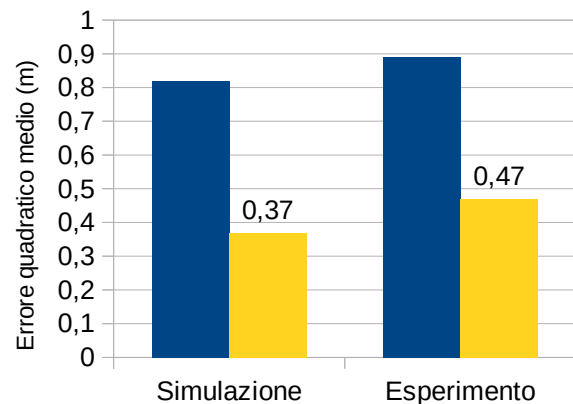


Fig. 19: comparazione degli errori medi delle due varianti di algoritmo tra simulazione e esperimento, rielaborata da [14]

Tutti i dati presentati però in [14] sono stati raccolti in trasmissione LOS, certamente la preferibile per le onde millimetriche ma tuttavia non sempre realizzabile, specialmente in ambienti chiusi e densamente popolati di dispositivi.

3.5 Reconfigurable Intelligent Surface

Il problema della forte attenuazione dovuta a muri e riflessioni ha portato alla realizzazione di dispositivi rivoluzionari come le Superfici Intelligenti Riconfigurabili (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS), capaci di riflettere le onde radio che incidono su di esse per spedirle in determinate direzioni [15].

Possono essere attive (ARIS) o passive (PRIS) e il loro funzionamento è simile a quello degli array di antenne usate nel beamforming: sono composte da piccole unità denominate “celle” che sono in grado di riflettere l’onda radio incidente; ognuna di esse può inoltre modificarne la fase in modo indipendente dalle altre per far sì che l’onda riflessa assuma la direzione desiderata e nel caso delle ARIS l’onda riflessa può anche essere amplificata. In questo modo è possibile aggirare grandi ostacoli che bloccherebbero la propagazione delle onde millimetriche nelle città (notevole risparmio economico ed energetico [15]) o la copertura di aree rurali con utenti sparsi su un’area più ampia senza la necessità di costruire un maggior numero di stazioni ripetitrici di quelle necessarie per il flusso dati [15].

Gli algoritmi per reti che implementano le RIS non sono così immediati come i precedenti perché queste superfici modificano il naturale percorso di propagazione, quindi si usano algoritmi basati su “impronte” che identifichino univocamente una determinata posizione di un’utente in base alla risposta che l’AP riceve dalla RIS e spesso si tratta di operazioni di regressione lasciate ad algoritmi che si appoggiano a reti neurali e deep learning.

In [16] per esempio viene studiato un algoritmo basato su RSSI per reti utilizzando RIS, nonché un algoritmo per capire quali delle configurazioni assumibili dalle RIS siano le migliori. Combinando infatti le risposte di ogni cella alle radiazioni incidenti si può ottenere una mappa radio, una sorta di scacchiera che permette di identificare la direzione dell’onda incidente in base alla risposta complessiva della RIS; questa mappa però è diversa per ogni possibile configurazione delle celle della RIS, quindi oltre ad elaborare un algoritmo per localizzare un dispositivo serve elaborarne uno per capire quali configurazioni risultano in una mappa radio più efficiente per la localizzazione.

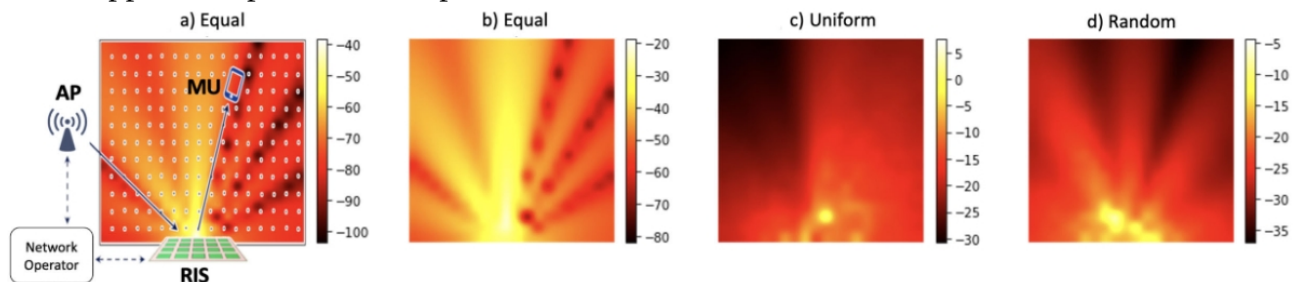


Fig. 20: differenza di RSSI captato (in dBm) in [16] a seconda della configurazione assunta da una stessa RIS: la a) e la b) rappresentano due configurazioni in cui l’impedenza delle celle viene aumentata uniformemente, nella c) l’impedenza di ogni cella è scelta casualmente da una distribuzione uniforme e nella d) l’impedenza è costante (la RIS si limita a riflettere le onde incidenti).

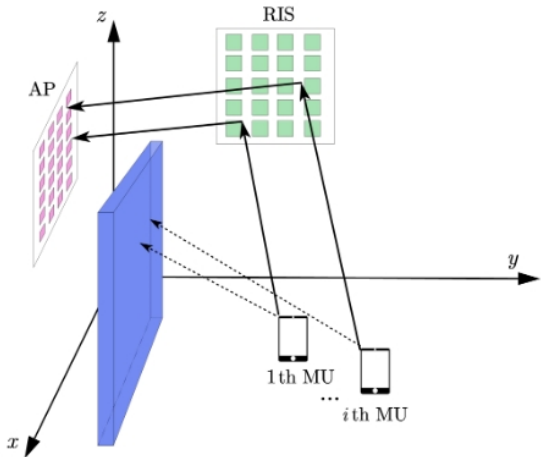
Assumendo quindi di avere L esempi del comportamento della RIS salvati in un database, queste formano il vettore $R = [R_1, R_2, \dots, R_L]$ composto dai vettori $R_l = [R_{l1}, R_{l2}, \dots, R_{lM}]$ che indicano il valore di RSSI ideale rilevato alla coordinata $y_l \in \nu$ tramite simulazioni o misurazioni preliminari effettuate sulle M configurazioni ottime che la RIS assume. A questo punto il vettore $R(x)$ con $x \in \nu$ ricevuto in tempo reale durante una trasmissione è confrontato con R per trovare la direzione $l^* = \operatorname{argmin}\{ |R(x) - R_{l^*}| \}$ che minimizza la differenza tra i due. La parte difficile sta nel selezionare le M configurazioni ottime da testare tra tutte quelle possibili, solitamente un numero enorme (16 celle configurabili con 200 cambiamenti di fase diversi ciascuna, sono 200^{16} combinazioni possibili); questi

algoritmi di scelta sfruttano deep learning e reti neurali, come gli algoritmi di classificazione delle immagini.

3.6 Algoritmo basato su RIS e fingerprint

In [17] viene analizzato un algoritmo che si basa sulla risposta della RIS ricevuta dall'AP per dedurre la posizione dell'utente che l'ha generata, questo perché l'RSSI, seppur aiutato dalle RIS, mantiene i suoi peculiari problemi di suscettibilità ad attenuazioni impreviste causate da variazioni repentine del canale trasmissivo e di perdita di precisione all'aumentare della distanza.

Assumiamo di trovarci in una trasmissione NLOS come illustrato nell'immagine seguente, di avere i utenti mobili (MU), una RIS con $N = N_y \times N_z$ e un AP con $M = M_x \times M_z$ antenne disposte a formare un array planare.



$$\mathbf{a}_{R_a}(\theta_{p,i}, \phi_{p,i}) = \mathbf{a}_{R_a}^{(e)}(\theta_{p,i}) \otimes \mathbf{a}_{R_a}^{(a)}(\theta_{p,i}, \phi_{p,i})$$

$$\mathbf{g}_i = \sum_{p=1}^{N_p} \alpha_{p,i} \mathbf{a}_{R_a}(\theta_{p,i}, \phi_{p,i})$$

Fig. 21: situazione rappresentata dalla simulazione in [17]

Il vettore \mathbf{g}_i è il modello del canale tra l' i -esimo MU e la RIS, dove $\alpha_{p,i}$ rappresenta il guadagno complesso del p -esimo percorso compiuto dal segnale $s_i(t)$. Il vettore \mathbf{a}_{R_a} è la risposta della RIS, dipende dall'angolo di arrivo del segnale qui suddiviso nei due angoli θ angolo di elevazione (asse z) e ϕ angolo di azimuth (asse y) ed è ottenuto con il prodotto di Kronecker tra la risposta delle celle sulle righe quella sulle colonne. Allo stesso modo si può modellare il canale tra la RIS e l'AP e il canale onnicomprensivo tra AP e MU:

$$\mathbf{a}_B(\psi_j, \omega_j) = \mathbf{a}_B^{(e)}(\psi_j) \otimes \mathbf{a}_B^{(a)}(\psi_j, \omega_j) \quad \mathbf{H} = \sum_{j=1}^{N_j} \beta_j \mathbf{a}_{R_d}(\theta_j, \phi_j) \mathbf{a}_B^H(\psi_j, \omega_j)$$

La matrice \mathbf{H} è il modello del canale tra AP e MU, mentre il vettore \mathbf{a}_B è la risposta vettoriale dell'AP al segnale s_i sul j -esimo percorso; è costruita col medesimo procedimento di quella della RIS, con l'angolo di arrivo suddiviso in angolo di elevazione (asse z) rappresentato da ψ e in angolo di azimuth (asse x) da ω . A questo bisogna aggiungere una matrice diagonale $\mathbf{n}_i(t)$ che rappresenta un rumore AWGN e la matrice di cambio di fase della RIS Ψ_t al tempo $t: 0 < t < \tau$, assumendo τ come durata del segnale pilota del MU di potenza p^2 per ottenere l'espressione del segnale al AP e la risposta del canale.

Segnale al AP: $y_i(t) = \mathbf{H} \Psi_t \mathbf{g}_i p x_i(t) + \mathbf{n}_i(t)$ Risposta del canale: $\mathbf{h}_i = \mathbf{H} \Psi_t \mathbf{g}_i$

Questa risposta \mathbf{h}_i è unica per ogni posizione, quindi è utilizzabile come impronta di riconoscimento per identificare la posizione \mathbf{x}_i del i -esimo MU, posizione che si può esprimere come $\mathbf{x}_i = f(\mathbf{h}_i)$ con $f(\cdot)$ funzione complessa non lineare. Il problema per l'algoritmo di regressione è quindi quello di trovare questa $f(\cdot)$ in modo che la posizione stimata sia la più precisa possibile e vista, tuttavia non è un problema risolvibile con metodi di regressione "classici".

Il vettore risposta spazio-tempo del canale (STCRV) \mathbf{h}_i viene considerato al pari di un'immagine da catalogare e per questo si possono utilizzare algoritmi di deep learning coadiuvati da reti neurali convoluzionali (CNN) per predire la posizione del MU.

L'algoritmo proposto in [17] si compone come di seguito:

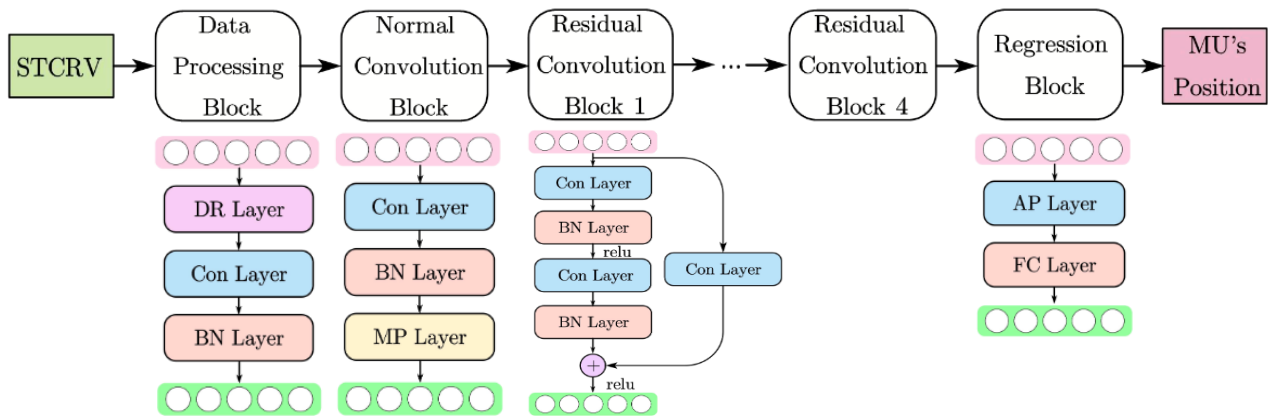
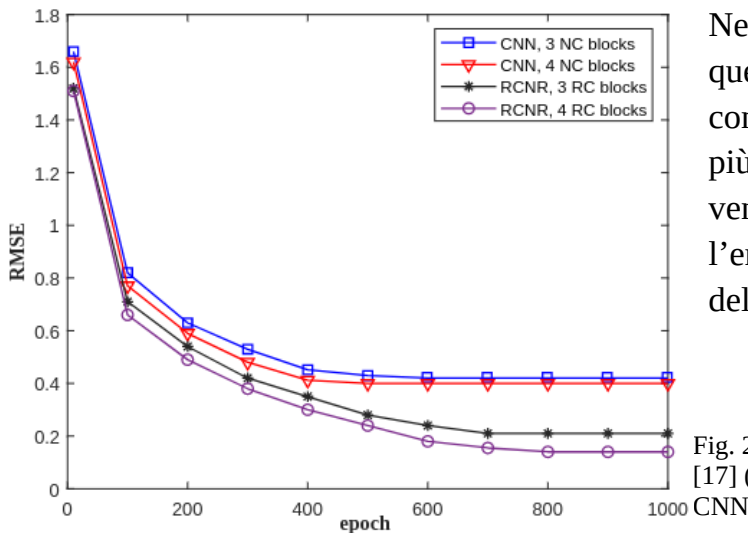


Fig. 22: Schema a blocchi dell'algoritmo di regressione proposto in [17] per estrapolare la posizione del MU dalla STCRV

La STCRV viene inizialmente divisa in due vettori, rappresentanti parte reale e parte immaginaria di \mathbf{h}_i , che poi il DR Layer trasformerà in due matrici per permettere ai blocchi successivi di estrarre le peculiarità (angoli di elevazione e azimuth). I blocchi di convoluzione sfruttano una rete neurale profonda, tuttavia il numero elevato di antenne dell'AP aumenta considerevolmente le dimensioni delle matrici create dal DR Layer; aumentare eccessivamente i layer di convoluzione (Con Layer) compromette l'efficienza della rete neurale a livelli più profondi, per questo sono presenti blocchi di convoluzione residua che mantengono alta l'efficienza e migliorano quindi l'accuratezza dell'algoritmo.



Nelle simulazioni effettuate in [17] questo algoritmo modificato (RCNR) si comporta meglio di una classica CNN e più blocchi di convoluzione residua vengono aggiunti, più si riesce a ridurre l'errore quadratico medio sulla posizione del MU in esame.

Fig. 23: comparazione tra l'algoritmo presentato in [17] (RCNR) e approcci più standard, basati solo su CNN

4 Radar a onde millimetriche

4.1 Radar SAR a onde millimetriche

Il radar è uno strumento di localizzazione inventato nei primi anni del Novecento che si basa sul principio fisico della dispersione delle onde elettromagnetiche quando queste incontrano sul loro percorso un oggetto di dimensioni maggiori della lunghezza d'onda della radiazione incidente. Quando questo accade l'antenna capta un segnale di ritorno e conoscendo la velocità di propagazione dell'onda impiegata è facile calcolare la distanza dell'oggetto in questione. Si è dimostrato uno strumento estremamente utile e versatile e il suo uso oggi è di natura sia militare (puntamento missili e ricognizione), che commerciale (aiuto nella navigazione marittima e aerea).

Come illustrato nel capitolo sulla propagazione, i problemi incontrati con la trasmissione di dati tramite onde millimetriche derivano proprio dalla lunghezza d'onda estremamente esigua che fa sì che molti oggetti presentino capacità di attenuazione o comportamenti non riscontrabili a frequenze sub-6 GHz.

Questo inconveniente nell'ambito radar si rivela essere un notevole vantaggio, in quanto l'onda trasmessa può essere riflessa da oggetti più piccoli che altrimenti non sarebbero rilevabili. Inoltre una maggiore frequenza richiede antenne più piccole e le componenti possono essere miniaturizzate a tal punto da poter essere montate anche su droni di piccole dimensioni, meno costosi e impiegabili in maggior numero (aspetto di particolar interesse in ambito militare) [18].

Un esempio di radar di tipo SAR (Radar ad Apertura Sintetica) operante a 94 GHz è illustrato in [18], dove è stato montato a bordo di un drone (UAV) per effettuare scansioni aeree del suolo; questo tipo particolare di radar infatti necessita di un supporto mobile per funzionare al meglio in quanto più l'apparecchio si muove mentre il bersaglio è "illuminato" dal *chirp*, maggiore sarà la risoluzione dell'immagine. Questo tipo di radar promette di restituire immagini di alta qualità anche in condizioni meteorologiche avverse e la miniaturizzazione imposta dalla lunghezza d'onda lo rende ottimo per l'uso con onde millimetriche.

Il primo ostacolo per la realizzazione di un simile radar a onde millimetriche è appunto creare il segnale (chiamato *chirp*) che verrà poi riflesso. Una tecnica molto usata per i radar ad alta precisione infatti consiste, invece di usare un impulso, nell'invio di un'onda continua modulata in frequenza (FMCW) che quando rimbalza indietro presenta una differenza sia nella fase che nella frequenza dell'onda attualmente in trasmissione. Questa differenza permette di calcolare la distanza dell'ostacolo con cui l'onda ha interagito con notevole precisione.

L'approccio classico per variare la frequenza utilizza degli oscillatori controllati in tensione (VCO), tuttavia questi risultano avere problemi a mantenere la coerenza di fase durante

l'impulso e ciò limita il range dei radar utilizzando questi oscillatori a circa 300 metri, distanza che può rilevarsi insufficiente per le operazioni di ricognizione.

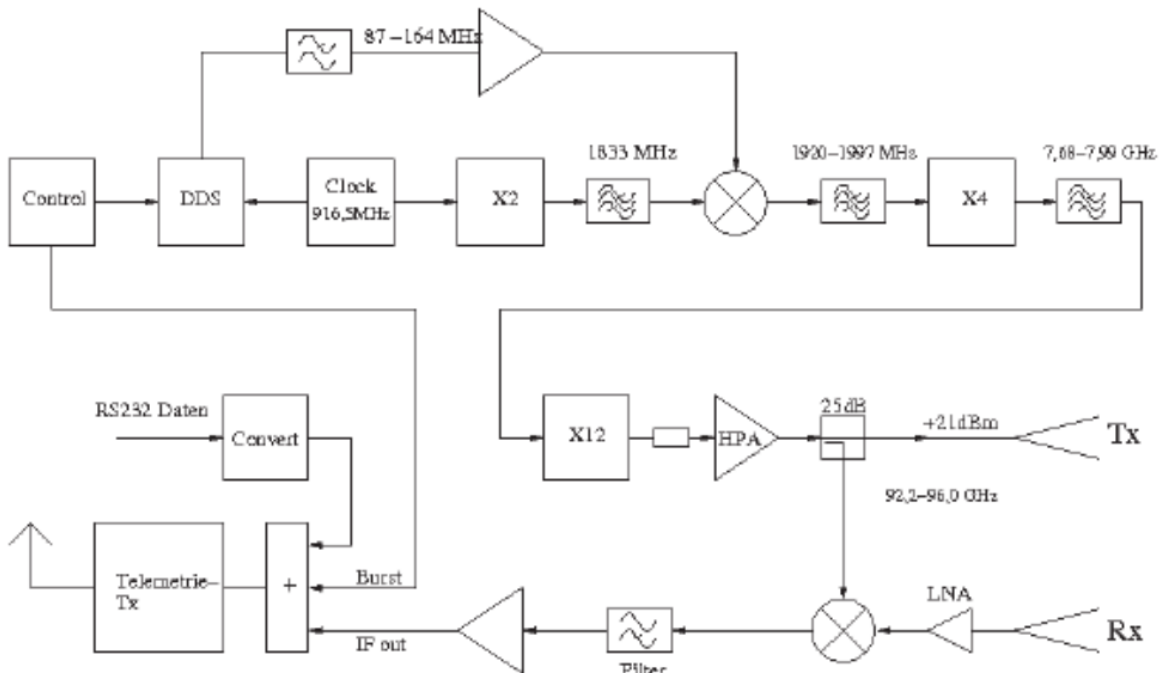


Fig. 24: Schema strutturale del radar usato in [18]

Lo schema in figura rappresenta l'apparecchiatura usata in [18] e montata su un UAV ultraleggero: il segnale è generato da un sintetizzatore digitale (DDS) ad una frequenza compresa tra 87 e 164 MHz e solo successivamente moltiplicata (blocchi X2, X4, X12) in modo da avere più controllo sullo spettro impiegato e sulla coerenza di fase. È necessario anche un segnale di sincronizzazione per i dati trasmessi alla stazione di terra e a questo ci pensa il segnale di *burst*. Qui sotto le immagini rilevate tramite l'utilizzo del radar MIRANDA testato in [18].

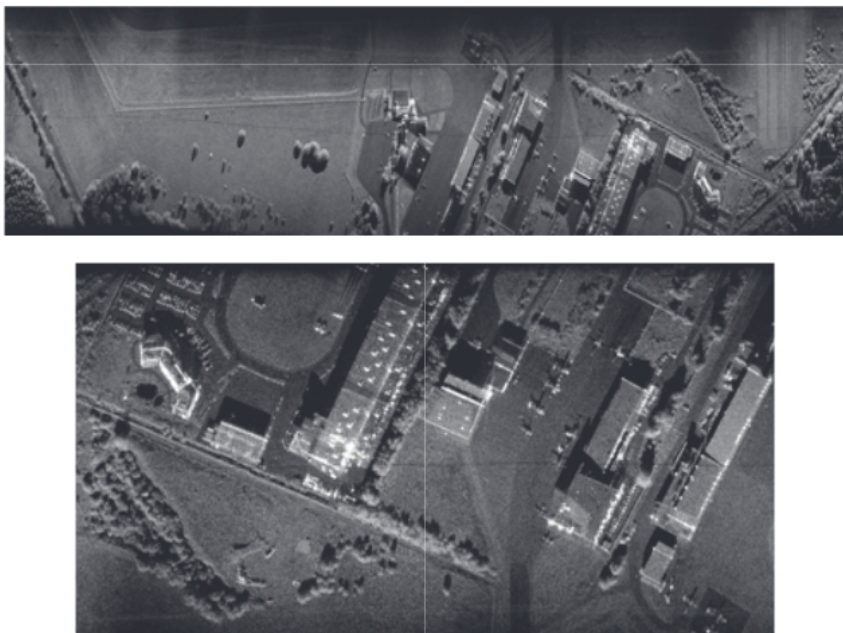


Fig. 25: Immagini ottenute grazie al radar montato sul UAV durante l'esperimento svolto in [18]

4.2 Posizionamento di veicoli tramite RSSI

Un altro ambito promettente per i radar e il posizionamento basato sulle onde millimetriche è il settore delle auto a guida autonoma; con l'avanzare dei progressi tecnologici infatti, non solo la guida autonoma, ma anche aiuti di guida potranno rivelarsi strumenti utili per prevenire migliaia di morti sulle strade. Il sistema di posizionamento GPS da solo, assumendo 5 metri di accuratezza sulla posizione restituita [17], non è sufficientemente preciso quando si ha a che fare con situazioni improvvise come l'evitare una collisione o mantenere adeguate distanze di sicurezza dai veicoli vicini e la necessità di interrogare dei satelliti rende le sue prestazioni, già non eccelse, troppo instabili (nelle gallerie o nei giorni di meteo avverso la precisione diminuirebbe ulteriormente).

Per migliorare la precisione offerta dal GPS l'idea più promettente è quella di organizzare "reti locali" di veicoli che comunicano la propria posizione relativa tramite algoritmi di posizionamento cooperativi; in alcuni casi si parla di posizionamento vehicle-to-vehicle (V2V) in cui i nodi sono esclusivamente veicoli autonomi, ma non è così strano immaginare che anche altre infrastrutture apposite o dispositivi personali per fornire la propria posizione alle auto in transito e in questo caso si parla di posizionamento vehicle-to-everything (V2X).

In [19] viene illustrato un algoritmo di posizionamento cooperativo basato sul RSSI, coadiuvato opzionalmente dal GPS, intersecando alle posizioni relative stimate le velocità dei veicoli misurate tramite appositi sensori e le mappe stradali tramite il filtro di Kalman (successivamente abbreviato come KF).

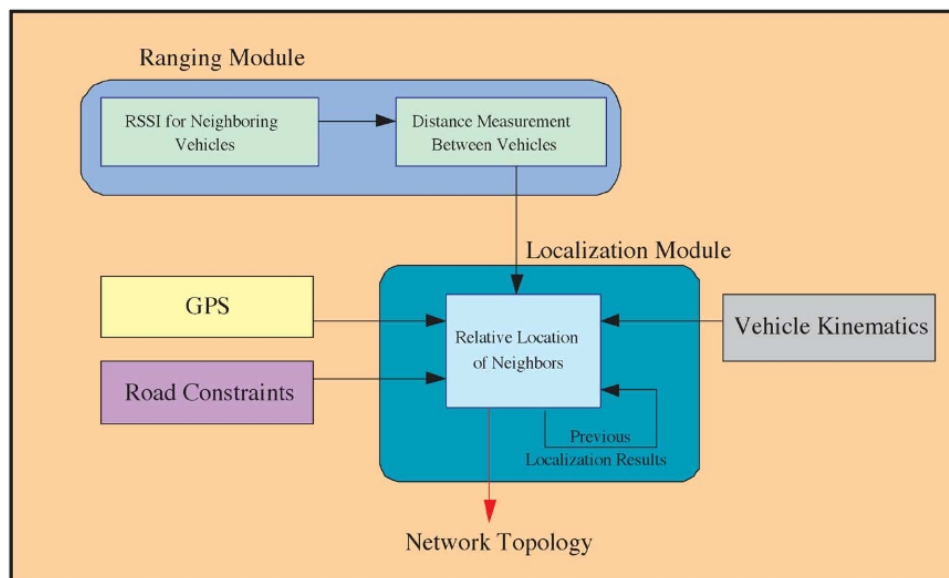


Fig. 26: Schema a blocchi dell'algoritmo proposto in [19]

Questo algoritmo si compone di 3 fasi:

1. *Inizializzazione*: la posizione iniziale del veicolo è stimata tramite GPS, se disponibile, o RSSI dei veicoli circostanti
2. *Perfezionamento*: la posizione iniziale viene migliorata minimizzando l'errore nelle misurazioni del RSSI e assicurandosi che sia conforme alla mappa stradale dell'area;

inoltre, se è disponibile una posizione precedente, essa viene sfruttata per il calcolo di una predizione sulla posizione attuale tramite la velocità del veicolo stesso per raffinare ancora di più il risultato

3. *Iterazione*: l'algoritmo ripete continuamente la fase 2, utilizzando la posizione calcolata come "precedente" per la successiva iterazione

In un cluster con n veicoli, per ogni veicolo noi creiamo una mappa con le coordinate relative $\mathbf{A} = [x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_n]$ dove (x_i, y_i) rappresentano le coordinate sugli assi x e y del veicolo i in un sistema in cui il veicolo \mathbf{A} ha coordinate $(0, 0)$.

In una prima fase ogni veicolo stima la sua posizione relativa grazie al RSSI e memorizza la sua velocità attuale e in una seconda fase queste informazioni sono condivise con gli altri veicoli; ogni veicolo quindi si trova con n valori di velocità e $n(n-1)$ di distanze relative (la distanza tra i e k può risultare diversa di quella tra k e i).

Il modello di movimento usato è: $\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_{k-1} + T_s \times \mathbf{u}_{k-1} + T_s \times \mathbf{w}_{k-1}$

T_s è l'intervallo di campionamento, il vettore $\mathbf{u}_{k-1} = [v_{1x}, \dots, v_{nx}, v_{1y}, \dots, v_{ny}]$ contiene le velocità al tempo $k-1$ dei veicoli sugli assi x e y e il vettore \mathbf{w} è il processo aleatorio che rappresenta l'errore nelle misure, qui modellato come gaussiano a media nulla con covarianza $\mathbf{Q} = \text{diag}(\sigma_{x1}^2, \dots, \sigma_{xn}^2, \sigma_{y1}^2, \dots, \sigma_{yn}^2)$. Muovendosi lungo una strada l'errore sulla misurazione della velocità lungo la direzione della carreggiata è di gran lunga più importante di quello sulla direzione ortogonale alla stessa, per cui la varianza sulla velocità di un veicolo i viene calcolata con la varianza sulla velocità ortogonale $\sigma_{i,o}^2$ e parallela $\sigma_{i,a}^2$ (con $\sigma_{i,o}^2 < \sigma_{i,a}^2$), in questo modo lungo una strada con angolazione θ rispetto all'asse y abbiamo che la varianza sulla velocità lungo x sarà $\sigma_{xi}^2 = \sigma_{i,a}^2 \times \sin^2(\theta) + \sigma_{i,o}^2 \times \cos^2(\theta)$ e quella lungo y sarà $\sigma_{yi}^2 = \sigma_{i,o}^2 \times \sin^2(\theta) + \sigma_{i,a}^2 \times \cos^2(\theta)$.

Le misure delle distanze sono espresse con la seguente forma: $\mathbf{z}_k = \mathbf{h}_k(\mathbf{A}) + \mathbf{v}_k$, dove \mathbf{v}_k è un vettore aleatorio gaussiano a media nulla con matrice di covarianza \mathbf{R}_k che rappresenta la natura rumorosa delle misurazioni e $\mathbf{h}_k(\cdot)$ rappresenta la funzione non lineare per calcolare la distanza date le coordinate (x_i, y_i) di due veicoli. Per applicare KF questa funzione viene linearizzata tramite l'espansione di Taylor del primo ordine in \mathbf{H}_k . In un cluster di n veicoli questa matrice \mathbf{H}_k ha dimensioni $(n^2 - n) \times (n - 1)$, tuttavia per ridurre il carico computazionale nei calcoli futuri il numero delle righe può essere ridotto a $(n^2 - n)/2$ facendo la media tra le due misure delle distanze tra i e j e tra j e i .

A questo si aggiunge che ad ogni istante t deve valere $L_i < x_i(t) < R_i$, ovvero le posizioni stimate devono essere conformi con le mappe stradali della zona, rappresentabile con $\mathbf{DA} < \mathbf{d}$ dove \mathbf{D} è una matrice con l'insieme dei vincoli lineari e \mathbf{d} i limiti della strada.

Il filtro di Kalman quindi opera nel seguente modo: $\mathbf{A}_{k|k-1} = \mathbf{A}_{k-1|k-1} + T_s \times \mathbf{u}_{k-1}$ è la prima stima della posizione attuale ottenuta con i dati di velocità e la posizione precedente con incertezza descritta da $\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{Q}_{k-1} + T_s \times \mathbf{\Gamma}_{k-1} + \mathbf{P}_{k-1|k-1}$ ($\mathbf{\Gamma}_{k-1}$ matrice di incertezza sulle misure delle velocità effettuate in $k-1$). Questa misura poi viene perfezionata con i valori del RSSI e

si ottiene $\mathbf{A}_{k|k} = \mathbf{A}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}_k(\mathbf{A}_{k|k-1}))$ con indecisione $\mathbf{P}_{k|k} = \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1}$ (la matrice \mathbf{K}_k è il guadagno di KF). La procedura è inizializzata con la posizione del GPS se disponibile (altrimenti con un'iniziale triangolazione grazie al RSSI) $\mathbf{A}_{0|0} = \mathbf{A}_{\text{GPS}}$ ed errore del GPS $\mathbf{P}_{0|0} = E[(\mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_{\text{GPS}})(\mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_{\text{GPS}})^T]$.

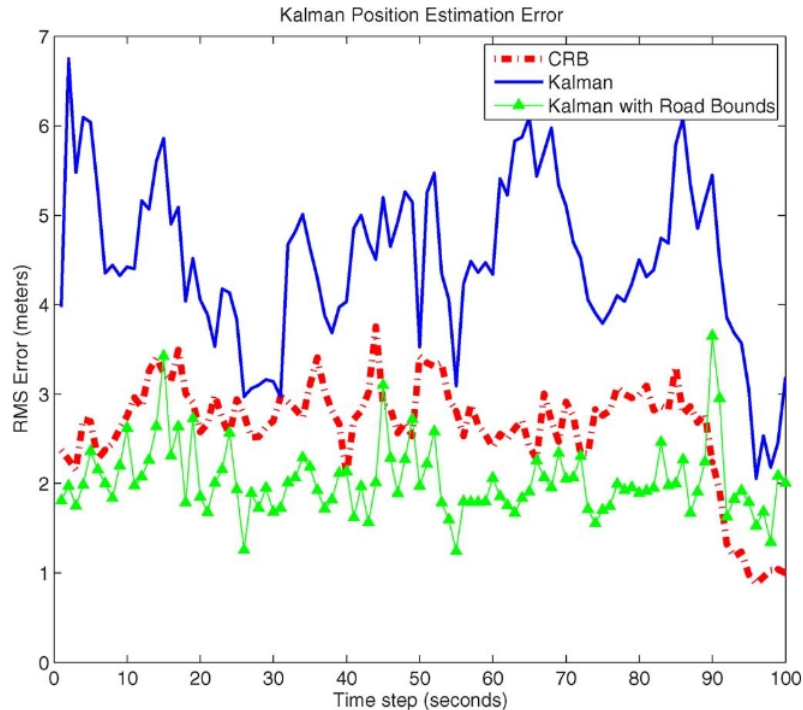


Fig. 27: errore medio quadratico dell' algoritmo sviluppato in [19] nelle due versioni (con e senza mappe stradali) e il limite di Cramer-Rao in una simulazioni MATLAB con n=15 veicoli

L' algoritmo così progettato, in primis per via dell' approssimazione al primo ordine di Taylor della funzione $\mathbf{h}_k(\cdot)$, non raggiunge il limite di precisione definito da Cramer-Rao, ciononostante si dimostra leggermente migliore del GPS; inoltre grazie all' implementazione dei limiti basati sulle mappe stradali la sua precisione migliora notevolmente fino ad arrivare a soli 2 metri di incertezza.

In un' altra simulazione eseguita usando CORridor SIMulator è stato simulato un tratto di strada di 4 km, con 3 corsie per senso di marcia e 1200 veicoli all' ora. È stata valutata l' abilità di un singolo veicolo di calcolare la propria posizione relativa agli altri nel cluster, formato dai veicoli nel raggio di 150 metri dal mezzo in esame, usando l' algoritmo basato su KF e confrontato con un altro algoritmo basato su un' ottimizzazione non lineare dei minimi quadrati (NL-LS). L' algoritmo con KF risulta avere un' incertezza media di 2,3 metri e sembra essere anche piuttosto robusto, con quasi tutti gli errori nelle misurazioni inferiori ai 4 metri, mentre la precisioni di NL-LS risulta essere di 3,2 metri e con molte misurazioni in cui l' errore supera notevolmente i 4 metri.

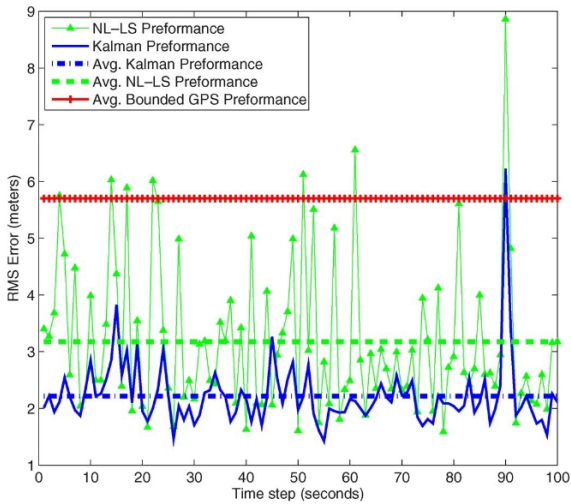


Fig. 28: grafico rappresentante gli errori rilevati nella simulazione in [19] con gli algoritmi KF e NL-LS

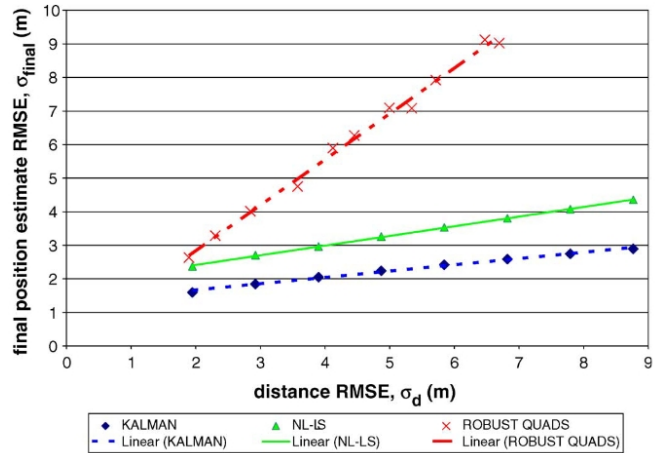


Fig. 29: comparazione della dipendenza dell'errore sulla posizione finale dall'errore nella stima della distanza, comparazione tra algoritmo sviluppato in [19] e altri

Entrambi gli algoritmi però si comportano bene per quanto riguarda la dipendenza dell'errore finale sulla posizione rispetto all'errore nella stima della distanza tra i veicoli (Figura 29), in quanto all'aumentare dell'errore sulla distanza reciproca di 7 metri l'incertezza media dei due algoritmi aumenta di soli 2 metri.

Un'analisi sulla complessità computazionale dell'algoritmo dimostra una complessità di ordine $O(m^{2.4} + n^2)$, in cui m è la lunghezza del vettore delle misurazioni (derivato dalla moltiplicazione della matrice \mathbf{H}_k) e nei casi di applicazione reali si pensa essere abbastanza piccolo; tuttavia un potenziale problema si potrebbe presentare anche nella fase iniziale della procedura e (in misura minore) anche all'ingresso di un nuovo nodo nel cluster: l'invio dei propri dati da parte di ciascun veicolo agli altri (o al mezzo appena aggiunto) genera un notevole carico per il canale radio che si trova a gestire un flusso di informazione $O(n^2)$, derivato dai pacchetti di dimensione n per le misurazione del RSSI e dal pacchetto di dimensione costante contenente la velocità.

4.3 Algoritmi AoA per veicoli a guida autonoma

In [20] è illustrato un algoritmo di cooperative positioning (CP) per il posizionamento V2X basato sull'angolo di arrivo AoA del segnale tra coppie di nodi della rete di veicoli (VANET) disponibili e coadiuvato dal segnale GPS. L'AoA $\theta_{i,j}$ da un nodo j è calcolato da ogni nodo i tramite lo stato d'informazione del canale (CSI) e l'algoritmo MUSIC, e poi condiviso a tutti gli altri nodi della rete. Si viene a creare quindi in ogni nodo la seguente matrice.

$$\Theta = \begin{bmatrix} 0 & \theta_{1,2} & \theta_{1,3} & \dots & \theta_{1,N} \\ \theta_{2,1} & 0 & \theta_{2,3} & \dots & \theta_{2,N} \\ \theta_{3,1} & \theta_{3,2} & 0 & \dots & \theta_{3,N} \\ \vdots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ \theta_{N,1} & \theta_{N,2} & \theta_{N,3} & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

Si noti che $\theta_{i,i} = 0^\circ \forall i$ e che, utilizzando $n > 2$ array di antenne, possiamo avere $\theta_{i,j} \in [0^\circ, 180^\circ]$, che in caso di misurazione perfetta ci restituirebbe $\theta_{i,j} + \theta_{j,i} = 180^\circ$.

Per alcune combinazioni i,j la cella può essere vuota se i due nodi non comunicano tra loro.

Tutto questo è valido solo in condizioni di LOS e da qui in poi in [20] sono illustrati due algoritmi diversi per stimare la posizione relativa agli altri nodi e migliorare quindi quella fornita dal GPS.

Il primo viene chiamato “*Pairwise Cooperation*” (PC) e consiste nello sfruttare le coppie di angoli $(\theta_{i,j}, \theta_{i,s})$ per avere la posizione di i relativa ai nodi j e s ; questo viene ripetuto per ogni coppia (j, s) possibile e sommando a queste informazioni la posizione fornita dal GPS il nodo i si ritrova con un set di coordinate $(x_{i,k}, y_{i,k})_{j,s}$ a ogni istante k . Supponendo di avere le posizioni dei nodi j e s come $(x_{j,k}, y_{j,k})$ e $(x_{s,k}, y_{s,k})$ le nuove coordinate $(\hat{x}_{i,k}, \hat{y}_{i,k})$ del nodo i si possono calcolare come:

$$\begin{aligned}\hat{x}_{i,k} &= \frac{y_{s,k} - y_{j,k} + \tan(\theta_{i,j})x_{j,k} - \tan(\theta_{i,s})x_{s,k}}{\tan(\theta_{i,j}) - \tan(\theta_{i,s})} \\ \hat{y}_{i,k} &= \frac{\tan(\theta_{i,j})y_{j,k} - \tan(\theta_{i,s})y_{s,k} + x_{s,k} - x_{j,k}}{\tan(\theta_{i,j}) - \tan(\theta_{i,s})}\end{aligned}$$

Per calcolare le coordinate finali vengono considerati i relativi pesi w_{ij} calcolati con la metrica di qualità della misurazione effettuata: $e_j = |\theta_{i,j} + \theta_{j,i} - 180^\circ|$.

Algorithm 1 CP Pairwise Cooperation

Ensure: a_0 is initialized using the GPS;

1: **for** node $i = 1 \dots N$ **do**

 Define $Q_i = \{(\theta_{i,j}, \theta_{i,s}) | j \neq s, i \neq j, 1 \leq j, s \leq N_i\}$

 Every $(\theta_{i,j}, \theta_{i,s})$ maps to $(x_{i,k}, y_{i,k})_{j,s}$ in the $2D$ space

$(\hat{x}_{i,k}, \hat{y}_{i,k}) = \sum_{j,s} w_{ij}(x_{i,k}, y_{i,k})_{j,s}$

2: **end for**

a_k is updated;

 Go Back to 1 to update a_{k+1} ;

Fig. 30: pseudocodice di un possibile algoritmo CP presentato in [20]

Un'altra procedura, che va a perfezionare l'algoritmo precedente, invece è denominato “*AoA Multidimensional Scaling*” (AMDS), in cui si utilizzano due set di angoli per stimare la posizione: il primo set, denotato $\hat{\theta}_{i,j}$, è l'AoA ottenuto tramite l'algoritmo MUSIC dai segnali ricevuti dai nodi mentre il secondo, indicato come $\bar{\theta}_{i,j}$, viene calcolato tramite la posizione fornita dal GPS. Successivamente la posizione del nodo viene aggiornata minimizzando l'incongruenza della funzione $\min_{x,y} S(a_k) = \sum_{i \neq j} w_{ij} (\hat{\theta}_{i,j} - \bar{\theta}_{i,j})^2$,

dove $S(\cdot)$ è la funzione di stress che viene aggiornata fino ad ottenere un errore tra le coordinate calcolate all'iterazione d e $d-1$ minore del valore desiderato ϵ .

Algorithm 2 CP AMDS

Ensure: $x_{i,k}^{(0)}$ and $y_{i,k}^{(0)}$ are initialized $\forall i$;
for node $i = 1 \dots N$ **do**
 $d = 1$
 $x_{i,k}^{(d)} = x_{i,k}^{(d-1)} - \alpha S_{x_{i,k}}$
 $y_{i,k}^{(d)} = y_{i,k}^{(d-1)} - \alpha S_{y_{i,k}}$
 while $|x_{i,k}^{(d)} - x_{i,k}^{(d-1)}| \geq \epsilon$ & $|y_{i,k}^{(d)} - y_{i,k}^{(d-1)}| \geq \epsilon$ **do**
 $d = d + 1$
 $x_{i,k}^{(d)} = x_{i,k}^{(d-1)} - \alpha S_{x_{i,k}}$
 $y_{i,k}^{(d)} = y_{i,k}^{(d-1)} - \alpha S_{y_{i,k}}$
 end while
end for

Fig. 31: pseudocodice presentato in [20] di un algoritmo CP con l'implementazione di AMDS

Le simulazioni condotte in [20] prendendo come riferimento un tratto di strada lungo 1200 metri, utilizzando come nodi anche pedoni e ciclisti e standardizzando le dimensioni dei vari elementi componenti usati per riferimento (corsie, piste ciclabili, marciapiedi). I risultati mostrano un errore medio piuttosto contenuto già con l'uso dell'algoritmo PC, errore che scende notevolmente quando viene utilizzato AMDS. Inoltre, seppur ognuno degli algoritmi provati presenti variazioni nell'errore dipendenti dall'imprecisione del GPS, AMDS si è rivelato estremamente robusto nel mantenere l'errore contenuto su misurazioni in tempo reale lungo un tratto di 600 metri.

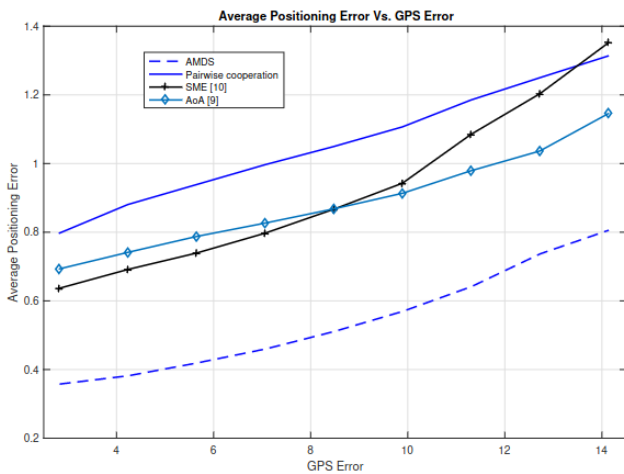


Fig. 32: errore misurato in [20] degli algoritmi CP e AMDS (e altri disponibili) al variare dell'errore del GPS

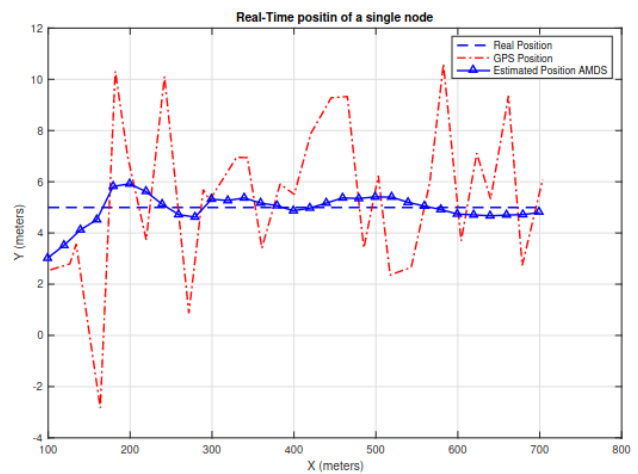


Fig. 33: confronto tra la posizione restituita dal GPS e dall'algoritmo AMDS proposto in [20] lungo un tratto di strada rettilinea

Conclusioni

Le connettività mobile è sempre alla ricerca di connessioni più veloci sia in termini di trasmissione dati che di latenza, indispensabili per un mondo digitale che man mano si sposta verso l'online, lo streaming e i servizi cloud per contenuti sempre più variegati e impegnativi sia per i dispositivi server necessari a mantenerli operativi, sia per le connessioni client-server necessarie a renderli fruibili. (cloud gaming e realtà aumentata sono due esempi già attuali).

La rapida crescita dei dispositivi IoT nel mercato mondiale delle connessioni e l'attenzione alle novità che questi nuovi dispositivi possono portare nelle vite quotidiane di milioni di persone, ha fatto in modo che le reti di connettività mobile siano progettate con caratteristiche di connessione peculiari (alta densità di connessione, massima affidabilità, minor latenza possibile) che non si trovano in un mercato impegnato fino ad oggi a soddisfare le richieste di dispositivi più classici, come smartphone o laptop.

Il posizionamento di terminali mobili quindi sarà di vitale importanza per le future generazioni di connettività, perché necessario in moltissimi ambiti delle trasmissioni a onde millimetriche: dall'incredibile velocità di download/upload permessa dalle alte frequenze, alla maniacale precisione richiesta dai veicoli a guida autonoma, l'utilizzo di tecniche come il beamforming e i relativi algoritmi di posizionamento e tracciamento trattati in suddetta tesi (e non solo) assicurano precisione costante e minor interferenze nella trasmissione.

Bibliografia

1. "MetroPCS launches first 4G LTE services in the US"
<https://web.archive.org/web/20100924143409/http://www.metropcs.com/presscenter/articles/mpcs-news-20100921.aspx>
2. Number of smartphones sold to end users worldwide from 2007 to 2021 (in million units) [Graph], Gartner, March 2, 2022. [Online]. Available:
<https://www.statista.com/statistics/263437/global-smartphone-sales-to-end-users-since-2007/?locale=en>
3. Internet of Things (IoT) and non-IoT active device connections worldwide from 2010 to 2025 (in billions), IoT Analytics, November 19, 2020. Available:
<https://www.statista.com/statistics/1101442/iot-number-of-connected-devices-worldwide/?locale=en>
4. Internet of Things (IoT) total annual revenue worldwide from 2020 to 2030 (in billion U.S. dollars), Transforma Insights, July 1, 2022. Available:
<https://www.statista.com/statistics/1194709/iot-revenue-worldwide/?locale=en>
5. Connection density of 4G, 5G, and 6G mobile broadband technologies (in millions of devices per kilometre²), ITU, & Samsung, July 14, 2020. Available:
<https://www.statista.com/statistics/1183690/mobile-broadband-connection-density/?locale=en>
6. "Managing the Future of Cellular" di ARM
<https://www.arm.com/-/media/global/solutions/infrastructure/managing-the-future-of-cellular.pdf?revision=72c22c02-de7e-43d5-bf10-5690d65352cd>
7. "5G NR Frequency Bands", Wikipedia
https://en.wikipedia.org/wiki/5G_NR_frequency_bands
8. J. Huang, C. -X. Wang, R. Feng, J. Sun, W. Zhang and Y. Yang, "Multi-Frequency mmWave Massive MIMO Channel Measurements and Characterization for 5G Wireless Communication Systems," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 7, pp. 1591-1605, July 2017, doi: 10.1109/JSAC.2017.2699381.
9. E. J. Violette, R. H. Espeland, R. O. DeBolt and F. K. Schwering, "Millimeter-wave propagation at street level in an urban environment," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 3, pp. 368-380, May 1988, doi: 10.1109/36.3038.
10. Trends and Challenges in CMOS Design for Emerging 60 GHz WPAN Applications - Scientific Figure on ResearchGate. Available from:
https://www.researchgate.net/figure/The-oxygen-attenuation-versus-frequency-FCC-1997-The-oxygen-absorption-has-its-maximum_fig1_221905790
11. What is Beamforming (Massive MIMO)? https://www.youtube.com/watch?v=pE_FsnHfTxc

12. Y. Kakubari and N. Yonemoto, "MMW mobile terminal positioning using remote receivers," *2017 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Tsukuba, Japan, 2017, pp. 341-344, doi: 10.1109/CAMA.2017.8273445.
13. O. AlHory, O. Shoushara, H. Al Suri, M. Al Shunnaq and F. Awad, "5G mmWave Indoor Location Identification Using Beamforming and RSSI," *2020 11th International Conference on Information and Communication Systems (ICICS)*, Irbid, Jordan, 2020, pp. 091-095, doi: 10.1109/ICICS49469.2020.239532.
14. T. -T. Tsai, L. -H. Shen, C. -J. Chiu and K. -T. Feng, "Beam AoD-based Indoor Positioning for 60 GHz MmWave System," *2020 IEEE 92nd Vehicular Technology Conference (VTC2020-Fall)*, Victoria, BC, Canada, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2020-Fall49728.2020.9348715.
15. L. Chen *et al.*, "Cross Deployment of Active and Passive Reconfigurable Intelligent Surfaces (RISs) for Next-Generation Communications," *2022 IEEE 5th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, Hefei, China, 2022, pp. 829-831, doi: 10.1109/ICEICT55736.2022.9909015.
16. C. L. Nguyen, O. Georgiou, G. Gradoni, and M. Di Renzo, "Wireless fingerprinting localization in smart environments using reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 135 526–135 541, 2021.
17. T. Wu *et al.*, "Fingerprint Based mmWave Positioning System Aided by Reconfigurable Intelligent Surface" , *ArXiv* 21 October 2022
18. H. Essen *et al.*, "Millimetre wave SAR for UAV operation," *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Melbourne, VIC, Australia, 2011, pp. 963-966.
19. R. Parker and S. Valaee, "Vehicular Node Localization Using Received-Signal-Strength Indicator," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 6, pp. 3371-3380, Nov. 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.907687.
20. M. Ammous and S. Valaee, "Cooperative Positioning in Vehicular Networks using Angle of Arrival Estimation through mmWave," *GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference*, Taipei, Taiwan, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322264.
21. "5Ghz IEEE 802.11^a For Interference Avoidance", Motorola
https://www.motorolasolutions.com/content/dam/msi/docs/business/_documents/static_files/interference_tb_0809.pdf?pLibItem=1