

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

---

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA PER  
L'ENERGIA E L'INFORMAZIONE

MODELLI TEORICI PER ANTENNE A LENTE AD ONDE  
MILLIMETRICHE

**Elaborato in**

Comunicazioni Digitali e Internet

**Relatore**

Chiar.mo Prof. Davide Dardari

**Presentato da**

Mirco Gentili

**Correlatore**

Dott. Ing. Francesco Guidi

Sessione unica

Anno Accademico 2016/2017



Alla mia famiglia  
e a tutti coloro che mi sono stati vicino  
aiutandomi e sostenendomi.



# Indice

<b>Indice delle Figure .....</b>	<b>3</b>
<b>Introduzione .....</b>	<b>5</b>
<b>1. Array di antenne con Lente Elettromagnetica .....</b>	<b>7</b>
1.1 Tecnologie a Onde Millimetriche .....	7
1.2 Tecnologie Massive MIMO.....	9
1.3 Dai Sistemi MIMO Tradizionali alle Lenti Elettromagnetiche .....	12
<b>2. Modelli di Antenna a Lente Elettromagnetica .....</b>	<b>17</b>
2.1 Primo Approccio – Modello Semplificato.....	17
2.2 Secondo Approccio – Analisi della Potenza Ricevuta.....	19
2.3 Terzo Approccio – Analisi dei Segnali Ricevuti .....	22
2.4 Considerazioni sui tre Approcci.....	26
2.5 Risposta Impulsiva della Lente EM.....	26
2.6 Utilizzo di Array di Antenne in Assenza di Lente.....	31
<b>3. Analisi della Risoluzione Angolare con Lente EM.....</b>	<b>35</b>
3.1 Analisi con l’approccio della potenza ricevuta.....	36
3.2 Segnale Ricevuto Allineato con l’Array .....	37
3.3 Segnale Ricevuto Disallineato con l’Array .....	38
3.4 Risoluzione dell’Angolo di Apertura Focale .....	40
<b>Conclusioni.....</b>	<b>43</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>45</b>



## Indice delle Figure

Figura 1.1 – Tabella delle Frequenze e Lunghezze d’Onda .....	7
Figura 1.2 – Esempio di Tecnologia ad Onde Millimetriche .....	8
Figura 1.3 – Esempio di Massive MIMO Planare .....	9
Figura 1.4 – Schema di Antenna a Lente EM.....	13
Figura 1.5 – Sfasamento introdotto dalla Lente .....	14
Figura 1.6 – Trasformazione di un’Onda Sferica Incidente alla Lente .....	14
Figura 1.7 – Confronto della risoluzione angolare tra Lente e MIMO.....	15
Figura 2.1 – Distribuzione di Potenza in Funzione dei Parametri della Lente.....	20
Figura 2.2 – Risposta Impulsiva della Lente in funzione dell’AoA.....	24
Figura 2.3 – Rappresentazione della Lente EM e del Punto Focale.....	27
Figura 2.4 – Rappresentazione della Lente EM e dell’arco focale.....	28
Figura 2.5 – Confronto tra Array con Lente e UPA .....	32
Figura 3.1 – Distribuzione di Potenza con $\Delta=1$ .....	36
Figura 3.2 – Potenza Ricevuta con $\varepsilon=0$ .....	38
Figura 3.3 – Potenza Ricevuta con $\varepsilon=1/4$ e $\varepsilon=1/2$ .....	39
Figura 3.4 – Angolo di Apertura Focale in funzione del Numero di Antenne .....	40
Figura 3.5 – Angolo di Apertura Focale in funzione della Frequenza .....	41





## Introduzione

Le tecnologie ad onde millimetriche si stanno sempre più diffondendo nel settore delle telecomunicazioni, offrendo soluzioni wireless più performanti in termini di velocità rispetto all'attuale generazione mobile (4G), consentendo lo sviluppo di applicazioni e dispositivi di nuova generazione (5G).

L'obiettivo di questo elaborato è quello di verificare come l'adozione di antenne a lenti elettromagnetiche possa offrire un significativo vantaggio nell'implementazione di sistemi multiple-input multiple-output (MIMO) sia in termini di prestazioni sia in termini di risoluzione della complessità. La tecnologia massive MIMO prevede array contenenti un alto numero di antenne in modo da sfruttare più trasmettitori e ricevitori per poter trasferire grandi quantità di dati contemporaneamente a più utenti sfruttando la stessa banda. Il numero elevato di antenne permette la focalizzazione dell'energia in aree ridotte (*beamforming* digitale) consentendo la realizzazione di applicazioni di tipo laser. Vi sono però anche complicazioni, ad esempio la necessità di effettuare conversioni del segnale da analogico a digitale e conversioni in banda base del segnale: questo grava sulla complessità del sistema, nonostante siano possibili alcune soluzioni come l'utilizzo di Phase-Shifters o Switch in cambio di un calo del guadagno complessivo del sistema. Le lenti elettromagnetiche hanno la caratteristica di ridurre la complessità del processo di elaborazione del segnale, in quanto permettono di eseguire attraverso i loro parametri geometrici quello che nei sistemi MIMO tradizionali viene realizzato con catene di Phase-Shifters e di ulteriori elaborazioni del segnale molto complesse. Inoltre, essendo compatibili grazie all'uso delle onde millimetriche, permettono di sviluppare sistemi di telecomunicazioni di dimensioni sempre più ridotti, permettendone l'integrazione in dispositivi di impiego quotidiano, come smartphone e tablet.

Il lavoro dell'elaborato è organizzato in tre capitoli che comprendono le seguenti fasi:

- Studio degli attuali modelli teorici proposti nello stato dell'arte per il sistema di antenne a lente elettromagnetica;

- Studio della risoluzione del sistema in esame, importante per applicazioni come la localizzazione della sorgente di segnale.

Nel capitolo 1 vi è una trattazione generale riguardo i vantaggi offerti dalle onde millimetriche e del loro utilizzo insieme ai sistemi massive MIMO per realizzare sistemi con un numero estremamente elevato di antenne in una taglia ridotta; dopo aver introdotto i principali vantaggi nell'utilizzo di questa tecnologia per il 5G, e le sue principali limitazioni a livello hardware per utilizzo pratico, si descrive come l'uso congiunto di lenti elettromagnetiche e MIMO permette di ovviare a tali problemi.

Il capitolo 2 riporta tre diversi approcci per ottenere un modello del sistema di comunicazione wireless MIMO a lenti elettromagnetiche. Il primo approccio analizza l'effetto che la lente introduce nel sistema, assimilabile ad una Discrete Fourier Transform (DFT) nel dominio degli angoli. Il secondo approccio studia la distribuzione della potenza ricevuta da un gruppo di antenne poste dietro ad una lente elettromagnetica. Infine, il terzo analizza i segnali ricevuti da un gruppo di antenne poste dietro una lente elettromagnetica, fornendo risultati più dettagliati sia riguardo la risposta impulsiva nel dominio degli angoli della lente, sia riguardo il modello del sistema. Una volta descritti i tre approcci, viene effettuato un confronto tra un sistema tradizionale con antenne allineate in modo uniforme (uniform planar array, UPA) ed un sistema che sfrutta le lenti elettromagnetiche mettendo in luce le principali differenze.

Il capitolo 3 si sofferma sulla risoluzione angolare ottenibile con un sistema con lente elettromagnetica, mediante tre diverse analisi al fine di rispondere ai seguenti quesiti:

- a. quante antenne vengono eccitate dato un segnale incidente;
- b. quali sono gli effetti del disallineamento tra antenne e segnale incidente e come varia l'apertura focale della lente al variare dei parametri tecnologici come il numero di antenne che compongono l'array posto dietro alla lente elettromagnetica
- c. le dimensioni della lente stessa e la frequenza operativa del sistema.

Nello stesso capitolo per ogni punto appena descritto saranno riportati grafici e risultati ottenuti tramite simulazioni attraverso l'ambiente MATLAB.

# Capitolo 1

## Array di Antenne con Lente Elettromagnetica

### 1.1 Tecnologie a Onde Millimetriche

Negli ultimi tempi si sta sviluppando un sistema di connettività di reti wireless più performante rispetto all'attuale quarta generazione (4G); infatti, grazie all'utilizzo di nuove tecnologie applicabili al campo delle telecomunicazioni, ci si sta dirigendo verso la nuova generazione (5G), tappa raggiungibile sfruttando anche le alte frequenze offerte dalle Onde Millimetriche.

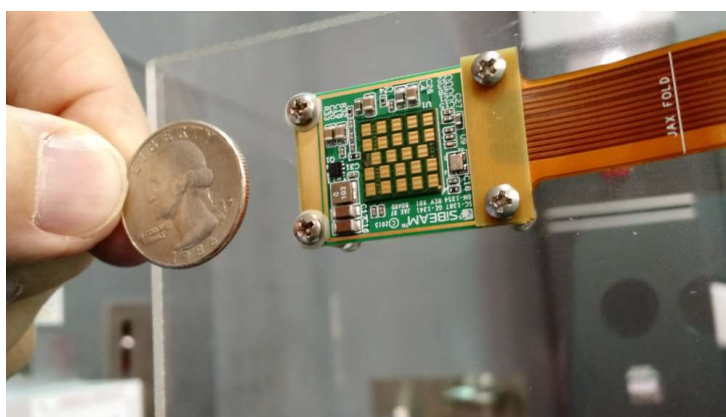
I sistemi wireless a onda millimetrica stanno emergendo come una tecnologia promettente per ottenere trasferimento dati ad una velocità sempre maggiore, e per servire con una qualità elevata più clienti utilizzando le stesse risorse di tempo [1].

Frequenze	Lunghezza d'Onda $\lambda$
3 kHz	100 km
30 kHz	10 km
300 kHz	1 km
3 MHz	100 m
30 MHz	10 m
300 MHz	1 m
3 GHz	100 mm
30 GHz	10 mm
300 GHz	1 mm

Figura 1.1 - Tabella di frequenze da 3kHz a 300GHz con rispettivi valori di lunghezze d'onda.

La Figura 1.1 illustra le varie gamme di frequenze con le rispettive lunghezze d'onda. Di particolare interesse sono le frequenze a microonde tipiche delle tecnologie della quarta generazione, che coprono la fascia di valori tra 300 MHz – 3 GHz e corrispondono a lunghezze d'onda tra 0.1 m – 1 m; vi sono riportate all'aumentare delle frequenze i valori utilizzati nelle tecnologie di quinta generazione, ovvero le onde millimetriche che corrispondono le fasce di valori tra 30 GHz – 300 GHz e presentano lunghezze d'onda nell'ordine del millimetro (come suggerisce il nome sono ben più piccole rispetto alle onde del 4G).

Come illustrato in [2], l'impiego di tecnologie ad onde millimetriche può favorire la possibilità di integrare un numero molto elevato di antenne in un'area ristretta; infatti, in un array di antenne, le antenne sono disposte a una distanza pari a  $\frac{\lambda}{2}$  [2]. Grazie alla maggiore compattezza, diventa possibile equipaggiare i dispositivi mobili con tali array, consentendo quindi l'opportunità di ottenere nuove applicazioni e maggiori prestazioni in termini di velocità e trasmissione dei dati.



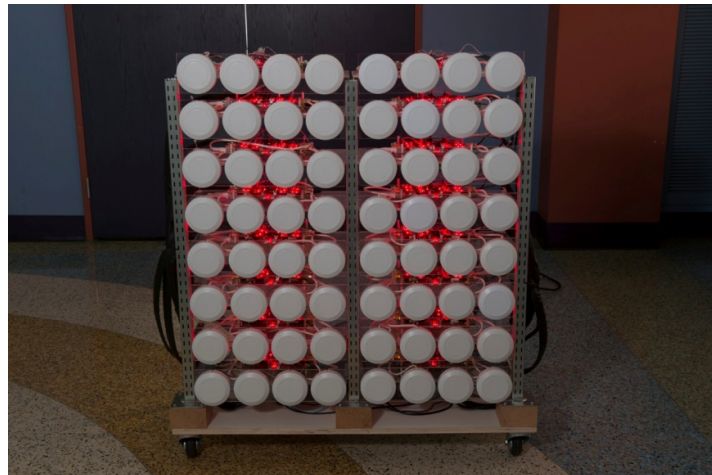
*Figura 1.2 - Esempio di tecnologia con antenne a onde millimetriche. L'area contenente le antenne è più piccola di una moneta di un quarto di dollaro [3].*

Il futuro delle comunicazioni wireless converge a questa tipologia di onde anche grazie alla possibilità di sfruttare una grande larghezza di banda libera (bande che arrivano addirittura fino a 7 GHz); sfruttando onde a lunghezza d'onda molto ridotta rispetto alle microonde (4G) è possibile integrare un elevato numero di antenne in spazi molto ristretti, come è mostrato in [Figura 1.2](#).

Si può dunque implementare una tecnologia Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), descritta in seguito, che prevede l'utilizzo di un sistema multiplo di antenne sia in trasmissione sia in ricezione. Gli autori di [4] hanno eseguito ricerche inerenti alla realizzazione di array con un elevato numero di antenne ad onde millimetriche, e di dimensioni sempre più ridotte, adatte ad essere integrati nei tablet o negli smartphones di uso quotidiano nonostante alcuni problemi siano ancora da risolvere (ad esempio il loro elevato consumo energetico). L'integrazione di queste tecnologie all'interno di dispositivi mobili di prossima generazione potrebbe essere utile per realizzare applicazioni innovative e sempre più performanti, come ad esempio un *personal mobile radar* ad alta risoluzione e a basso consumo (oggetto di ricerca trattato in [2]).

## 1.2 Tecnologia Massive MIMO

Oltre ad offrire una maggiore larghezza di banda, i sistemi a onda millimetrica permettono di ottenere un notevole guadagno di capacità e migliori prestazioni (con un conseguente risparmio energetico) se usati insieme a tecniche MIMO.



*Figura 1.3 - Esempio di massive MIMO planare [5].*

La tecnologia massive MIMO introduce una svolta importante rispetto all'attuale tecnologia MIMO attraverso l'impiego di un grande quantitativo di antenne sui terminali e soprattutto nelle stazioni base [6]; se in un sistema di telecomunicazioni MIMO tradizionale venivano utilizzate poche antenne (al massimo una decina) le tecnologie massive MIMO permettono l'integrazione di diverse centinaia di antenne all'interno di un dispositivo. La Figura 1.3 riporta l'esempio di un massive MIMO planare di 64 antenne; le antenne sono di tali dimensioni perché sfruttano frequenze di lavoro più basse rispetto alle onde millimetriche. Con riferimento alla Figura 1.1 è tuttavia possibile pensare ad array con quantitativi simili di antenne ma integrati in dispositivi piccoli come un telefono cellulare se vengono impiegate onde millimetriche.

Come accennato prima, i sistemi MIMO sono una tecnologia wireless che utilizza più trasmettitori e ricevitori con lo scopo di trasferire una maggiore quantità di dati contemporaneamente rispetto a un sistema di antenne tradizionale. Con il massive MIMO si pensa a sistemi che utilizzano array con centinaia di antenne, che servono contemporaneamente diverse decine di terminali sfruttando la stessa banda. In particolare, quanto più un sistema presenta un numero maggiore di antenne, tanto più potenzialmente può ottimizzare le prestazioni di comunicazione e/o localizzazione [6].

Il numero elevato di antenne permette la focalizzazione dell'energia in regioni di spazio molto ridotte, consentendo enormi miglioramenti del rendimento e dell'efficienza energetica irradiata (elevata precisione nella procedura di *beamforming*); tale precisione del *beam* nel massive MIMO permette di realizzare applicazioni di tipo laser non implementabili con i sistemi classici MIMO.

Inoltre, anche in presenza di canali di comunicazione con diversi cammini multipli dovuti alle riflessioni dell'ambiente, in cui solitamente la qualità del collegamento può riscontrare peggioramenti, la tecnologia MIMO utilizza più trasmettitori e ricevitori *smart* che sono in grado di aumentare le prestazioni e la portata del sistema radio sfruttando a proprio vantaggio la presenza di multi-cammini [6]. La tecnologia MIMO offre quindi miglioramenti notevoli nella distanza di trasmissione di un sistema di comunicazioni digitali wireless, senza però ricorrere a banda addizionale o a

maggiore potenza di trasmissione bensì grazie ad una maggiore efficienza spettrale (più bit al secondo per Hertz di banda) e una più alta affidabilità del collegamento.

Tuttavia il massive MIMO non presenta solamente dei vantaggi ma offre anche complicazioni nel sistema radio nel quale viene implementato a causa dell'inserimento di molte antenne rispetto ad un sistema di telecomunicazioni tradizionale [6]. Infatti, il *beamforming* è solitamente eseguito in digitale in banda base ed è quindi necessario effettuare sia operazioni di conversione in banda base, sia di conversione del segnale da analogico a digitale. In questo modo, il costo dell'architettura globale incrementa notevolmente con il numero delle antenne, ed è difficilmente realizzabile su dispositivi a basso costo [7].

Per ridurre la complessità del sistema risulta utile sfruttare un *beam* analogico implementabile tramite dei *Phase-Shifters* a radio frequenza; si tratta di posizionare in cascata alle antenne dei moltiplicatori (in gergo definiti anche *pesi*) che permettono di sfasare opportunamente i segnali ad ogni antenna in modo da ricombinarli coerentemente. Nonostante questa soluzione riduca drasticamente i costi, comporta una notevole perdita di prestazioni in quanto con i *Phase-Shifters* non è possibile ottenere dei valori continui di fase (ovvero è possibile selezionare solo particolari valori discreti e tra due valori adiacenti non vi è continuità ma vi sono step) e di conseguenza l'introduzione di queste tecnologie introduce un errore di quantizzazione all'interno del sistema se viene richiesto un alto grado di precisione [7].

Per risolvere tali problemi sono state proposte anche soluzioni ibride analogico-digitali che però non permettono di ovviare completamente ai problemi elencati in precedenza.

In seguito è stato proposto di sostituire i *Phase-Shifters* con degli *Switch* con lo scopo di ridurre il numero di elementi impiegati per l'elaborazione e quindi semplificare ulteriormente il sistema. Tuttavia questo metodo di selezione delle antenne comporta anche un calo del guadagno complessivo dell'array [7].

## 1.3 Dai Sistemi MIMO Tradizionali alle Lenti Elettromagnetiche

Riassumendo, la tecnologia MIMO è di miglior qualità rispetto ad un sistema di antenne tradizionale, utilizza un *beamforming* più mirato e mette in collegamento più utenti alla volta. Presenta però delle limitazioni (complessità, valori di fase discreti, ecc) a cui non sono stati posti ancora rimedi.

Una tecnologia applicabile specialmente alle onde millimetriche e in grado di offrire notevoli semplificazioni dell'hardware dei sistemi MIMO è rappresentata dalle *Lenti Elettromagnetiche* (lenti EM). Le lenti EM sono elementi che mirano a ridurre la complessità del processo di elaborazione del segnale e quindi il costo della catena a radiofrequenza, senza comportare notevoli degradazioni delle prestazioni.

In generale le Lenti EM possono essere realizzate sfruttando tre diverse tipologie di materiali e tipologie di costruzione, come indicato in [7]:

- 1) Lenti dielettriche realizzate in materiale dielettrico;
- 2) Le lenti planari tradizionali, costituite da array di antenne di trasmissione e ricezione, collegate tramite linee di trasmissione con lunghezze variabili;
- 3) Moderne lenti planari costituite da strutture periodiche a diverse lunghezze d'onda, induttive e capacitive.

Come si può notare in Figura 1.4 [7] un'antenna a lente è composta da due elementi: una Lente EM (raffigurata di profilo in azzurro) ed un array di antenne localizzato nella regione focale della lente stessa (in questo caso è considerato un array curvo).



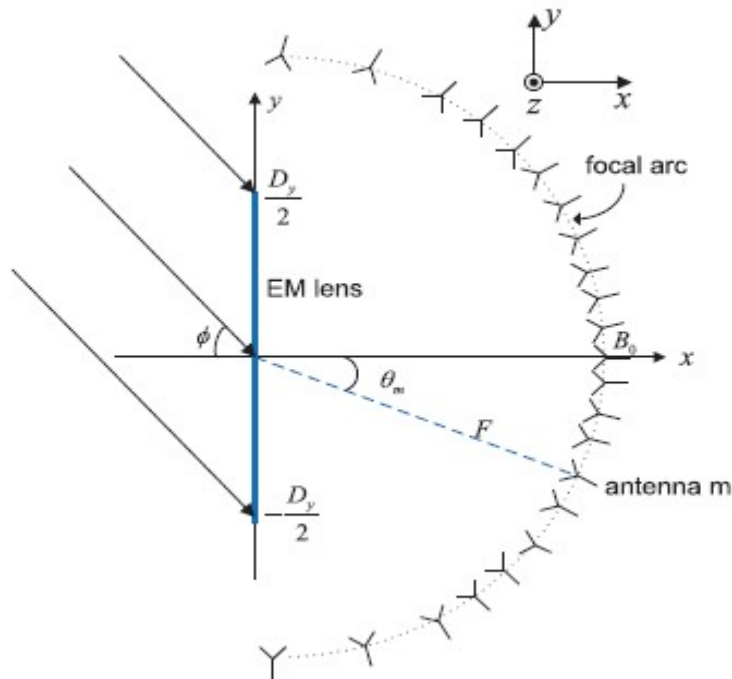


Figura 1.4 - Schema di una antenna a lente, composta da un array di antenne (curvo) e una Lente EM, con un'onda piana incidente con AoA  $\phi$  [7].

Una Lente EM è in grado di focalizzare, a distanza focale  $F$ , i segnali incidenti in diversi sotto-sezioni dell'array in base all'angolo d'incidenza. In particolare, un'antenna a Lente EM in ricezione è in grado di mettere "a fuoco" i segnali incidenti con angoli di arrivo (angle-of-arrival, AoA) sufficientemente separati nelle varie zone dell'array stesso (in altre parole, il segnale ricevuto a seconda dell'angolo di incidenza nella Lente EM viene proiettato in punti differenti dell'array di antenne a distanza  $F$ ). La situazione che si ha nell'antenna a lente elettromagnetica che trasmette il segnale è analoga, ma ovviamente si parla di angolo di partenza (angle-of-departure, AoD).

Le Lenti EM hanno la particolare capacità di trasformare un'onda sferica incidente in un'onda piana e il vantaggio è che questa operazione viene effettuata senza nessun supporto elettronico di elaborazione dati [8]; questo vantaggio spiega l'interesse per un loro impiego nel prossimo 5G. La Figura 1.5 mostra un'onda sferica incidente sulla lente in più punti e ritardi differenti.

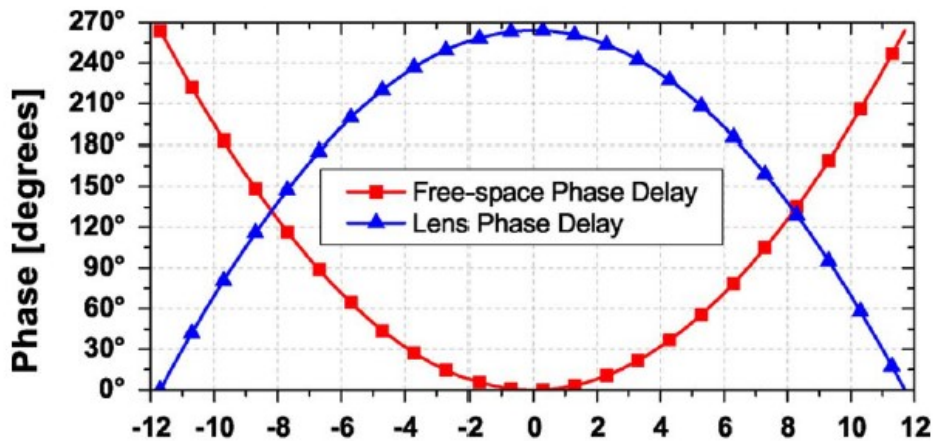


Figura 1.5 - Ritardo di fase dell'onda sferica incidente sulla lente (rosso) e sfasamento introdotto dalla lente sull'onda incidente (azzurro) in funzione della distanza di impatto dal centro della lente (in centimetri) [8].

La lente infatti introduce un differente sfasamento a seconda del punto di incidenza in modo tale da ottenere in uscita una forma d'onda piana; è proprio lo scopo della lente elettromagnetica quello di far collimare nel punto focale un'onda dal fronte piano senza alcun supporto di elaborazione (la trasformazione del fronte d'onda è dato da parametri geometrici della lente, Figura 1.6).

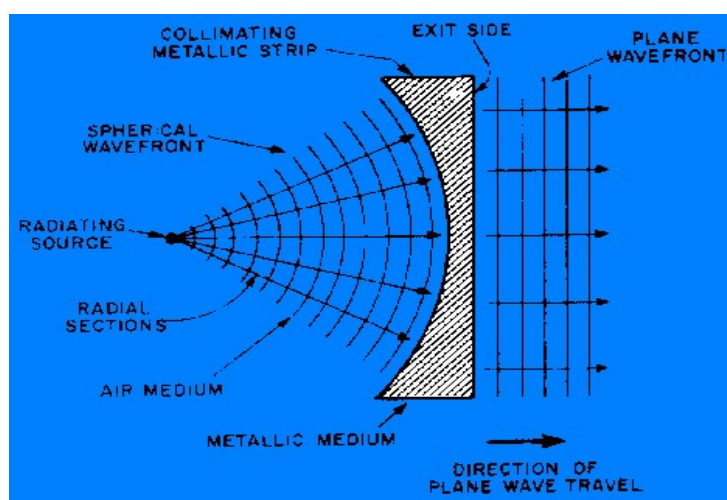


Figura 1.6 - Esempio di un'onda sferica incidente che viene mutata in onda piana all'uscita della Lente EM [9].

Come ulteriore proprietà la Lente EM offre una copertura di tipo analogico, ovvero non sono presenti step angolari come in un sistema tradizionale composto da Phase-Shifters ma la lente apprezza segnali incidenti da qualsiasi direzione (apprezza con continuità tutti gli angoli incidenti), come è possibile visionare nella Figura 1.7.

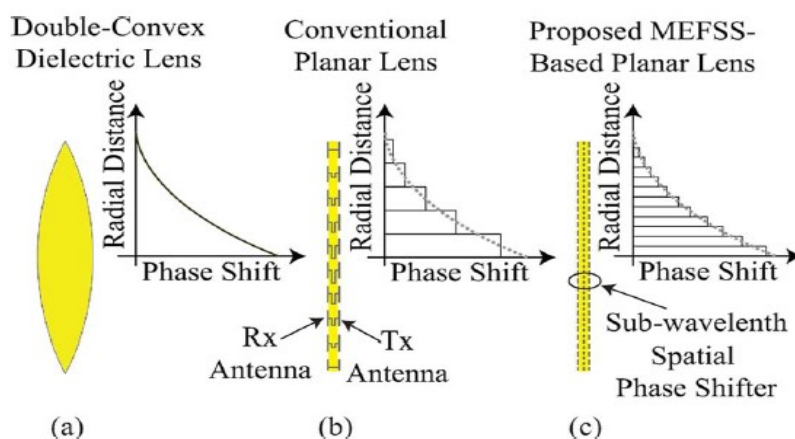


Figura 1.7 – Confronti di risoluzione angolare di tre differenti tecnologie: (a) Lente elettromagnetica a dielettrico convesso; (b) Array composto da antenne TX/RX; (c) Tecnologia MEFSS planare. La lente elettromagnetica apprezza un range angolare continuo nei valori, cosa non vera per ogni tipo di array di antenne (per quanto il grado di risoluzione degli step è aumentabile con tecnologie all'avanguardia) [8].



# Capitolo 2

## Modelli di Antenna a Lente Elettromagnetica

Nel capitolo precedente è stata presentata una breve rassegna dello stato dell'arte, e sono state elencate le principali caratteristiche che rendono i sistemi con lenti EM molto interessanti per applicazioni 5G.

Nel seguito vengono riportati tre diversi modelli per caratterizzare le antenne a lente elettromagnetica, in modo da migliorare la comprensione del principio di funzionamento di un array dotato di lente EM.

### 2.1 Primo Approccio – Modello Semplificato

Il primo approccio preso in esame prevede di rappresentare una lente come un blocco che esegue una Discrete Fourier Transform (DFT) nel dominio degli angoli (*beam space*).

Si consideri un link radio composto da un array lineare trasmittente di lunghezza  $L_T$  e un array di antenne riceventi di lunghezza  $L_R$ , posti ad una distanza  $R \gg L_T, L_R$ . Gli array operano ad una frequenza portante  $f_c$  con lunghezza d'onda  $\lambda$ .

Un segnale può seguire più cammini,  $n_T$  e  $n_R$ , in particolare viene indicato il cammino  $i$ -esimo con:  $n_i = \frac{2L}{\lambda}$  (dove  $n_i$  e  $L$  possono essere assunti come  $n_{T,i}$  e  $L_T$  oppure come  $n_{R,i}$  e  $L_R$ ).

Secondo il documento [1] l'intero sistema può essere modellato secondo quanto segue:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

dove:

- ❖  $x$ : vettore dei segnali trasmessi ( $n_T$  elementi);
- ❖  $r$ : vettore dei segnali ricevuti ( $n_R$  elementi);
- ❖  $w$ : vettore rappresentante il rumore e le interferenze (dimensione  $n_R$ );
- ❖  $\mathbf{H}$ : matrice che riassume gli effetti propagativi di canale (dimensioni  $n_R \times n_T$ ).

Il modello appena illustrato può essere rappresentato anche come segue, analizzandolo sotto il punto di vista del *beam*space:

$$r_b = \mathbf{H}_b x_b + w_b, \quad \mathbf{H}_b = U_{b,R}^T \cdot \mathbf{H} \cdot U_{b,T} \quad w_b = U_{b,R}^T w \quad (2)$$

dove  $x_b$ ,  $r_b$  e  $w_b$  rappresentano rispettivamente i vettori del *beam* trasmesso, ricevuto e il rumore, mentre  $\mathbf{H}_b$  è la matrice di *beam*space di canale (dimensioni  $n_R \times n_T$ ), e rappresenta l'accoppiamento tra il *beam*space in trasmissione e in ricezione;  $U_{b,T}$  è la matrice di *beam*space in trasmissione ( $n_T \times n_T$ ),  $U_{b,R}$  è la matrice di *beam*space in ricezione ( $n_R \times n_R$ ).

Il segnale trasmesso è legato al *beam* irradiato secondo la seguente relazione (considerando  $n$  *beams*):

$$x = U_b \cdot x_b = \sum_{i=1}^n u(\theta_i) x_b(i) \quad (3)$$

Questi  $n$  *beams*  $x_b(i)$  coprono l'intero orizzonte spaziale della lente  $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$  (con  $\varphi$ : angolo spaziale relativo all'array lineare considerato). Ciascun  $u(\theta)$  è un vettore di risposta diretta dell'array, chiamato anche *fattore di array*, e rappresenta una sinusoide spaziale complessa; il suo argomento  $-\frac{1}{2} \leq \theta \leq \frac{1}{2}$  è correlato all'angolo fisico  $\varphi$  tramite la relazione:

$$\theta = \frac{d}{\lambda} \sin(\varphi) = \frac{1}{2} \sin(\varphi), \quad d = \lambda/2 \quad (4)$$

Gli  $n$  elementi di  $u(\theta)$  sono definiti come:

$$u(\theta_i) = e^{-j2\pi\theta_i} \quad (5)$$

ovvero rappresentano una trasformata nel dominio dell'angolo  $\theta$ , dove:  $i \in I(n) = \{i - (n - 1)/2 : i = 0, \dots, n - 1\}$ ,  $I(n)$  è un insieme di  $n$  indici posti simmetricamente attorno all'origine. Come anticipato in precedenza,  $u_i(\theta_i)$  descrive la risposta dell'array e della lente in funzione dell'angolo  $\theta_i$ .

Nel caso più generale, in presenza di  $N_p$  cammini totali (linea di vista e riflessioni) la risposta di canale  $\mathbf{H}_{MP}$  risulta essere [1]:

$$\mathbf{H}_{MP} = \sum_{i=1}^{N_p} \beta_i u_R(\theta_{R,i}) u_T^H(\theta_{T,i}) \quad (6)$$

dove:

- ❖  $\mathbf{H}_{MP}$ : risposta del canale che compone il contributo del cammino in linea di vista più le riflessioni dovute agli ostacoli;
- ❖  $\beta_i$ : gli effetti di guadagno e attenuazione del sistema (antenne e canale);
- ❖  $N_p$ : numero di percorsi (cammino diretto in linea di vista più eventuali cammini dovuti a riflessioni causate da ostacoli);
- ❖  $u_R(\theta)$ ,  $u_T(\theta)$ : elementi delle matrici  $U_b$  in ricezione e in trasmissione;
- ❖  $\theta_{R,i}$ ,  $\theta_{T,i}$ : angoli di incidenza in ricezione e trasmissione associati al cammino  $i$ -esimo.

In questo primo approccio analizzato, gli autori non entrano nel dettaglio sul funzionamento della lente, ma approssimano il sistema all'equazione (6) di validità generale.

## 2.2 Secondo Approccio – Analisi della Potenza Ricevuta

Nel paragrafo precedente è stato estratto il modello di canale di un sistema di antenne a lente elettromagnetica tenendo conto del comportamento della lente simile ad una DFT; in questo paragrafo verrà estratto il modello dello stesso sistema analizzando il trasferimento di potenza tra le antenne (secondo quanto suggerito da [10] e [11]).

Dal punto di vista della potenza, al variare dell'angolo di incidenza  $\theta$  del segnale sulla Lente EM si hanno variazioni del profilo di potenza del segnale in uscita dalla lente in funzione dei parametri geometrici della lente (Figura 2.1).

Infatti, il numero di antenne che vengono eccitate dipende direttamente da un parametro di design geometrico della lente, identificato con  $\Delta$ , e risulta:

$$J = 2\Delta + 1 \ll M \quad (7)$$

dove con  $M$  si intende il numero totale di antenne poste sull'array.

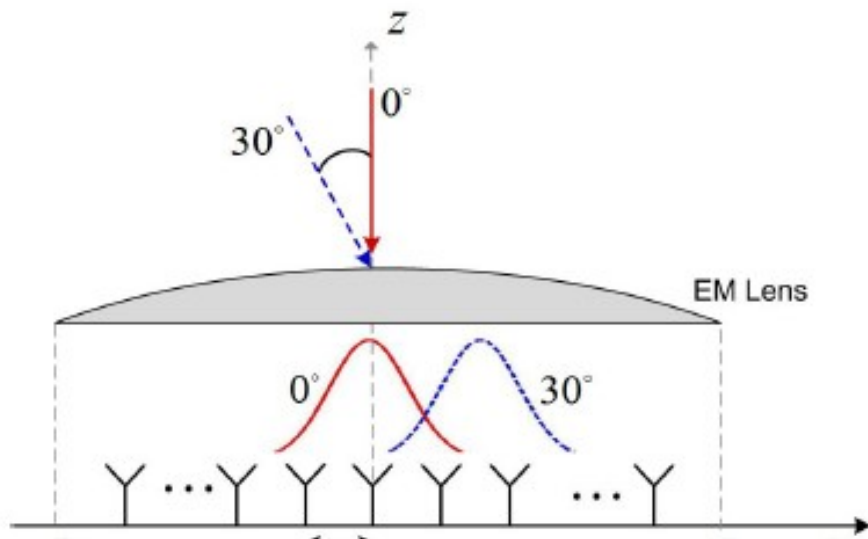


Figura 2.1 - Esempio di variazione del profilo di potenza ricevuto nell'array di antenne in funzione all'angolo di arrivo  $\phi$  del segnale sulla lente (e quindi in funzione dei parametri geometrici della lente) [11].

E' possibile definire una forma generica del coefficiente di canale  $h_{km}$  come segue:

$$h_{km} = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{a_m(\theta_{kp})} \sqrt{\alpha_{kp}} e^{[j\psi_{kp} + j\frac{2\pi m d}{\lambda} \sin(\theta_{kp})]} \quad (8)$$

dove:

- ❖ K: numero di utenti (il singolo utente è identificato dall'indice "k" );
- ❖ p: indice del cammino p-esimo (in totale ci sono  $N_p$  cammini);



- ❖  $\sqrt{\alpha_{kp}}$ : guadagno di canale (p-esimo cammino) e guadagno dell'antenna riassunte in un unico parametro;
- ❖  $\Psi_{kp}$ : fase del segnale in arrivo dal p-esimo cammino (variabile aleatoria con distribuzione uniforme tra 0 e  $2\pi$ );
- ❖  $\lambda$ : lunghezza d'onda in spazio aperto;
- ❖  $d$ : distanza interantenna;
- ❖  $\theta_{kp} = \theta_k + \eta_p$ : AoA, composto da AoA nominale  $\theta_k \in [-\varphi; \varphi]$ , con  $\varphi \in [0; \pi]$  range di copertura angolare, e da  $\eta_p$  che modella la distribuzione di potenza nel dominio degli angoli come gaussiana a valor medio nullo e varianza angolare  $\sigma_\eta^2$ .

Viene introdotto inoltre quello che è chiamato *fattore di lente*, ovvero  $a_m(\theta_{kp})$ , che non è altro che un *distributore di potenza* che rappresenta come si distribuisce l'energia del segnale incidente su  $J$  antenne eccitate in funzione dell'AoA sulla lente EM.

Il fattore di lente dipende dal parametro di design geometrico della lente  $\Delta$  e tramite una funzione di densità di potenza  $f(i; \theta)$  può essere modellata come una Gaussiana con valor medio  $i(\theta)$  e varianza  $\sigma^2$  come segue:

$$a_m(\theta) = \begin{cases} c \int_{i_m - \frac{d}{2}}^{i_m + \frac{d}{2}} f(i; \theta) di & |m - \hat{m}(\theta)| \leq \Delta \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (9)$$

dove:

- ❖  $c$ : costante che viene impiegata per far sì che  $\sum_{m=1}^M a_m(\theta) = M$ ;
- ❖  $\hat{m}(\theta)$ : indice di antenna che riceve il picco massimo di potenza in funzione dell'AoA.

Il segnale ricevuto viene quindi espresso in funzione della radice della potenza:

$$r_{km}(t) = \sqrt{\rho_t} h_{km} e^{j2\pi f_0 t} + n(t) \quad (10)$$

dove:

- ❖  $\rho_t$ : potenza trasmessa del segnale in arrivo (estraendone la radice si ottiene l'ampiezza del segnale trasmesso in partenza);
- ❖  $n(t)$ : rumore bianco gaussiano aggiuntivo (AWGN).

## 2.3 Terzo Approccio – Analisi dei Segnali Ricevuti

E' importante notare che questo approccio considera le antenne non sono disposte solo come illustra Figura 1.4 (paragrafo 1.4) ma possono anche essere disposte su un array lineare, non inarcato, oppure distribuite su una superficie planare.

L'array, lineare o planare che sia, contiene un numero elevato di antenne (a seguire verrà indicato con  $m$  l' $m$ -esima antenna e  $M$  il numero totale di antenne dell'array in ricezione, con  $q$  e  $Q$  l'analogo per l'array in trasmissione).

Un'antenna a lente elettromagnetica è solitamente composta, come è possibile visionare nella Figura 1.4 (paragrafo 1.3) [7], da una Lente EM e da un'array di antenne posto nella regione focale della lente stessa; nel seguito, per estrarre il modello di canale, si considera una lente planare di spessore trascurabile e dimensioni  $D_y \times D_z$ , posta nel piano  $yz$  e centrata nell'origine.

Facendo riferimento alla Figura 1.4 è possibile definire:

- ❖  $F$ : lunghezza focale della Lente EM;
- ❖  $M$ : numero dispari di antenne; si definisce  $\underline{M} \triangleq \{0 ; \pm 1 ; \pm 2 ; \dots ; \pm \frac{M-1}{2}\}$
- ❖  $\theta_m \in \left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right]$ : angolo della  $m$ -esima antenna dell'array rispetto all'asse  $x$ ;
- ❖  $\tilde{\theta}_m \triangleq \sin(\theta_m)$ : spaziatura critica dell'antenna (*critical antenna spacing*) indicata anche come  $\tilde{\theta}_m = \frac{m}{D} = \frac{m\lambda}{D_y}$ ,  $m \in M$  in modo da evidenziare il fatto che le antenne non sono distribuite sull'array in modo uniforme nel senso lineare ma a sinusoidale, ovvero una concentrazione di antenne più elevata al centro dell'array

e una concentrazione meno elevata alle estremità, quindi equispaziate nell'intervallo  $[-1;1]$ ;

- ❖  $\tilde{D} \triangleq \frac{D_y}{\lambda}$ : dimensione del diametro lungo l'asse y, normalizzata rispetto alla lunghezza d'onda  $\lambda$  della portante;
- ❖  $M = 1 + \lfloor 2\tilde{D} \rfloor$ : numero totale di antenne da posizionare lungo l'array.

Si analizza la funzione di trasferimento nel dominio degli angoli della lente EM considerando un segnale trasmesso  $x_0(\varphi)$  (fasore corrispondente al tono sinusoidale a frequenza  $f_0$  con AoA  $\varphi$ ) e il segnale ricevuto dall'antenna m-esima  $r_m(\varphi)$ . Si definisce il rapporto  $a_m(\varphi) \triangleq \frac{r_m(\varphi)}{x_0(\varphi)}$  come la funzione di trasferimento negli angoli della lente EM, data da

$$a_m(\varphi) \approx e^{-j\Phi_0\sqrt{A}} \times \text{sinc}(m - \tilde{D}\tilde{\varphi}), m \in M \quad (11)$$

dove:

- ❖  $A \triangleq \frac{D_y D_z}{\lambda^2}$ : apertura normalizzata della Lente EM;
- ❖  $\Phi_0$ : offset di fase comune dall'apertura focale della lente all'array;
- ❖  $\tilde{D}$ : diametro della lente EM normalizzato a  $\lambda$ ;
- ❖  $\tilde{\varphi} \triangleq \sin(\varphi) \in [-1; 1]$ .

Come è possibile notare dalla formula, la risposta impulsiva (in funzione dell'AoA  $\varphi$ ) ha un andamento a  $\text{sinc}(x)$  (un esempio è riportato nella Figura 2.2) [7].

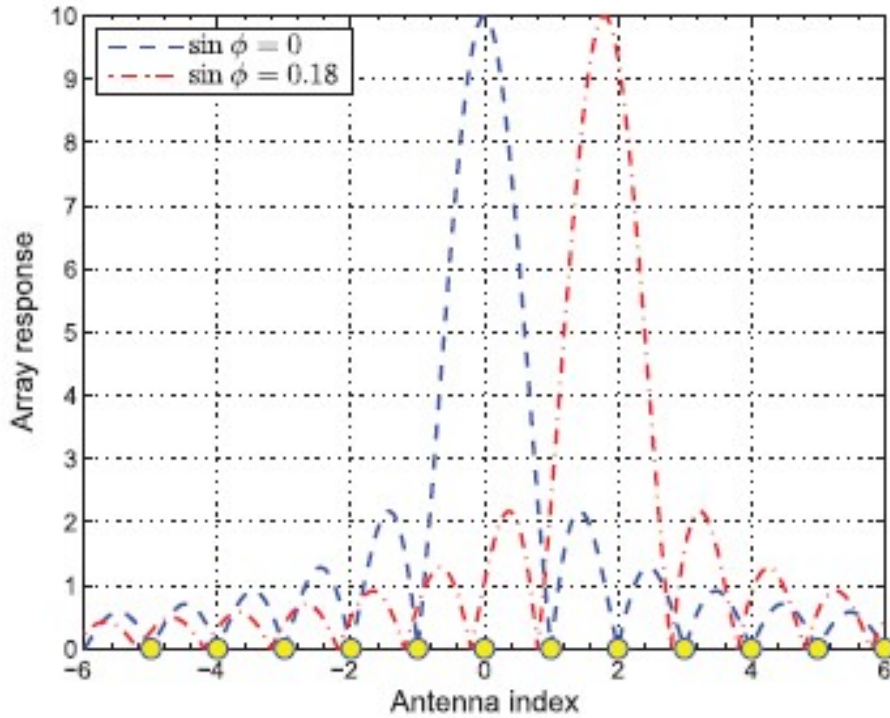


Figura 2.2 - Esempio di risposte impulsive di una lente con  $A=100$  e  $D=10$  per due differenti AoA  $\varphi$  [7].

In particolare per ogni segnale incidente, dato un AoA  $\varphi$ , la potenza ricevuta viene amplificata di circa  $A$  volte dalle antenne che si trovano nel punto in cui viene proiettato il segnale dalla Lente EM; tale focalizzazione dipende direttamente dagli elementi  $\tilde{D}\tilde{\varphi}$  che rappresentano rispettivamente la larghezza (quante antenne vengono eccitate) e la posizione lungo l'array della  $\text{sinc}(x)$ .

Per poter riconoscere due segnali ricevuti in modo distinto (senza avere quindi interferenze distruttive) occorre rispettare  $|m - \tilde{D}\tilde{\varphi}| \gg 1$ ; quindi ipotizzando di avere due segnali, rispettivamente con due distinti AoA, per non avere interferenze si ha che  $|\tilde{\varphi} - \tilde{\varphi}'| \geq \frac{1}{\tilde{D}}$ , dove con  $\frac{1}{\tilde{D}}$  si indica la risoluzione di frequenza spaziale (dell'AoA  $\varphi$ ).

Nel seguito si considererà  $\Phi_0 = 2n\pi$ ,  $n \in \mathbb{Z}$ , in modo tale da non dover tenere conto del fasore presente nella risposta impulsiva della lente, senza perdere troppo di generalità; inoltre è utile specificare che la Lente EM è un elemento passivo, pertanto

che venga utilizzata come antenna di trasmissione o come antenna di ricezione il comportamento non varia. Si avranno dunque risposte del sistema in trasmissione o in ricezione che sono concettualmente identiche:

$$a_{R,m}(\varphi_{R,l}) = \sqrt{A_R} \times \text{sinc}(m - \tilde{D}_R \tilde{\varphi}_{R,l}), \quad m \in M \quad (12)$$

$$a_{T,q}(\varphi_{T,l}) = \sqrt{A_T} \times \text{sinc}(m - \tilde{D}_T \tilde{\varphi}_{T,l}), \quad q \in Q. \quad (13)$$

Dove:

- ❖  $\tilde{D}_R, \tilde{D}_T$ : diametri delle lenti EM in ricezione e in trasmissione normalizzati a  $\lambda$ ;
- ❖  $\tilde{\varphi}_{R,l}, \tilde{\varphi}_{T,l}$ : definiti come seni degli AoA e AoD associati al cammino l-esimo;
- ❖  $\varphi_R, \varphi_T$ : angoli AoA ed AoD rispetto al piano azimutale;
- ❖  $A_R, A_T$ : apertura normalizzata delle lenti EM in ricezione e trasmissione.

In seguito vengono indicate con M il gruppo di antenne in ricezione e con Q il gruppo di antenne in trasmissione e quindi verranno utilizzati rispettivamente gli indici  $m$  e  $q$ .

La risposta impulsiva di canale (nel tempo) risulta essere (combinando i contributi del cammino in linea di vista e dei cammini secondari dovuti a riflessioni):

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l a_R(\varphi_{R,l}) a_T^H(\varphi_{T,l}) \delta(t - \tau_l) \quad (14)$$

dove:

- ❖  $\mathbf{H}(t)$ : risposta impulsiva di canale, matrice  $M \times Q$  composta da elementi  $h_{mq}(t)$ ;
- ❖ L: numero di percorsi di canale (cammino in linea di vista LOS più le eventuali riflessioni su oggetti ed ostacoli);
- ❖  $\alpha_l$ : attenuazione di canale;
- ❖  $\tau_l$ : ritardo di canale (introdotto tramite una funzione Delta di Dirac);
- ❖  $\varphi_R, \varphi_T$ : angoli AoA ed AoD rispetto al piano azimutale. E' possibile introdurre i fattori  $\varepsilon_{R,l}$  e  $\varepsilon_{T,l}$  per rappresentare gli errori di *focusing*:

$$\tilde{\varphi}_{R,l} = \frac{m_l + \varepsilon_{R,l}}{\tilde{D}_R}, \quad \tilde{\varphi}_{T,l} = \frac{q_l + \varepsilon_{T,l}}{\tilde{D}_T}, \quad l = 1, \dots, L \quad (15)$$

Si ipotizza inoltre che la distanza tra le due antenne a lente elettromagnetica sia molto più grande delle dimensioni dell'array.

L'elemento generico della matrice  $\mathbf{H}(t)$  può essere scritto come:

$$h_{mq}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \sqrt{A_R A_T} \times \text{sinc}(m - m_l - \varepsilon_{R,l}) \times \text{sinc}(q - q_l - \varepsilon_{T,l}) \delta(t - \tau_l) \quad (16)$$

con  $m \in M, q \in Q$ .

Quindi il segnale ricevuto  $r(t)$  può essere espresso secondo la relazione che segue:

$$r(t) = \mathbf{H} * x(t) + z(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l a_R(\varphi_{R,l}) a_T^H(\varphi_{T,l}) x(t - \tau_l) + z(t) \quad (17)$$

dove  $z(t)$  rappresenta il rumore (AWGN) e  $*$  è il *prodotto di convoluzione*.

## 2.4 Considerazioni sui tre Approcci

Sono stati mostrati tre metodi che seguono differenti percorsi per descrivere lo stesso sistema con notazioni lievemente differenti, ma che nel complesso portano allo stesso risultato. In particolare, mentre i primi due approcci si basano su alcune approssimazioni, il terzo è più preciso e permette di studiare con maggiore dettaglio il comportamento della lente. Nel seguito quindi, sfruttando la notazione del terzo metodo, si mostra come può essere ricavata la risposta impulsiva della lente illustrata nell'equazione (11).

## 2.5 Risposta Impulsiva della Lente EM

Per dimostrare come si arriva alla formulazione della risposta impulsiva  $a_m(\varphi)$ , introdotta nel paragrafo 2.3 equazione (11), si farà riferimento alle considerazioni riportate in [5].

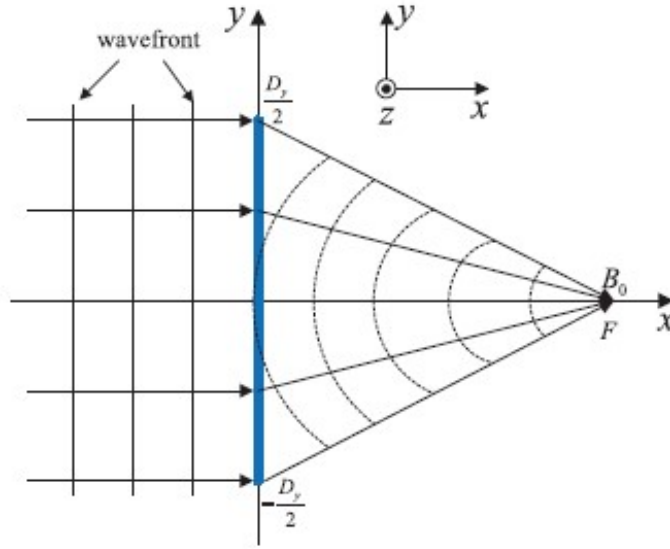


Figura 2.3 - Lente elettromagnetica posta sul piano  $y$ - $z$  con punto focale  $B_0(F,0,0)$  per un'onda piana incidente [7].

Prendendo in considerazione la Figura 2.3 in questo paragrafo si terrà conto delle seguenti considerazioni e definizioni:

- ❖ la lente ha spessore trascurabile, area  $D_y \times D_z$  ed è centrata sul piano  $y$ - $z$ ;
- ❖  $B_0 \equiv (F;0;0)$ : identifica il punto di fuoco della lente;
- ❖  $\Phi(y,z)$ : profilo di spostamento di fase (fattore di sfasamento);
- ❖  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ : numero d'onda in spazio libero (onda in campo lontano);
- ❖  $d(y, z, B_0) = \sqrt{F^2 + y^2 + z^2}$ : distanza tra  $B_0$  e il punto  $(0;y;z)$ ;

Si definisce il fattore di sfasamento  $\Phi_0$  come:

$$\Phi(y, z) + k_0 d(y, z, B_0) = \Phi_0 \quad (18)$$

$$\Phi(y, z) = \Phi_0 - k_0 \sqrt{F^2 + y^2 + z^2}, \forall (y, z) \in \left[-\frac{D_y}{2}, \frac{D_y}{2}\right] \times \left[-\frac{D_z}{2}, \frac{D_z}{2}\right]. \quad (19)$$

Da tali relazioni emerge la dipendenza che ha lo sfasamento del segnale in ingresso con il punto di incidenza del segnale con la lente, dato dalle coordinate  $(0;y;z)$ .

In particolare, ritardi di fase più grandi sono forniti da punti di incidenza vicini al centro della lente, mentre il bordo della lente offre ritardi di fase minori.

Considerando ora il punto di incidenza del segnale sulla lente  $(0;y;z)$  ed un punto arbitrario  $B \equiv (x_B;y_B;z_B)$  si ottiene:

$$\psi(y, z, B) = \Phi(y, z) + k_0 d(y, z, B) \quad (20)$$

dove:

- ❖  $d(y, z, B) = \sqrt{x_B^2 + (y_B - y)^2 + (z_B - z)^2}$ : distanza tra  $(0;y;z)$  e il punto B;
- ❖  $\Psi(y,z,B)$ : ritardo di fase nel punto B.

Dalla Figura 2.4 è possibile identificare l'arco focale con il segmento di lunghezza pari alla lunghezza focale F; è interessante osservare il comportamento dello sfasamento in un punto appartenente all'arco focale della lente, in quanto l'array delle antenne si troverà proprio sull'arco focale della Lente EM. A tal fine, è possibile indicare  $B \equiv (F \cos(\theta); -F \sin(\theta); 0)$ , con il punto generico B parametrizzato da  $\theta \in [-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}]$ .

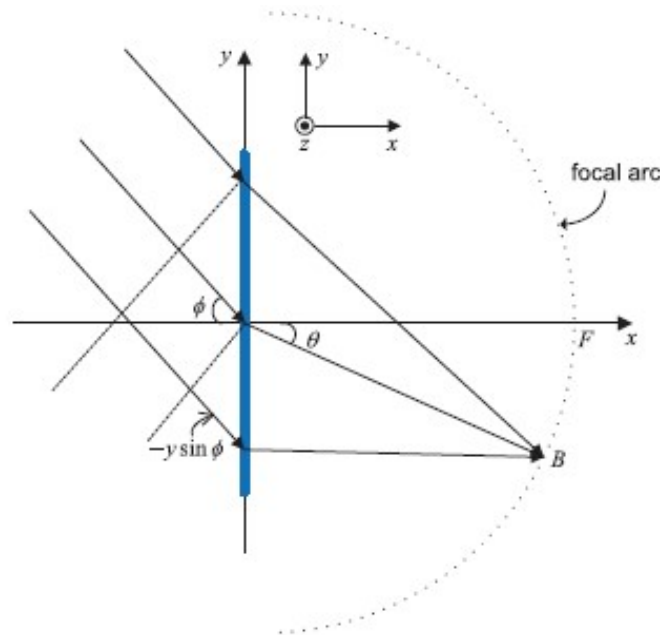


Figura 2.4 - Lente EM posta sul piano yz investita da un'onda obliqua incidente con angolo azimutale  $\phi$  rispetto all'asse y [7].



Grazie ad opportune sostituzioni in (21) si può risalire a:

$$\psi(y, z, 0) = \Phi_0 - k_0 \sqrt{F^2 + y^2 + z^2} + k_0 \sqrt{F^2 + y^2 + z^2 + 2yF \sin(\theta)} \quad (21)$$

$$\psi(y, z, 0) \approx \Phi_0 + k_0 y \sin(\theta). \quad (22)$$

La semplificazione di (21) in (22) è stata ottenuta sotto due ipotesi:

- approssimazione di Taylor al Primo Ordine;
- $F \gg D_y, D_z$ .

Si assuma  $s(y, z)$  il segnale all'apertura di ingresso della lente; sull'arco focale si ottiene un segnale esprimibile come:

$$r(\theta) = \int_{-D_z/2}^{D_z/2} \int_{-D_y/2}^{D_y/2} s(y, z) e^{-j\psi(y, z, 0)} dy dz \quad (23)$$

e, approssimando  $s(y, z) = s(y)$  (per semplicità si considera solamente una dimensione), si può semplificare l'integrale doppio come segue:

$$r(\theta) \approx e^{-j\Phi_0 D_z} \int_{-D_y/2}^{D_y/2} s(y) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} y \sin(\theta)} dy, \quad \theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]. \quad (24)$$

E' possibile eseguire una ulteriore semplificazione della formula che esprime il segnale ricevuto considerando:

$$\tilde{D} = \frac{D_y}{\lambda}, \quad \tilde{y} = \frac{y}{\lambda}, \quad \tilde{\theta} = \sin(\theta)$$

$$r(\tilde{\theta}) \approx e^{-j\Phi_0 D_z} \int_{-\tilde{D}/2}^{\tilde{D}/2} \tilde{s}(\tilde{y}) e^{-j2\pi \tilde{\theta} \tilde{y}} d\tilde{y}, \quad \tilde{\theta} \in [-1, 1] \quad (25)$$

dove  $\tilde{s}(\tilde{y})$  con  $\tilde{y} \in \left[-\tilde{D}/2, \tilde{D}/2\right]$  è una linearizzazione del segnale  $s(y)$  data da

$$\tilde{s}(\tilde{y}) \triangleq \lambda s(\lambda \tilde{y}).$$

Grazie all'azione della Lente EM, il segnale ricevuto risulta essere una Trasformata di Fourier nel dominio degli angoli del segnale  $\tilde{s}(\tilde{y})$ , come approssimato nel primo approccio (paragrafo 2.1).

La forma d'onda del segnale ricevuto risulta essere planare, con un AoA  $\varphi$  e con  $\tilde{\varphi} = \sin(\varphi)$ .

E' possibile relazionare il segnale  $s(y)$  ad  $x_0(\varphi)$  secondo quanto segue:

$$s(y) = \frac{1}{\lambda\sqrt{D_y D_z}} x_0(\varphi) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} y \sin(\varphi)}, \quad \tilde{s}(\tilde{y}) = \frac{1}{\sqrt{D_y D_z}} x_0(\varphi) e^{j2\pi\tilde{y}\tilde{\varphi}} \quad (26)$$

dove:

- ❖  $x_0(\varphi)$  : segnale trasmesso, incidente alla Lente EM con AoA  $\varphi$ ;
- ❖  $A \triangleq \frac{D_y D_z}{\lambda^2}$  : apertura normalizzata;
- ❖  $\frac{1}{\sqrt{D_y D_z}}$  : fattore di normalizzazione.

Attraverso alcune sostituzioni è possibile ottenere la forma:

$$r(\tilde{\theta}) \approx x_0(\varphi) e^{-j\Phi_0} \sqrt{A} \text{sinc}[\tilde{D}(\tilde{\theta} - \tilde{\varphi})]. \quad (27)$$

Combinando le espressioni del segnale in ingresso e in uscita alla lente si ottiene la risposta impulsiva della Lente EM, ovvero:

$$a_{\tilde{\theta}}(\varphi) = \sqrt{A} e^{-j\Phi_0} \text{sinc}[\tilde{D}(\tilde{\theta} - \tilde{\varphi})]. \quad (28)$$

Eseguendo opportune sostituzioni è possibile riscrivere la forma della risposta impulsiva come:

$$a_m(\varphi) = e^{-j\Phi_0} \sqrt{A} \text{sinc}[\tilde{D}(\sin(\theta_m) - \sin(\varphi))], \quad \forall m. \quad (29)$$

In particolare tenendo conto della spaziatura critica dell'antenna (*critical antenna spacing*), definita come  $\tilde{\theta}_m = \frac{m}{\tilde{D}}$  è possibile risalire alla forma di risposta impulsiva utilizzata nel modello di canale del paragrafo 2.3 (equazione (11)):

$$a_m(\varphi) \approx e^{-j\Phi_0} \sqrt{A} \text{sinc}[m - \tilde{D} \sin(\varphi)], \quad \forall m. \quad (30)$$

## 2.6 Utilizzo di Array di Antenne in Assenza di Lente

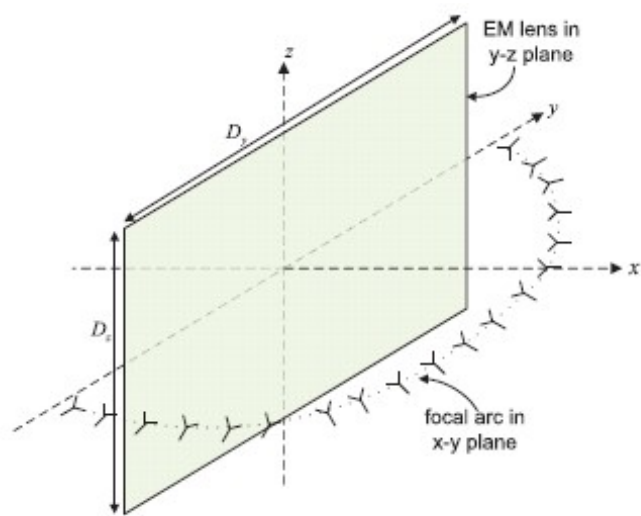
Si analizza ora come varia il modello in assenza di lente, seguendo l'approccio riportato in [7]. In particolare si desidera scoprire come occorre variare un sistema tradizionale per ottenere le prestazioni dello stesso sistema dotato di una lente EM, analizzandone le differenze.

Si consideri un array uniforme planare (UPA) in trasmissione con  $Q_U$  antenne, ed un UPA in ricezione con  $M_U$  antenne, con apertura indicata rispettivamente con  $A_T$  e  $A_R$ . Si ipotizza di confrontare le due architetture (con e senza lente) fissando l'apertura degli array  $A_T$  e  $A_R$  pari a quella del paragrafo 2.3 con lente. Operando in questo modo, è necessario avere a disposizione un numero più elevato di antenne, dato da

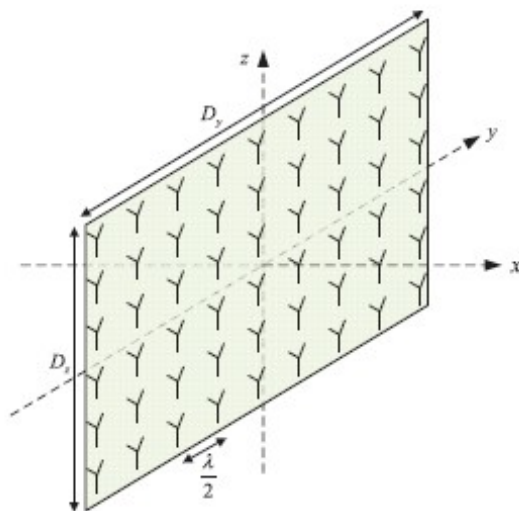
$$Q_U = \frac{D_y D_z}{d_U^2} = 4A_T > Q \quad M_U = 4A_R > M \quad (31)$$

dove  $d_U$  indica la distanza tra due elementi adiacenti dell'array delle antenne pari a  $d_U = 0.5\lambda$ .

Le relazioni appena mostrate forniscono il numero totale di antenne che compongono un array di un sistema UPA (senza Lente EM), visionabile nella Figura 2.5 in cui occorre un numero maggiore di antenne per ottenere le stesse prestazioni del caso di antenne con Lente EM a parità di dimensioni.



(a) Lens antenna array



(b) Uniform planar array

Figura 2.5 - Rappresentazione schematica tridimensionale di un sistema a lente elettromagnetica (a) ed un sistema UPA (b) aventi le stesse dimensioni fisiche [7].

E' ora possibile definire una nuova matrice  $\mathbf{H}_U(t)$  che rappresenta la nuova risposta impulsiva del canale utilizzando un sistema UPA (matrice  $M_U \times Q_U$ ):

$$\mathbf{H}_U(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_{R,U}(\varphi_{R,l}) \mathbf{a}_{T,U}^H(\varphi_{T,l}) \delta(t - \tau_l) \quad (32)$$

dove gli elementi  $\alpha_l$ ,  $\tau_l$ ,  $\varphi_{R,l}$  e  $\varphi_{T,l}$  rappresentano lo stesso significato fisico assunto nel paragrafo 2.3, mentre i vettori di risposta impulsiva degli array risultano avere la seguente forma:

$$a_{R,U}(\varphi) = \sqrt{\frac{A_R}{M_U}} [1, e^{j\Phi_2(\varphi)}, \dots, e^{j\Phi_m(\varphi)}, \dots, e^{j\Phi_{M_U}(\varphi)}]^T \quad (33)$$

$$a_{T,U}(\varphi) = \sqrt{\frac{A_T}{Q_U}} [1, e^{j\Phi_2(\varphi)}, \dots, e^{j\Phi_n(\varphi)}, \dots, e^{j\Phi_{Q_U}(\varphi)}]^T \quad (34)$$

dove  $\Phi_m$  e  $\Phi_n$  sono gli spostamenti di fase del singolo elemento antenna e  $m$  assume i valori interi da 2 a  $M_U$  (in ricezione) mentre  $n$  assume i valori interi da 2 a  $Q_U$  (in trasmissione).

Non si ha più la dipendenza da una funzione di tipo *sinc(x)* ma si ha un vettore che rappresenta i coefficienti di una serie di moltiplicatori che vengono utilizzati in una complessa rete per l'elaborazione dei dati a valle delle singole antenne. Modificando opportunamente tali valori, è possibile puntare il lobo principale del diagramma di radiazione in diverse direzioni dello spazio, in modo da poter discriminare i diversi contributi a livello angolare. Al contrario, nei sistemi che sfruttano le lenti EM questa operazione viene eseguita direttamente dalla lente.

Le relazioni tra il segnale trasmesso  $x(t)$  ed il segnale ricevuto  $r(t)$  restano le stesse del modello fornito in precedenza, ciò che varia è la matrice di risposta impulsiva di canale:

$$r(t) = \mathbf{H}_U(t) * x(t) + z(t) \quad (35)$$

con  $z(t)$  rumore aggiuntivo AWGN (con “\*” si intende il *prodotto di convoluzione*).

Riassumendo quindi le principali differenze tra i sistemi con e senza lente EM, si nota che:

- Il sistema UPA richiede l'impiego di più antenne rispetto ad un sistema che sfrutta la Lente EM;

- Le risposte impulsive degli array contengono i pesi dei moltiplicatori della rete di elaborazione delle antenne, che possono essere difficili da realizzare in un sistema pratico. Per questo l'utilizzo della lente rappresenta una soluzione molto favorevole per ridurre la complessità del sistema.

# Capitolo 3

## Analisi della Risoluzione Angolare con Lente

### EM

Come mostrato in precedenza, la funzione principale di una lente EM è quella di focalizzare la potenza del segnale ricevuto in una particolare zona dell'array di antenne situato a distanza opportuna dalla lente stessa, semplificando quindi il processo di elaborazione dati e riducendo il numero di antenne.

Segnali incidenti con AoA  $\phi$  differenti sono proiettati nell'array con opportuni angoli  $\theta$  in funzione del fattore geometrico di sfasamento offerto dalla lente. Infatti, come è stato illustrato nel paragrafo 2.3 e in Figura 2.2, la lente elettromagnetica focalizza la potenza sull'array con un andamento paragonabile a quello di una funzione  $\text{sinc}^2(x)$  [7], eccitando principalmente le antenne che risiedono al di sotto del lobo principale di tale funzione. In particolare, quando l'argomento della funzione  $\text{sinc}(x)$  è pari a 0, il modulo della funzione è massimo: se si hanno le condizioni di perfetto allineamento allora un'elemento dell'array riceverà il picco di potenza trasmessa, altrimenti la potenza verrà distribuita su più antenne dell'array.

Nel seguito si analizzerà il fenomeno prima considerando il modello basato sulla distribuzione della potenza ricevuta (paragrafo 2.2), successivamente il modello basato sulla caratterizzazione del segnale ricevuto da ciascuna antenna (paragrafo 2.3).

### 3.1 Analisi con l'approccio della Potenza Ricevuta

Seguendo l'approccio dell'analisi della potenza ricevuta, secondo [10] e [11], la lente elettromagnetica dispone di un parametro geometrico, definito con  $\Delta$ , che permette di approssimare il numero di elementi dell'array investiti dall'energia focalizzata dalla lente come mostrato nell'equazione (7).

La Figura 3.1 mostra un esempio di due segnali incidenti sulla lente con due AoA  $\varphi$  differenti, che vengono proiettati su un array di  $M$  antenne. La lente ha un fattore  $\Delta=1$  che comporta un eccitamento di  $J=3$  antenne, ovvero ogni segnale ha il picco su un'antenna e le due adiacenti ricevono ancora energia, le altre attorno ricevono comunque qualcosa che però risulta essere trascurabile.

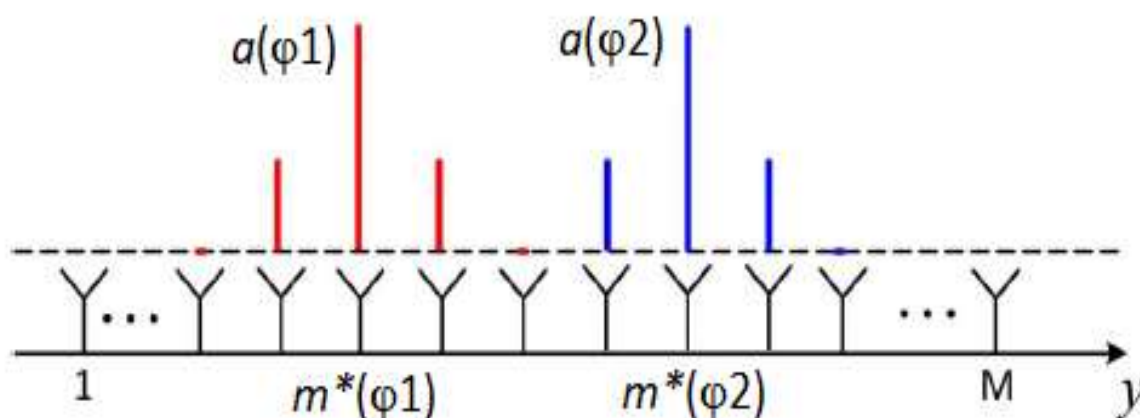


Figura 3.1 - Esempio di potenza che investe un array coperto da una lente con  $\Delta=1$  per due differenti angoli di incidenza [11].

Tuttavia, il parametro geometrico  $\Delta$  permette di effettuare solamente una stima grossolana delle antenne investite dall'energia del segnale incidente; nel seguito verrà analizzato lo stesso problema seguendo un approccio differente che risulterà essere anche più accurato e completo.



## 3.2 Segnale Ricevuto Allineato con l'Array

Facendo riferimento alla forma della risposta impulsiva della lente elettromagnetica (11) riportata nel paragrafo 2.3 e in [7], la potenza ricevuta risulta amplificata di circa un valore  $A$  (guadagno introdotto dalla lente) ed ha il picco nella zona in prossimità del punto focale definito sull'array come l'antenna con indice  $m = \tilde{D}\tilde{\varphi}$  (ovvero dove l'argomento della  $\text{sinc}(x)$  di (11) si annulla), mentre risulta assumere valori trascurabili nelle zone distanti dal punto focale, vale a dire per le antenne con indice  $m$  tale per cui  $|m - \tilde{D}\tilde{\varphi}| \gg 1$ .

La funzione della  $\text{sinc}(x)$  con perfetto allineamento risulta essere:

$$a_m(\varphi) \approx \sqrt{A} \times \text{sinc}(m - \tilde{D}\tilde{\varphi}) \quad (36)$$

quindi la potenza ricevuta sull'array avrà la forma di:

$$\begin{aligned} a_m(\varphi) &\approx A \times \text{sinc}^2(m - \tilde{D}\tilde{\varphi}) = A \times \text{sinc}^2\left(m - \tilde{D} \cdot \frac{m_l}{\tilde{D}}\right) \\ &= A \times \text{sinc}^2(m - m_l) \end{aligned} \quad (37)$$

con  $m_l = \text{round}(\tilde{D}\tilde{\varphi})$  (in questo caso il prodotto  $\tilde{D}\tilde{\varphi}$  è intero, per tanto non è strettamente necessaria la funzione di arrotondamento) [7].

In Figura 3.2 si riporta il caso di perfetto allineamento tra segnale ricevuto e antenna. In particolare si ipotizza che la lente di diametro  $d$  sia esattamente al centro dell'array, in modo tale che l'antenna con indice  $m=0$  riceva il segnale con maggiore intensità. Vengono riportati i risultati ottenuti (tramite simulazione attraverso l'ambiente MATLAB) ipotizzando che l'array in esame contenga  $M=41$  antenne e il valore di potenza sia normalizzato rispetto al guadagno  $A$  introdotto dalla lente EM.

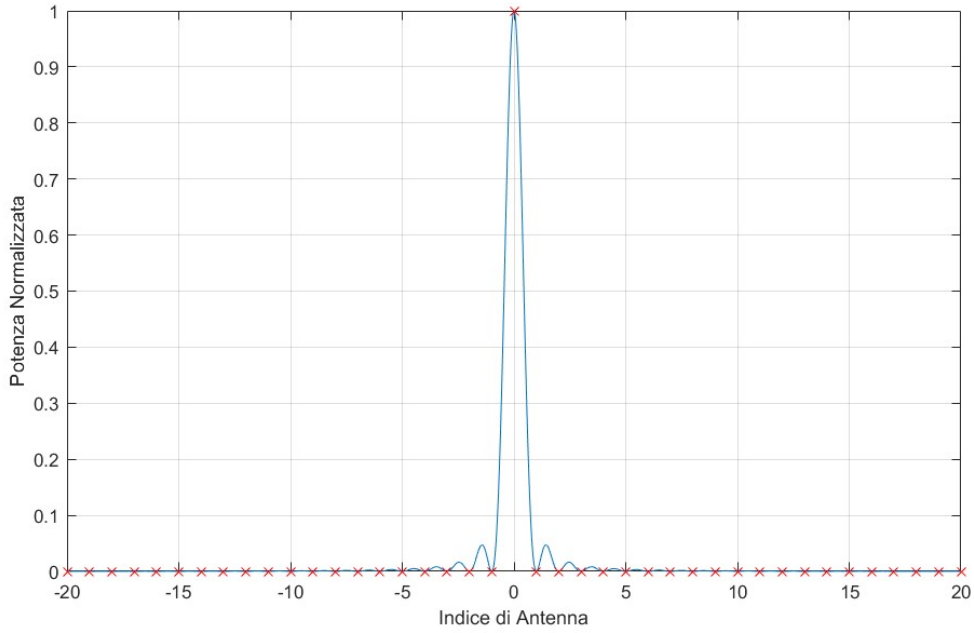


Figura 3.2 - Potenza ricevuta sull'array di 41 elementi con valore di disallineamento  $\varepsilon=0$  normalizzata rispetto al guadagno  $A$  introdotto dalla lente EM.

In particolare, da Figura 3.2 è possibile notare come per l'antenna con indice  $m=0$  si ha il picco della  $\text{sinc}(x)$ , mentre in corrispondenza degli altri indici di antenna il segnale ricevuto è nullo.

### 3.3 Segnale Ricevuto Disallineato con l'Array

Si riporta in seguito l'influenza che ha il disallineamento  $\varepsilon$  con la potenza ricevuta (15):

$$\tilde{\varphi}_{R,l} = \frac{m_l + \varepsilon_{R,l}}{\tilde{D}_R}, \quad \tilde{\varphi}_{T,l} = \frac{q_l + \varepsilon_{T,l}}{\tilde{D}_T}, \quad l = 1, \dots, L$$

ovvero, è possibile scomporre l'AoA in una componente intera  $m_l$  ed una residua  $\varepsilon$  che tiene conto del disallineamento; la  $\text{sinc}(x)$  con disallineamento avrà la forma:

$$a_m(\varphi) \approx A \times \text{sinc}\left(m - \tilde{D} \cdot \frac{m_l + \varepsilon_{R,l}}{\tilde{D}}\right) = A \times \text{sinc}^2[m - (m_l + \varepsilon_{R,l})] \quad (38)$$

con  $m_l = \text{round}(\tilde{D}\tilde{\varphi})$ ; in particolare è possibile indicare  $\varepsilon = \tilde{D}\tilde{\varphi} - \text{round}(\tilde{D}\tilde{\varphi})$ , pertanto si ha  $\varepsilon \in \left[-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}\right]$ . E' facile intuire che se  $\varepsilon$  è diverso da 0 non si avrà un picco di potenza sull'antenna con indice m-esimo ma la  $\text{sinc}(x)$  subirà una traslazione lungo l'array andando ad eccitare anche le antenne adiacenti.

In particolare Figura 3.3 riporta l'andamento della potenza ricevuta dall'array nel caso di disallineamento, considerando gli stessi parametri dello scenario in Figura 3.2 (viene effettuato uno zoom sui primi 10 indici delle antenne).

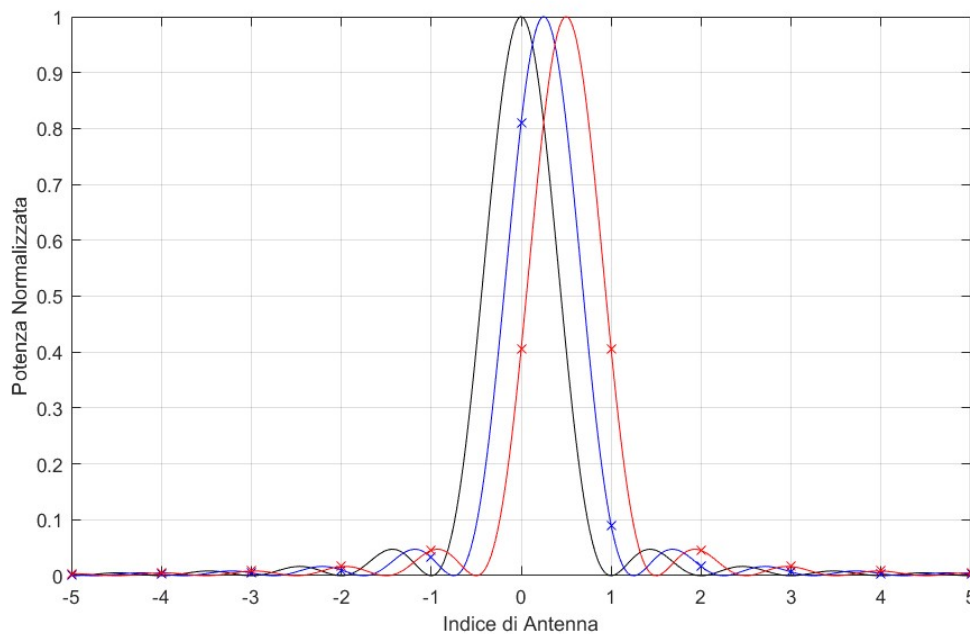


Figura 3.3 - Potenza ricevuta sull'array di 41 elementi con valore di disallineamento  $\varepsilon = \frac{1}{4}$  (azzurra) e disallineamento  $\varepsilon = \frac{1}{2}$  (rossa) rispetto alla potenza ricevuta con perfetto allineamento (nera).

In presenza di disallineamento, la potenza viene ricevuta su due antenne,  $m=0,1$  in quantità differenti: in particolare per  $m=0$  la potenza si riduce mentre per  $m=1$  si riceve una potenza non più trascurabile (al contrario le altre antenne ricevono una quantità di potenza sempre più piccola all'aumentare dell'indice, ma trascurabili rispetto ai casi per  $m=0$  e  $m=1$ ). Ipotizzando un sistema ideale in assenza di rumore, è possibile interpretare

questo risultato dal punto di vista della risoluzione del sistema: in base a quale antenna capta un picco di potenza rispetto alle altre dell'array viene identificata anche la direzione del segnale.

### 3.4 Risoluzione dell'Angolo di Apertura Focale

Sono state fatte simulazioni in ambiente MATLAB per tracciare curve che rappresentano la dipendenza dell'ampiezza dell'angolo di *focusing*  $\theta$  in funzione del numero di antenne dell'array (Figura 3.4).

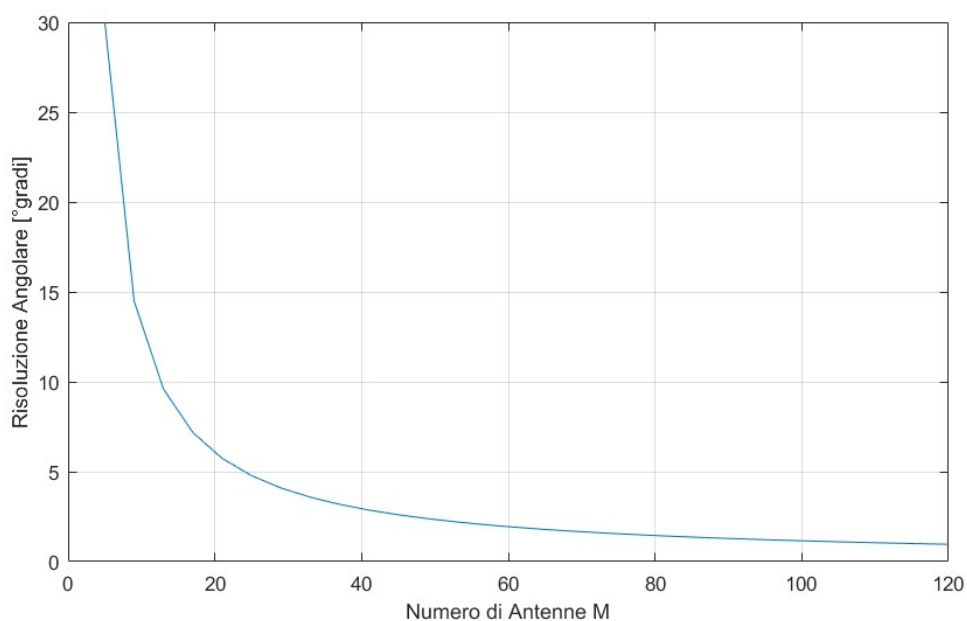


Figura 3.4 - Angolo di apertura focale in funzione del numero di antenne che compongono l'array.

Operando alla frequenza di 60 GHz è possibile estrarre per un dato valore di diametro della lente, facilmente ricavabile dalla relazione che lega il diametro normalizzato alla lunghezza d'onda  $\lambda$  e al numero massimo di antenne  $\tilde{D} = \frac{D}{\lambda} = \frac{M-1}{2}$ , l'angolo  $\theta$  di apertura focale della lente secondo la relazione  $\theta = \arcsin\left(\frac{1}{\tilde{D}}\right)$ .

Dal grafico riportato è facile osservare che l'angolo di apertura focale diminuisce, quindi investe un'area sempre più piccola, quanto più aumentano le dimensioni dell'array (ovvero aumentano le dimensioni della lente impiegata, disponendo più antenne alla stessa distanza su un array); è possibile capire che per un array non conviene utilizzare più di 80 antenne in quanto la risoluzione risulta non migliorare più in modo significativo all'aumentare di  $M$ .

La Figura 3.5 riporta l'andamento dell'angolo di apertura focale al variare della frequenza operativa, seguendo le stesse relazioni precedentemente descritte.

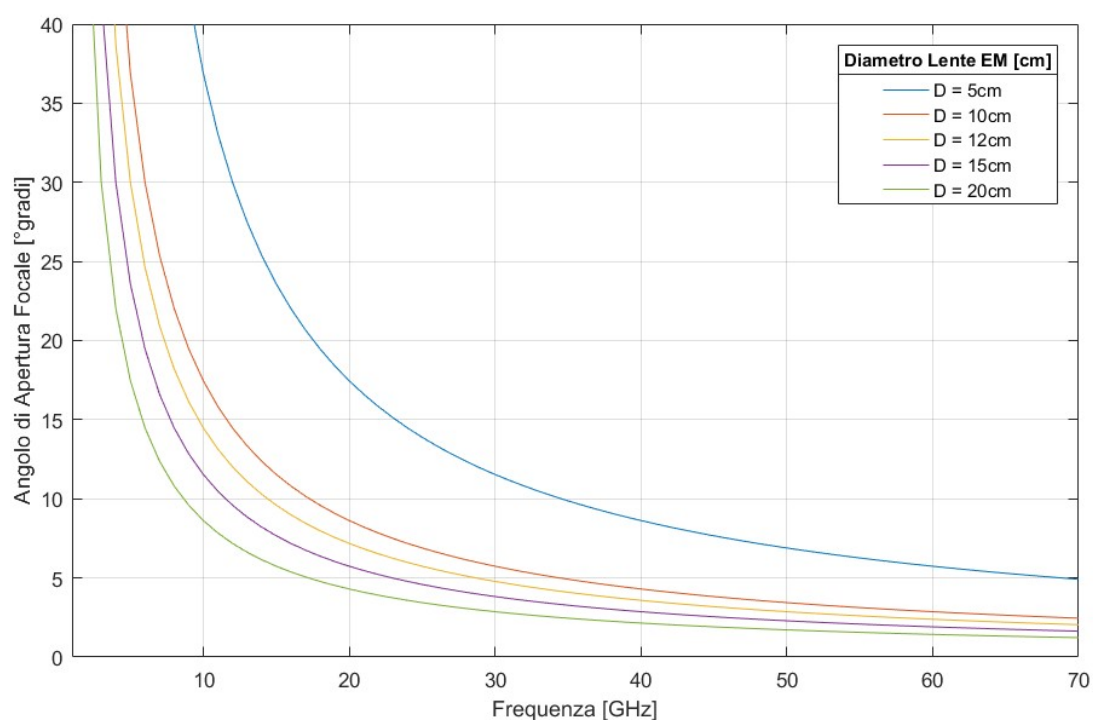


Figura 3.5 - Angolo di apertura focale in funzione della frequenza operativa del sistema considerando lenti EM di diverso diametro  $D$ .

Com'è possibile notare, maggiore è la frequenza operativa maggiore è la risoluzione, che tende ad un valore costante attorno ai 60 GHz per qualunque valore di diametro della lente EM; facendo riferimento a Figura 1.1 si ottiene un valore di risoluzione di pochi gradi senza dover impiegare antenne di diametro eccessivo (5 cm), compatibile con le dimensioni di un terminale mobile se si opera nella banda delle onde

millimetriche. Quindi viene confermato il fatto che l'impiego delle onde millimetriche consentono di migliorare la risoluzione a parità di numero di antenne  $M$ .

## Conclusioni

Lo scopo del presente elaborato è stato quello di studiare un modello di un sistema di comunicazione wireless a onde millimetriche che impiega lenti elettromagnetiche, per poi fare considerazioni inerenti alla risoluzione angolare del sistema.

Lo studio del modello è stato eseguito tramite tre diversi approcci proposti in letteratura: (1) lente elettromagnetica come elemento che esegue la Discrete Fourier Transform nel dominio degli angoli; (2) analisi della distribuzione di potenza ricevuta dalle antenne a valle della lente elettromagnetica; (3) studio dei segnali ricevuti dall'array a valle della lente elettromagnetica. Dall'analisi effettuata, il terzo modello è risultato essere il più completo e dettagliato, in quanto evita approssimazioni sul comportamento della lente.

E' stata poi valutata la risoluzione angolare del sistema, sia a livello teorico che attraverso simulazioni in ambiente MATLAB. In particolare, basandosi sull'approccio che studia le distribuzioni di potenze ricevute dal sistema si è analizzata la stima del numero di antenne che vengono eccitate da un segnale in ingresso alla lente; in particolare è risultato che la lente può eccitare più o meno antenne in funzione di un parametro geometrico della lente stessa. Per quello che riguarda la distribuzione della potenza sull'array di antenne, il metodo effettua una approssimazione ad una distribuzione di tipo gaussiano.

Basandosi sulle considerazioni fatte nel terzo approccio risulta chiaro che il segnale all'uscita della lente ha la forma di una  $\text{sinc}(x)$  ed è possibile valutare gli effetti del disallineamento tra angolo di incidenza sulla lente elettromagnetica e antenna ricevente; tanto più l'angolo di incidenza del segnale risulta disallineato tanto meno è la quantità di potenza ricevuta dall'antenna nella direzione prevista (la potenza si distribuisce sulle antenne adiacenti), fino ad arrivare ai casi limite nei quali l'energia ricevuta su una singola antenna risulta pari all'energia ricevuta da un'antenna adiacente (Figura 3.3). Se si considera un sistema ideale privo di rumore, è possibile elaborare i risultati del disallineamento per identificare con buona approssimazione la direzione della sorgente del segnale.

Infine, basandosi sempre sull'approccio che studia i segnali, sono state ricavate due curve che mostrano l'andamento della risoluzione dell'angolo di apertura focale della

lente elettromagnetica in funzione del numero di antenne che compongono l'array e in funzione della frequenza (per lenti di diverse dimensioni). Dalla prima curva (Figura 3.4) si può ricavare il numero di antenne ragionevole per un dispositivo a lente elettromagnetica; risulta infatti che oltre le 80 antenne i valori di risoluzione non presentano dei miglioramenti significativi, e non conviene quindi integrare un numero superiore di antenne nel sistema. Tramite la seconda curva (Figura 3.5) si nota che a frequenze attorno a 60 GHz si ottengono buone prestazioni in termini di risoluzione (angoli di apertura focale piccoli rispetto all'apertura totale della lente) anche con lenti più compatte, e a differenza delle microonde (frequenze meno elevate) è possibile ridurre la taglia complessiva del sistema (es. un diametro della lente di 5 cm per una risoluzione angolare di  $6^\circ$ ).



## Bibliografia

- [1] – *John Brady, Nader Behdad, Akbar M.*, “BeamSpace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.61, NO.7, July 2013
- [2] – *Francesco Guidi, Anna Guerra, Davide Dardari*, “Personal Mobile Radars with Millimeter-Wave Massive Arrays for Indoor Mapping”, IEEE Transaction on Mobile Computing, Vol.15, NO.6, June 2016
- [3] – <https://insight.nokia.com/new-spectrum-5g-one-step-closer-mmwaves>
- [4] – *H. Kaouach et al.*, “Wideband low-loss linear and circular polarization transmit-arrays in V-Band”, IEEE Trans. Antennas Propag., Vol.59, NO.7, pp. 2513–2523, Jul. 2011
- [5] – <https://www.pcmag.com/encyclopedia/term/68807/massive-mimo>
- [6] – *Erik G. Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, Thomas L. Marzetta*, “Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems”, IEEE Communications Magazine, February 2014
- [7] – *Yong Zeng, Rui Zhang*, “Millimeter Wave MIMO With Lens Antenna Array: A New Path Division Multiplexing Paradigm”, IEEE Transactions on Communications, Vol.64, NO.4, April 2016
- [8] – *Mudar A. Al-Joumayly, Nader Behdad*, “Wideband Planar Microwave Lenses Using Sub-Wavelength Spatial Phase Shifters”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.59, NO.12, December 2011
- [9] – <http://www.tpub.com/neets/book11/46d.htm>

- [10] – *Sarmad Ahmed Shaikh, Andrea M. Tonello*, “Localization Based on Angle of Arrival in EM Lens-Focusing Massive MIMO”, 2016 International Conference on Consumer Electronics-Berlin
- [11] – *Yong Zeng, Rui Zhang, Zhi Ning Chen*, “Electromagnetic Lens-Focusing Antenna Enabled Massive MIMO: Performance Improvement and Cost Reduction”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.32, NO.6, June 2014