



UNIVERSITA' POLITECNICA DELLE MARCHE

FACOLTA' DI INGEGNERIA

Corso di Laurea triennale in Ingegneria Biomedica

Applicazione di Meta-superfici riflesse
intelligenti in Camera Riverbrante

Application of reflexive meta-surfaces
intelligent in the Reverberation Room

Relatore: Chiar.mo

Prof. Franco Moglie

Correlatore: Chiar.mo

Prof. Valter Mariani Primiani

Tesi di Laurea di:

Giacomo Zappone

Anno Accademico 2022/2023

Sommario

PRESENTAZIONE	3
1 INTRODUZIONE.....	3
2 META-SUPERFICI.....	3
2.1 Introduzione al concetto di meta-superficie	3
2.2 Riflessione e rifrazione	4
2.3 Layout	4
2.4 RIS a base di meta-superfici	5
2.5 Principi di funzionamento	8
2.6 Descrizione del Sistema.....	9
2.7 Proprietà.....	10
2.8 Nota sul posizionamento ottimale	11
2.9 Bilancio di collegamento della comunicazione RIS assistita.....	12
3 TEORIA DELLE CAMERE RIVERBERANTI	16
3.1 – Introduzione	16
3.2 Agitatori o mescolatori	18
3.3 Setup di misura.....	19
3.4 Parametri statistici.....	20
4 MISURAZIONI IN CAMERA RIVERBRANTE.....	21
5 CONCLUSIONI	28
BIBLIOGRAFIA	28

PRESENTAZIONE

Alla base di questo studio vi è stata la mia curiosità per le possibili applicazioni future delle meta-superfici in quanto rappresentano un mezzo potente di sviluppo nel campo della telecomunicazione, e per l'affascinante progetto europeo RISE-6g. La mia curiosità nasce dal fatto che durante il periodo di tirocinio ho avuto il piacere di osservare e testare la tecnologia delle meta-superfici (RIS) e la loro interazione elettromagnetica con antenne trasmettenti e riceventi all'interno della camera riverbrante, utilizzando lo spostamento di uno *stirrer* detto anche agitatore metallico, strumento costituito da pale rotanti attorno ad un asse ed azionato da un motore elettrico esterno.

1 INTRODUZIONE

La crescente diffusione di apparecchi elettronici nella vita quotidiana ha determinato un'elevata concentrazione di sorgenti che generano disturbi elettromagnetici tali da causare interferenze tra di essi.

Infatti i sistemi elettronici devono essere tali da poter funzionare correttamente e contemporaneamente senza produrre né subire interferenze. Per avere o creare disturbi ci deve essere una sorgente, un percorso dove si propaga il disturbo ed un ricevente e, quindi, per eliminare il fenomeno possiamo agire o sulla sorgente o sul ricevente.

Inoltre si evidenzia che i vincoli dei relativi test di misurazione sono essenzialmente dati dalla durata delle sperimentazioni e dai costi annessi. Per questi motivi la ricerca scientifica moderna si avvale della camera riverbrante, un ambiente dedicato ai test di compatibilità elettromagnetica (EMC), quali test di emissione, suscettibilità e schermatura; esso verrà meglio descritto nelle pagine successive.

Ciò premesso si precisa che il lavoro della presente tesi si concentra sull'interpretazione e l'elaborazione dei segnali ottenuti dopo vari test nella suddetta camera riverbrante, in particolare sulla posizione relativa tra antenna trasmittente e antenna ricevente, che può essere di tipo LOS (antenna trasmittente orientata verso antenna ricevente) o NLOS (antenna trasmittente orientata verso meta-superficie (RIS) che devia poi il segnale all'antenna ricevente).

Nelle simulazioni eseguita si è tenuto conto del *multipath fading*, una forma di distorsione di un segnale che giunge a destinazione sotto forma di un certo numero di repliche, sfasate nel tempo, originate dai vari percorsi (*multipath*) che il segnale stesso può aver seguito durante la sua propagazione e sommatesi tra loro in ricezione.

Nel presente elaborato viene introdotto il concetto di superficie riflettente riconfigurabile, indispensabile supporto nel processo di misurazione. Ne viene presentata la struttura e analizzate le prestazioni.

Nello specifico il presente lavoro è organizzato come segue: nel capitolo

2 viene presentato il concetto di superficie riconfigurabile, con particolare attenzione alle dimensioni fisiche e al funzionamento; nel capitolo 3 vengono descritti la struttura della camera riverbrante, le componenti della stessa e i parametri scientifici che essa deve rispettare per fornire una corretta simulazione.

Infine nel capitolo 4 verranno riportati gli esiti delle misurazioni sperimentali compiute dallo scrivente laureando in serie di tirocinio mentre nel capitolo 5 viene riportata una breve riflessione conclusiva.

2 META-SUPERFICI

2.1 Introduzione al concetto di meta-superficie

Una meta-superficie è un particolare materiale artificiale di formato bidimensionale che può essere elettronicamente controllato al fine di variarne le proprietà fisiche ed alterare la risposta alle

interazioni elettromagnetiche (EM) [2]. Le meta-superfici sono composte da una schiera di elementi riflettenti passivi, costituiti di materiale metallico e dielettrico stratificati, che reagiscono in modo singolare alle onde EM che le colpiscono. La specifica trasformazione subita da ogni singola onda è determinata dalla struttura di ogni singolo elemento riflettente, che costituisce il modulo fondamentale, e dalla loro disposizione sulla superficie.

2.2 Riflessione e rifrazione

Un'onda che incide su una superficie viene in parte trasmessa nel materiale, generando un'onda rifratta, e in parte riflessa. In ottica classica, quando l'onda incide su una interfaccia che separa due materiali, passando da un mezzo con indice di rifrazione n_1 ad un mezzo con indice di rifrazione n_2 , la direzione di questi nuovi raggi è descritta dalla legge di Snell, che ne determina gli angoli in funzione di n_1 e n_2 [3, 5]. In modo similare le equazioni di Fresnel descrivono la suddivisione della potenza e dell'intensità, nei vari piani di polarizzazione. Il comportamento dell'onda è quindi determinato dalle condizioni di contorno dell'interfaccia. La situazione è assai diversa in presenza di una meta-superficie. La disposizione periodica degli elementi riflettenti permette di variare la frequenza di risonanza delle superfici, cambiando così le condizioni al contorno.

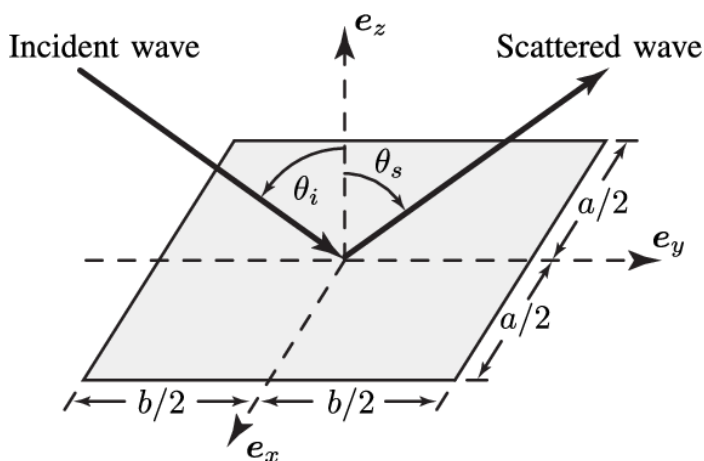


Figura 2.1: figura di riflessione in ottica geometrica. *Intelligent Reflecting Surfaces :Physics, propagation and pathloss modelling*, ozgecan ozdogan , Emil bjornson, E.Larsson

Di conseguenza le onde riflesse e diffratte vengono ulteriormente sfasate, ed il loro comportamento non rispecchierà più le previsioni della legge di Snell classica, ma quelle della legge di Snell generalizzata [10]. Tramite meta-superfici si possono infatti ottenere effetti irrealizzabili in assenza di materiali artificiali, come ad esempio riflessione negativa o assorbimento totale . [10,2, 9, 7].

2.3 Layout

Dal punto di vista della struttura si evidenziano due proprietà fondamentali: la prima risiede proprio nella parola superficie, in quanto le due dimensioni principali sono alcuni ordini di grandezza

superiori rispetto allo spessore. Più precisamente altezza e larghezza si estendono per alcune decine di lunghezze d'onda, mentre lo spessore è solitamente molto minore di λ . Il dispositivo è quindi assimilabile e modellabile come superficie bidimensionale. Per quanto riguarda il layout una meta-superficie si compone di singole unità, dette meta-atomi o elementi riflettenti (in base al tipo di materiale con cui sono realizzati) ripetuti periodicamente sulla superficie della RIS e generalmente montati su un substrato. L'idea alla base delle RIS risiede dunque nell'arrangiamento di unità strutturali di dimensioni contenute, che lavorano cooperativamente per influenzare il comportamento dell'onda incidente.

La dimensione di un singolo meta-atomo è paragonabile alla dimensione della lunghezza d'onda λ . Generalmente di forma quadrata; la dimensione utilizzata in applicazioni reali è $\text{sub-}\lambda/2$. Valori comunemente usati sono $\lambda/5$ e $\lambda/10$, in base al comportamento che si desidera ottenere. Come evidenziato in [12] e come visibile in figura 2.2, una dimensione molto inferiore a λ consente di realizzare superfici che reagiscono in modo uniforme, senza particolare direttività, al variare dell'angolo di incidenza ϑ_i , costituendo così una scelta ottimale per la dimensione di un lato.

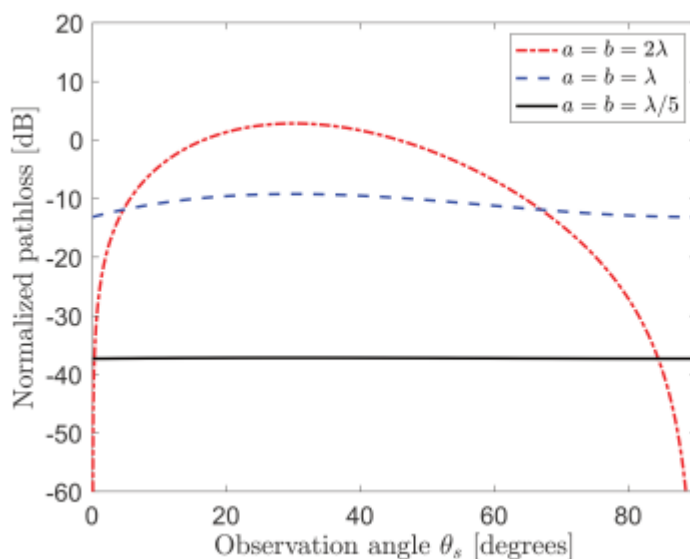


Figura 2.2: Variazione della direttività della superficie in funzione di ϑ , al variare della misura del lato del meta-atomo. Davide Nale. *Metasuperfici riflettive intelligenti una tecnologia per il risparmio energetico nelle comunicazioni wireless, 2021*

2.4 RIS a base di meta-superfici

Una volta fabbricata, scegliendo accuratamente la struttura fisica e le dimensioni degli elementi riflettenti, una meta-superficie ritiene le sue proprietà, reagendo staticamente (allo stesso modo ogni volta, tempo invariante) alle onde incidenti. Questa caratteristica delle meta-superfici ne consente l'applicazione in innumerevoli campi, a scapito però di flessibilità e costi [8, 2].

Non è infatti possibile utilizzare il dispositivo per uno scopo diverso da quello per cui è stato costruito, ma va riprogettato con nuovi parametri ottimali. Il concetto di Superficie Intelligente Riconfigurabile, cerca di superare questo limite. Le RIS sono realizzate a partire da un'implementazione dinamica delle meta-superfici, dette meta-superfici riconfigurabili. La differenza principale risiede nella capacità dei singoli elementi riflettenti di variare la propria risposta di fase, quando uno stimolo, detto tensione di bias V , viene imposto dall'esterno. Questa nuova possibilità consente di cambiare le proprietà fisiche della struttura, variandone quindi il comportamento per accomodare la situazione, tutto ciò senza necessità di ri-fabbricazione. A livello pratico, data la necessità di realizzare meta-superfici mutevoli, variare la struttura fisica dei meta-atomi è un'opzione da escludere. Si preferisce di conseguenza variare parametri indipendenti dalle dimensioni, come ad esempio il coefficiente di riflessione. Detta Z_0 l'impedenza dello spazio libero e Z_n quella dell'elemento riflettente, il coefficiente della superficie può essere definito come segue:

$$\eta = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0} \quad (2.1)$$

Nonostante il nome porti ad una naturale associazione tra RIS e specchi, è bene paragonarne il comportamento a quello delle lenti [6]. La variazione di impedenza di ogni singolo elemento, e la conseguente variazione del coefficiente di riflessione locale, consentono alle RIS di simulare il comportamento di diversi mezzi, emulandone la forma e materiale. Ciò mantenendo il loro formato sottile, a spessore contenuto.



a) Riflessione classica su superficie omogenea convenzionale

b) Beamforming quasi-passivo operato da RIS emulando una forma concava

Figura 2.3: Comparativa tra riflessione classica ed una superficie riflettente configurata opportunamente per effettuare beamforming quasi-passivo verso un ricevitore - *cf. Davide Nale. Cit.*

Il comportamento riconfigurabile delle RIS è ottenuto tramite un controllo congiunto di ogni singolo meta-atomo, variandone la fase. Questo implica che ogni meta-atomo deve offrire la possibilità di

essere controllato. È inoltre chiara la necessità di integrare un controllore centrale nel sistema, che permetta di interagire localmente con la superficie e comunicare con l'esterno, secondo un paradigma software-based [13,12].

Il controllore può comunicare con la superficie, così come ricevere richieste di riconfigurazione dall'esterno, in ipotesi l'attuale distribuzione di fase non soddisfacesse più le esigenze della trasmissione. Una volta ricevuta la richiesta il controllore procede a rimbalzare la corretta informazione ai chip riconfigurabili, cambiandone lo stato [15, 6]. Talvolta la superficie stessa è dotata di sensoristica integrata, che permette cambiamenti autonomi di stato.

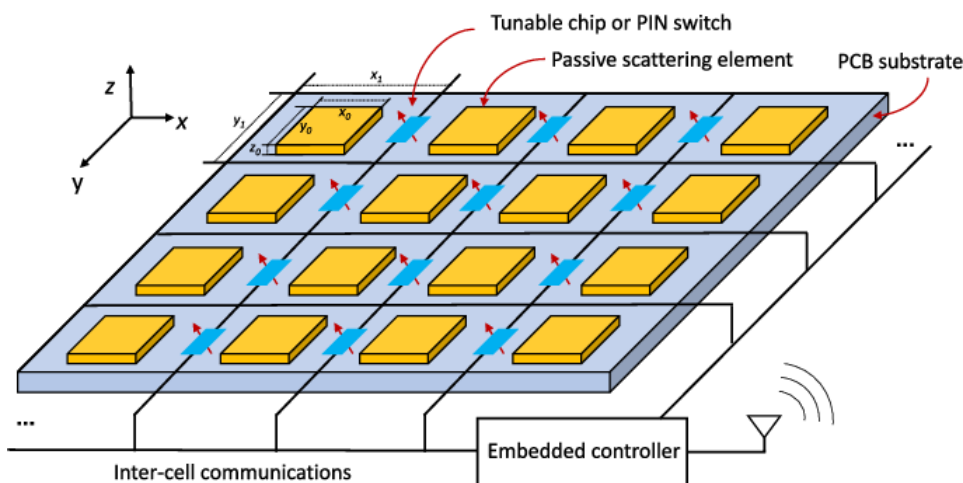


Figura 2.4: sistema con RIS e controllore integrato-cfr. *Davide Nale. cit.*

La figura 2.4 mostra una possibile implementazione di una RIS, che fa uso di un controllore FPGA e meta-atomi a diodo. Come illustrato in figura 2.4 il controller integrato può comunicare con la superficie, per inviare configurazioni ottimizzate (di distribuzioni di fase), sia riceverne, in caso la superficie notifichi la necessità di riconfigurazione. Gli elementi riflettenti sono distribuiti su una superficie senza spaziatura. Ogni singolo meta-atomo è montato su di un supporto e si compone di tre livelli. Il livello superiore contiene due paia di *patch* metalliche, distanziate tra loro, e connesse in serie tramite un chip, visibili in figura 2.5. Ognuna delle *patch* è inoltre connessa tramite alcune vie ad una pista conduttiva, che costituisce il livello inferiore, a cui è applicata la tensione di controllo. Il secondo livello, posto nel mezzo, agisce da piano di massa, che permette di riflettere le onde incidenti.

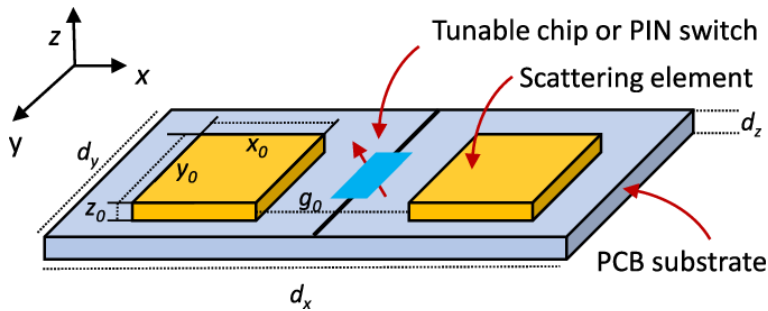


Figura 2.5: struttura di un meta-atomo-cfr. *Davide Nale. cit.*

2.5 Principi di funzionamento

Implementazione tramite diodo PIN

Un Diodo PIN (diodo tipo-p, intrinseco, tipo-n) è un diodo con una larga regione di materiale semiconduttore intrinseco (non drogato) contenuta tra un semiconduttore di tipo p e un semiconduttore di tipo n [11, 13, 14, 7]. Il comportamento di tali dispositivi è simile a quello di un diodo classico, offrendo uno stato binario alternabile tra acceso e spento. Se correttamente configurato questo tipo di meta-atomo permette di uguagliare o meno, l'impedenza dello spazio libero. Questo tipo di superficie è tuttavia limitata, offrendo solo due stati possibili. La variazione è troppo discontinua, con poca risoluzione. È talvolta necessario avere chip configurabili che permettano una variazione pressoché continua dell'impedenza, al variare della tensione di controllo. In questi casi i diodi PIN vengono sostituiti da diodi Varactor.

Implementazione tramite diodo Varactor

Il diodo varicap (o varactor) [1, 14, 7] è un particolare tipo di diodo a semiconduttore la cui caratteristica principale è quella di variare la capacità di giunzione al variare della tensione di polarizzazione applicata. La sua funzione è quella di un condensatore variabile; la sua natura di diodo passa in secondo piano

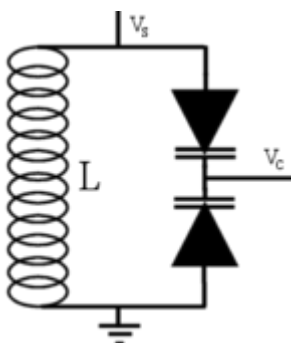


Figura 2.6: Schema di un diodo varicap-Diodo Varicap-wikipedia

Il diodo varicap è schematizzabile tramite un circuito RC (vedi figura 2.6), la cui capacità varia secondo la legge

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{V_{bi}}}} \quad (2.2)$$

dove V_{bi} è la tensione di built-in, caratteristica del diodo, e V_D è la tensione di bias applicata al diodo. C_{j0} è la tensione sul diodo quando ai suoi capi non è applicata alcuna tensione. Il coefficiente di riflessione diventa :

$$\eta(V) = \frac{Z_n(V) - Z_0}{Z_n(V) + Z_0} \quad (2.3)$$

2.6 Descrizione del Sistema

Al variare della tensione di controllo del meta-atomo variano anche le proprietà filtranti dello stesso, come evidenziato in [13] e visibile nelle figure 2.7 e 2.8, sotto riportate.

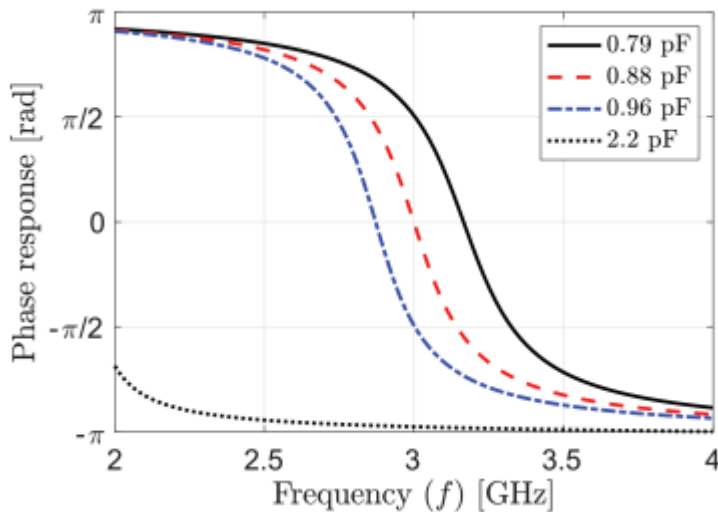


Figura 2.7: Risposta di fase di un meta-atomo-*cfr. Davide Nale. cit.*

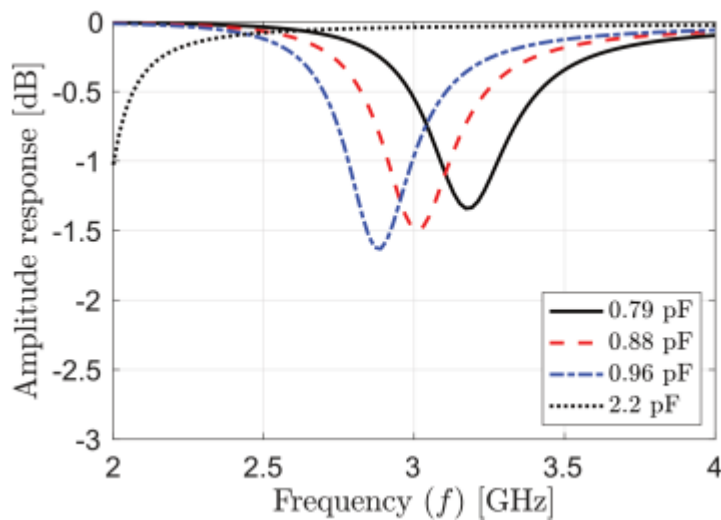


Figura 2.8: Risposta in ampiezza di un meta-atomo-cfr. Davide Nale. cit.

Il risultato ottenuto è quindi quello di un layer superiore la cui impedenza può variare localmente, in un dominio quasi-continuo. Il controllore è capace di interpretare istruzioni esterne e configurare i varactor per raggiungere la configurazione desiderata. Le proprietà del sistema ed il tipo di forma simulata sono il risultato di particolari configurazioni [2].

2.7 Proprietà

Le superfici riflettenti riconfigurabili svolgono le loro funzioni simulando le caratteristiche dei materiali da emulare. La superficie supporta un'ampia gamma di funzioni, che possono essere combinate per interagire in modo peculiare con le onde elettromagnetiche, andando oltre alla canonica riflessione.

Assorbimento e assorbimento totale

La variazione di una meta-superficie può essere configurata in modo tale da minimizzare la potenza della componente riflessa, o rifratta, dell'onda incidente. Può essere usata per realizzare dispositivi di *cloaking ultrasottili* [9,2].

Riflessione anomala e polarizzazione

In fisica si definisce polarizzazione la caratteristica della radiazione elettromagnetica che indica la direzione dell'oscillazione del vettore campo elettrico durante la propagazione dell'onda nello spazio-tempo. Tramite meta-superfici l'onda può essere polarizzata in modo anomalo. Controllando le proprietà risonanti degli elementi discreti è possibile avere una rotazione di fase dell'onda riflessa di oltre $\pm\pi$.

Wave manipulation

La manipolazione o modulazione dell'onda consente di creare molteplici riflessioni simultanee, in direzioni indipendenti, partendo da un singolo raggio incidente. La modalità con ciò avviene è ancora una volta tramite un accurato controllo di fase da parte della meta-superficie. Questa funzionalità consente di ripartire la potenza, distribuendola spazialmente, dando vita a pattern esotici di radiazione. È possibile sfruttare questa caratteristica per trasferire ulteriore informazione tramite modulazione spaziale.

Analog computing

Una delle proprietà che differenzia maggiormente le RIS dalle altre tecnologie è la possibilità di supportare *analog computing*, cioè eseguire operazioni matematiche complesse a livello EM [2]. Ad esempio il fronte d'onda rifratto da una superficie riflettente può essere la derivata prima, l'integrale o la convoluzione dell'onda incidente. Sono supportate anche operazioni nel dominio di Fourier. Apre la possibilità di effettuare computazione distribuita direttamente al livello fisico. *L'analog computing* raggiunge livelli di efficienza più elevati rispetto alla computazione convenzionale, che segue i classici paradigmi della teoria dei segnali. Tramite una combinazione di queste proprietà le onde EM possono essere modificate a piacere, tramite operazioni che spaziano dalla collimazione al *beamforming*.

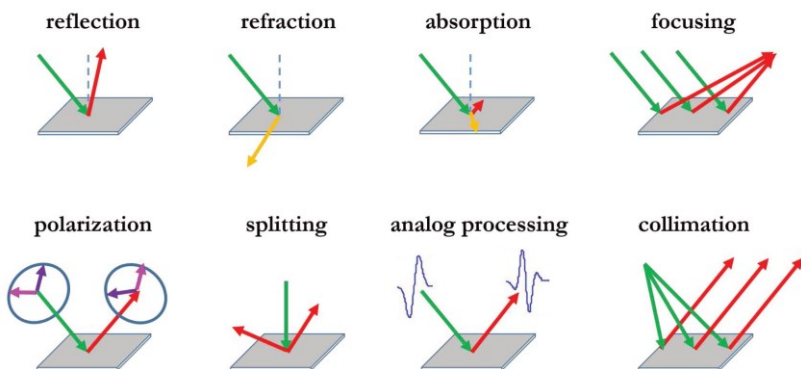


Figura 2.9: Illustrazione delle comuni funzioni configurabili-cfr. *Davide Nale. cit.*

2.8 Nota sul posizionamento ottimale

Come dimostrato in [4] il posizionamento ottimale per ottimizzare il guadagno di ogni singolo canale è vicino alla sorgente o alla destinazione, in modo da minimizzare *multipath scattering* ed, in generale, la dispersione di potenza.

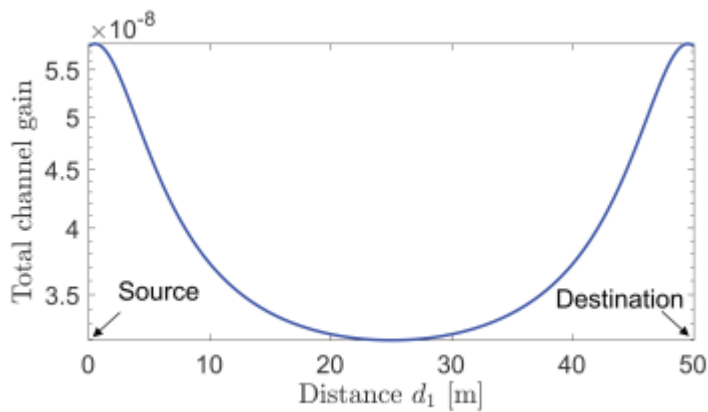
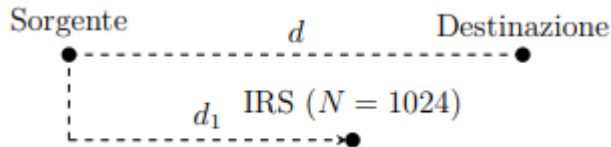


Figura 2.10: Guadagno della RIS in funzione della distanza dal trasmettitore-*cfr. Davide Nale. cit.*

2.9 Bilancio di collegamento della comunicazione RIS assistita

Il collegamento tra trasmettitore e ricevitore può essere modellato come un classico sistema di comunicazione a retrodiffusione. La geometria del percorso di comunicazione dal trasmettitore al ricevente che passa attraverso il RIS è mostrata in Fig. 2.11.

Il RIS è posizionato nel piano xy di un sistema di coordinate cartesiane e il centro geometrico del RIS è allineato con l'origine del sistema di coordinate. Siano M e N rispettivamente il numero di righe e colonne delle celle unitarie disposte regolarmente del RIS. La dimensione di ciascuna cella unitaria è D_x e D_y rispettivamente lungo gli assi x e y .

La potenza del segnale ricevuto nelle comunicazioni wireless assistite da RIS può essere calcolata secondo l'eq:

$$P_r = \frac{P_t}{(4\pi)^3} \lambda^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N G_t(\theta_{m,n}^t) G_r(\theta_{m,n}^r) \sigma(\theta_{m,n}^t, \theta_{n,m}^r) |\tau_{m,n}|^2 e^{-j2k_0(r_{m,n}^r + r_{m,n}^t)} \quad (2.4)$$

In questa equazione, λ è la lunghezza d'onda dell'onda piana incidente, $\tau_{m,n}$ è il coefficiente di riflessione della (m,n) esima cella. I pedici m,n denotano la m-esima riga e l'ennesima colonna della superficie programmabile. I simboli r_t identificano la distanza della (m, n)esima cella unitaria rispettivamente dal trasmettitore (TX) e dal ricevitore (RX)

L'angolo di elevazione e gli angoli di azimut del trasmettitore e del ricevitore rispetto alla (m, n)esima cella unitaria sono identificati da $\theta_{m,n}^t, \varphi_{m,n}^t, \theta_{m,n}^r, \varphi_{m,n}^r$.

La polarizzazione del coefficiente di riflessione può essere parallela o perpendicolare a seconda della polarizzazione dell'antenna trasmittente.

Come mostrato in Fig. 10, il trasmettitore emette un segnale verso il RIS con potenza P_t attraverso ϕ un'antenna con guadagno di potenza $G_t(\theta_{n,m}^{tx})$. Il segnale viene riflesso dal RIS e quindi ricevuto dal ricevitore con un guadagno $G_r(\theta_{n,m}^{rx})$. Si presume che la polarizzazione del trasmettitore e del ricevitore corrisponda sempre correttamente, anche dopo che il segnale trasmesso viene riflesso dal RIS.

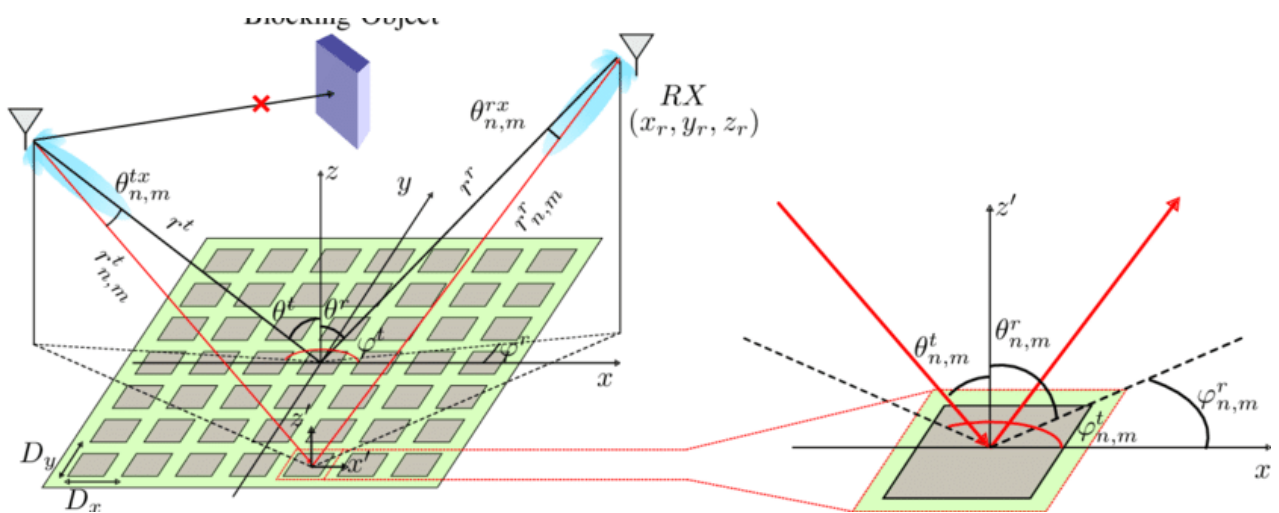


FIGURA 2.11. Layout dello scenario di comunicazione senza linea di vista assistita da RIS.

Costa e Borgese: *Modello elettromagnetico di superfici intelligenti riflettenti*

Il diagramma di radiazione dell'antenna trasmittente e ricevente può essere approssimato mediante una funzione \cos^q e quindi il guadagno dell'antenna trasmittente/ricevente alla cella unitaria specifica del RIS può essere calcolato in base a:

$$G(\theta) = \frac{4\pi \cos^q(\theta)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^q(\theta) d\theta d\phi} \quad (2.5)$$

Il guadagno è solo una funzione dell'angolo θ .

Per verificare l'importanza del modello TL (linea di trasmissione) del RIS anche per l'incidenza obliqua, presentiamo un esempio di comunicazione assistita da RIS tra due antenne.

Supponiamo di avere un'antenna trasmittente in posizione (-40, 0, 10) cm e un'antenna ricevente in posizione (20, 0, 20) cm. Il RIS è composto da 30×30 celle con una dimensione di 5 mm. Si assume che entrambe le antenne trasmittente e ricevente siano puntate verso il centro della superficie e polarizzate linearmente con un campo lungo la direzione y (questo implica che l'incidenza obliqua sulla superficie sia polarizzata TE). Le distanze del trasmettitore e del ricevitore dal RIS sono compatte per mantenere basso il tempo necessario per disegnare le mappe di campo bidimensionali. Tuttavia, il modello proposto può essere applicato a qualsiasi distanza dal RIS, tenendo conto che maggiore è la dimensione del RIS, maggiore è la quantità di energia deviata verso la posizione del ricevitore. In effetti, gli stessi principi utilizzati nella progettazione delle antenne riflettori o riflettori [16], [17] valgono per l'indirizzamento quale sarebbe la dimensione del pannello più adatta data una certa posizione del trasmettitore.

Nel caso delle antenne reflectarray, i parametri noti come efficienza di illuminazione ed efficienza di spillover vengono utilizzati per determinare la dimensione corretta del riflettore ma in uno scenario di comunicazione la posizione del trasmettitore rispetto al RIS è generalmente sconosciuta e l'ottimizzazione del RIS la dimensione non è necessaria.

Tuttavia, se la posizione del trasmettitore rispetto al RIS è nota, la dimensione del RIS può essere ottimizzata in base all'efficienza di spillover e all'efficienza di illuminazione. Le fasi ideali della superficie per massimizzare la potenza nella posizione del ricevitore possono essere trovate analiticamente secondo:

$$\angle(\tau_{m,n}) = K_0(r_{m,n}^r + r_{m,n}^t) \quad (2.6)$$

Tuttavia, per progettare un RIS effettivo che implementi fisicamente il comportamento della superficie ideale, le fasi ideali trovate secondo la formula sopraindicata dovrebbero essere tradotte nei parametri geometrici del RIS (forma della cella unitaria, periodicità, spessore dielettrico e permittività dielettrica) e i valori di capacità forniti dai *varactor* collegati in ciascuna cella unitaria.

Sono possibili due casi: si trascura l'angolo di incidenza rispetto a ciascuna cella unitaria e si calcolano tutte le fasi ad incidenza normale; in alternativa, viene considerato l'angolo di incidenza per ogni cella unitaria e viene calcolato l'esatto valore di capacità necessario per ottenere la fase desiderata all'angolo di incidenza specifico per la cella unitaria.

È evidente che, mentre le fasi ottimali possono essere sintetizzate selezionando opportunamente i parametri geometrici della cella unitaria e lo stato di capacità, le ampiezze ideali non possono essere sintetizzate poiché una realizzazione realistica della superficie è accompagnata da alcune perdite di assorbimento intrinseche della superficie.

In Fig. 11 è riportato un grafico 2D della potenza irradiata nel piano parallelo all'antenna sia trasmittente che ricevente per tre casi: ideale, fasi di incidenza normale, fasi di incidenza obliqua. Come è evidente, la situazione ottimale è quella con i valori di fase ideali e i valori di ampiezza ideali (riflessione perfetta).

Se si ottimizzano le fasi considerando l'incidenza normale per tutti gli elementi, si ottiene un notevole calo della potenza ricevuta sia per le non idealità dovute ai fenomeni di assorbimento, sia soprattutto per il disaccordo di fase.

Il terzo approccio, quello proposto, che si basa sul modello di incidenza obliqua consente invece di limitare il calo di potenza rispetto alla situazione ideale in quanto viene eliminato lo sfasamento dovuto alla dispersione spaziale (effetto incidenza obliqua) della superficie. In questo esempio si ottiene un guadagno di potenza di 3,9 dB utilizzando l'approccio proposto rispetto all'approccio di incidenza normale. In generale, il guadagno di potenza ottenuto considerando l'incidenza obliqua può essere inferiore o addirittura molto superiore se le onde EM che colpiscono provengono da angoli radenti rispetto alla normale alla superficie.

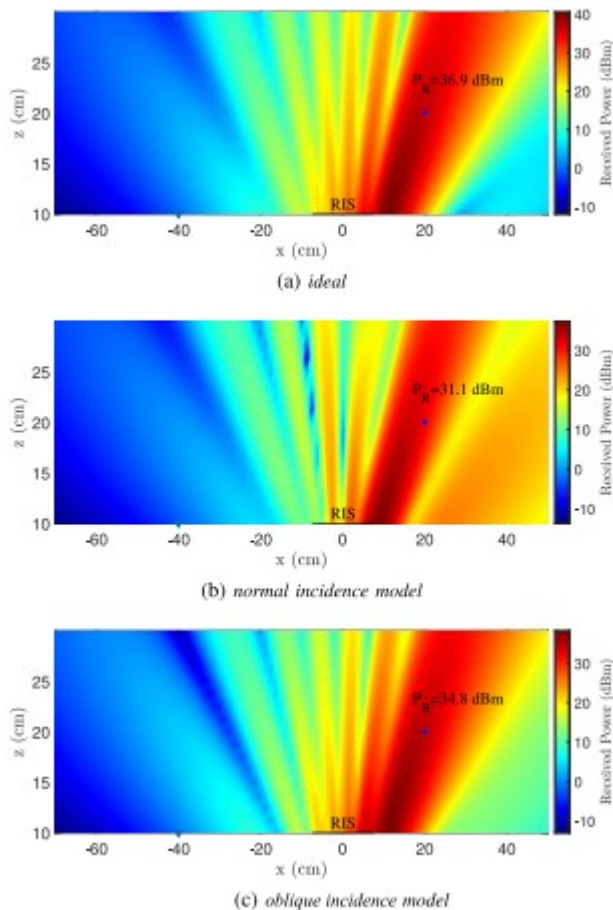


FIGURA 2.12. Potenza ricevuta (P_r) sul piano Xz a 8 GHz: (a) ideale, (b) modello di incidenza normale, (c) modello di incidenza obliqua. Sia il modello di incidenza normale che il modello proposto (incidenza obliqua) includono l'effetto delle perdite per riflessione dovute a non idealità del RIS (perdita ohmica, perdita di substrato, perdita varactor), ma il modello di incidenza obliqua considera anche l'angolo di incidenza specifico per ogni cella unitaria per derivare lo stato varactor ottimale-cfr. *Costa e Borgese cit.*

L'unico caso in cui il normale approccio di incidenza può garantire le stesse prestazioni dell'approccio proposto è la particolare situazione in cui l'onda EM colpisce con incidenza normale.

3 TEORIA DELLE CAMERE RIVERBERANTI

3.1 – Introduzione

Prima dell'introduzione delle camere riverberanti per prove di conformità sia di emissione sia di suscettibilità, si utilizzavano solamente diverse tipologie di siti, come le camere semianecoiche. Esse devono soddisfare particolari condizioni come l'uniformità di campo, dimensioni contenute, in cui l'obiettivo è cercare di riprodurre una situazione in propagazione quasi libera e di evitare condizioni di riflessioni particolare dei soffitti, pavimento e oggetti. Per ottenere queste caratteristiche è fondamentale la scelta del materiale assorbente che la compongono, in particolare per avere buone attenuazioni dell'ordine dei 20/25 dB occorre una lunghezza dei coni pari a $\lambda/4$. Le misure in camera anecoica e in cella TEM dipendono dalla polarizzazione del campo elettromagnetico ma anche dalla posizione del dispositivo, all'interno di tali strutture esso dovrà essere ruotato e questo comporta sia difficoltà di prova che un allungamento dei tempi nel caso di apparati complessi. Quest'operazione consente di poter replicare l'incidenza di un segnale, un disturbo da un'unica direzione.

Tuttavia la situazione è ben più complessa, ci sono ambienti caratterizzati da più riflessioni e perciò sull'apparato di prova o sull'antenna ricevente potranno giungere più contributi, difficilmente controllabili che variano molto facilmente da un massimo a un minimo con un piccolo spostamento dell'oggetto. Considerando le riflessioni, e i percorsi multipli che esse causano si è cercata di trovare una scelta che sia più rappresentativa di tale realtà e che sia anche correlabile con le tecniche di misura più tradizionali di tipo camera anecoica in modo da poter paragonare i risultati e vedere se l'apparato sia conforme o meno, quindi gli studi hanno condotto all'utilizzo della camera riverberante.

La camera riverberante è una cavità multimodale elettricamente grande, caratterizzata da pareti metalliche ad alta conducibilità. Una struttura chiusa, parallelepipedo come la nostra camera, rappresenta una cavità risonante e il campo elettromagnetico non può avere una distribuzione qualunque, ma ha delle distribuzioni forzate chiamate modi della cavità. Anziché riprodurre soltanto un contributo fra trasmettitore e ricevitore, ne considero tanti. Paradossalmente più sono tali contributi, più la situazione risulta controllabile perché si va verso una propagazione di tipo caotico, che possiamo trattare in maniera analitica utilizzando la statistica. In questa cavità, si riesce a creare un contesto elettromagnetico molto più caotico con l'utilizzo degli agitatori (strutture metalliche

altamente conduttive situate all'interno della camera). Queste strutture metalliche mescolano i campi all'interno della camera e grazie alle molteplici riflessioni presenti all'interno della camera, un eventuale dispositivo da testare viene investito da un campo proveniente, nel caso ideale, da tutte le direzioni e polarizzazioni. Quindi una filosofia completamente opposta, dal completo assorbimento alla completa riflessione. In realtà si potrebbero polarizzare le antenne direttamente e si potrebbe generare un campo con una componente deterministica data dall'onda che incide direttamente.

Nell'uso consueto delle camere riverberanti non si polarizzano le antenne direttamente e quindi al loro interno vi è una struttura di campo descritta da molti modi che risentono di condizioni al contorno variabili, di conseguenza si ha un campo elettromagnetico per sua natura stocastico. Questo campo è diffuso dalle pareti della camera e dai mescolatori di campo che cambiano continuamente la geometria della cavità, generando al suo interno un campo elettromagnetico riverberante che nel caso ideale sarà:

- **Uniforme**

Un singolo valore di campo per una singola posizione dei mescolatori sono privi di significato in una struttura risonante come la camera, hanno significato solo la stima dei parametri statistici. Se inserisco un oggetto al centro della camera e lo sottopongo a una radiazione, è impossibile sapere a che campo sarà sottoposto, il singolo punto, il singolo valore è privo di significato, perché ho una struttura risonante. Quindi dire statisticamente uniforme, vuol dire che se mi sposto non dovrebbe cambiare nulla, caso opposto al mondo anecoico dove spostando l'oggetto cambia il campo

- **Isotropo**

I contributi E_x , E_y , E_z sono statisticamente gli stessi, la combinazione di tutte queste forme di campo possibili fa sì che statisticamente le componenti E_x , E_y , E_z varrà sempre le stesse. A differenza della camera anecoica, dove dovevo muovere o l'oggetto o l'antenna per investigare il comportamento del dispositivo, qui non è necessario, perché il campo può avere con la stessa probabilità tutte le polarizzazioni.

- **Completamente depolarizzato**

Non c'è una polarizzazione principale del campo.

Le dimensioni degli agitatori o mescolatori di campo sono una parte indicativa delle dimensioni della camera e della lunghezza d'onda alla LUF (lowest usable frequency), definita come quella frequenza pari a tre volte la prima frequenza di risonanza della camera stessa. Un parametro importante della camera riverberante è il fattore di qualità Q , il quale è usato per descrivere la capacità della camera di immagazzinare energia. Questa capacità è influenzata dalle perdite presenti nella camera che sono costituite per la maggior parte dalle pareti della camera stessa, dalle antenne e da eventuali supporti. Questi elementi indispensabili della camera abbassano i livelli di potenza ricevuta e di conseguenza il fattore Q , quindi si devono scegliere attentamente i materiali usati per costruire la camera o per far da sostegno a eventuali sensori.

Ad esempio nel caso della porta e delle pareti della camera riverberante utilizzata in laboratorio, sono stati scelti dei materiali che offrono la massima conducibilità e le minime perdite (pareti in alluminio e porta in rame).

La potenza d'ingresso della camera P_{input} , è normalmente considerata come la potenza in uscita dalla sorgente. In questi casi la potenza netta in ingresso è data da:

$$P_{netta} = P_{input} - P_{riflessa}$$

La potenza in ingresso alla camera sarà valutata in fase di calibrazione. Comunque in generale, si può affermare che la camera può essere caricata dalle antenne presenti al suo interno, dal DUT e da altri materiali di supporto che possono ridurre la potenza ricevuta e quindi l'intensità dei campi presenti.

3.2 Agitatori o mescolatori

Lo scopo degli agitatori o mescolatori è di creare riflessioni in tutte le direzioni in modo tale che il campo possa essere multidirezionale e depolarizzato. In alcuni casi, per ottenere il livello di uniformità richiesta, possono essere necessario utilizzare più agitatori all'interno della camera stessa. Per effettuare le misure si utilizzano i mescolatori in due diverse modalità:

- Modalità tuned: l'agitatore viene mosso a step equispaziati, per ogni posizione si effettua una scansione in frequenza;
- Modalità stirring: l'agitatore viene mosso in maniera continua compiendo un giro completo per ciascuna frequenza di lavoro.

In queste due modalità sono variate (meccanicamente) le posizioni degli agitatori proprio per perturbare il campo elettromagnetico all'interno della camera riverberante. Lo scopo di queste rotazioni è di cambiare le condizioni al contorno e, di conseguenza, di modificare i modi della cavità, al fine di ottenere un ambiente elettromagnetico statisticamente uniforme ed isotropo. Questo significa che l'energia arriva da tutte le direzioni e con tutte le polarizzazioni e quindi che il campo, in ogni punto all'interno della camera, è uniformemente random nel tempo. L'ampiezza di ciascuna componente di campo in ogni punto, quando campionata su un periodo di tempo, può essere caratterizzata, approssimativamente dallo stesso massimo, minimo e media.

Naturalmente tale risultato si ottiene nel momento in cui si prende in esame un numero sufficiente di posizioni degli agitatori. Quindi se l'antenna spinge energia elettromagnetica da tutte le direzioni e con polarizzazione random, essa perde le sue caratteristiche direttive e si può assumere che il suo guadagno sia unitario. Per mescolare in modo efficace il campo all'interno della camera, gli agitatori devono essere elettricamente larghi, di dimensioni almeno pari a $\lambda/4$ o, preferibilmente, a $\lambda/2$, dove λ è la lunghezza d'onda corrispondente alla più bassa frequenza di lavoro (LUF).

Un'altra importante considerazione riguarda la forma dell'agitatore, che non deve presentare simmetrie, in modo tale da ottenere durante una rivoluzione completa, una configurazione di campo non ripetitiva. Una delle forme più diffuse è la cosiddetta Z-folded, come quella utilizzata per realizzare uno degli agitatori della camera del laboratorio di compatibilità, si tratta di una lamiera metallica (alluminio o acciaio) piegata a forma di Z, con angoli diversi e non proporzionali fra loro. Come già detto, il mescolatore modifica le condizioni al contorno, le quali devono essere soddisfatte, insieme a quelle imposte dalle pareti, dai modi all'interno della cavità. A ognuno di tali modi, che potremmo definire perturbati, corrisponde una nuova frequenza di risonanza, perciò possiamo affermare che l'effetto di un corpo perturbante all'interno della cavità si riflette in un nuovo set di frequenze di risonanza e di modi. Tanto più grande è la dimensione dell'agitatore, tanto maggiore

sarà l'effetto dello spostamento in frequenza, e quindi, tanto più la distribuzione dei campi e dei modi varia continuamente. Questo implica che quando si eccita la cavità a una frequenza fissa, in modo da essere in regime multimodale, saranno eccitati in maniera random modi perturbati dalla rotazione dell'agitatore, fatto che introduce la variabilità della cavità. Per migliorare il grado d'uniformità del campo elettromagnetico all'interno della camera, si possono utilizzare più agitatori, naturalmente essi devono essere posti in rotazione attorno a diversi assi.

3.3 Setup di misura

Impiegheremo per le nostre misure un analizzatore di rete vettoriale (AGILENT E5071B), che controlla e sintetizza gli intervalli di frequenza, da questo dipenderà il tempo di risoluzione della risposta impulsiva.

La misura è eseguita su una banda da 50 MHz a 8.5 GHz, la risposta in frequenza è studiata su intervalli di 50 MHz con scansioni di 1601 punti, quindi equivale a campionare su intervalli di 31.25 kHz. A ogni intervallo di frequenza, otterremo i parametri S21, settando la trasmissione della porta uno (antenna trasmittente) e monitorando il livello di segnale alla porta due (antenna ricevente).

Eseguiamo le misure sfruttando delle antenne logperiodiche, costituite da due piani accoppiati con una certa angolazione su cui sono fissati dei dipoli, questi ultimi collegati con una linea incrociata, hanno una lunghezza calcolata per risuonare alle varie frequenze per le quali l'antenna è costruita e, una RIS ottimizzata a 27GHz. Nelle antenne, il dipolo più lungo determina la frequenza minima di funzionamento, mentre quello più corto determina la frequenza massima di funzionamento.

Sono antenne direttive e la loro peculiarità è di lavorare su bande larghe, inoltre hanno un guadagno che non supera i 7/8 dB ma lineare in tutta la banda. Il funzionamento si basa su ogni dipolo che misura a una determinata frequenza, a tale frequenza quel dipolo si comporta da dipolo alimentato, mentre gli altri sono circa passivi e fungono da riflettori e direttori. Il campo sarà polarizzato linearmente come per il singolo dipolo. La risposta in frequenza sarà convertita nel dominio del tempo usando il processo di IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), ottenendo la risposta impulsiva del canale ai differenti tempi di ritardo τ_i . Il sistema richiede un'attenta calibrazione e sincronizzazione tra il trasmettitore e il ricevitore. Nella calibrazione per misure di trasmissione S21 colleghiamo le due porte con un connettore standard, eliminando efficacemente l'errore di direttività, l'errore d'accoppiamento della sorgente, riducendo la diafonia e l'errore dovuto a riflessioni e trasmissioni.



Figura 3.1- Connessione porte per calibrazione- Luca Giacometti emulazione di canali wireless multipath in camera riverberante, 2014

E' importante considerare dalla teoria di Fourier che un segnale in banda larga nel dominio della frequenza, corrisponde a un segnale di durata molto breve nel dominio del tempo, quindi potremmo ipotizzare di trasmettere un impulso di Dirac $\delta(t)$ attraverso il canale.

3.4 Parametri statistici

L'ambiente *multipath* potrà essere caratterizzato dalla sua risposta impulsiva $h(t)$, e applicando un segnale d'ingresso $u(t)$, vediamo l'uscita $y(t)$ di un canale radio al tempo t , che può essere descritto da

$$Y(t) = u(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) u(t - \tau) d\tau \quad (2.1)$$

Per includere gli effetti dovuti alle variazioni spaziali e temporali del multipath, eseguiamo una media d'insieme. Le misure saranno effettuate mantenendo l'antenna trasmittente fissa nella sua posizione e polarizzazione, muovendo quindi l'antenna ricevente in modo da caratterizzare l'ambiente. Consideriamo quindi dei cambiamenti sulle condizioni al contorno del sistema, questo per un numero di venti posizioni. Sicuramente un valore basso per studiare una buona statistica ma di validità accettabile per i parametri statistici di nostro interesse.

Considerando anche i tempi di misura, effettuando scansioni in frequenza di durata di 5 secondi su 169 intervalli, da non trascurare i tempi di elaborazione del processore, avremo una durata di circa 10 ore di misura. Questo per dimostrare che la scelta della media sulle 20 posizioni era una buona soluzione di compromesso tra tempi di misura e buon risultato dei parametri. I contro a questa tecnica sono che non possiamo misurare la risposta impulsiva variabile nel tempo del canale, infatti, la risposta in frequenza del canale cambierà rapidamente, dando una misura errata della risposta impulsiva. Questo problema può essere risolto usando tempi di scansione (*sweep time*) brevi, per avere l'intervallo di misura della risposta totale in frequenza più breve possibile. Un breve tempo di scansione può essere considerato riducendo il numero d'intervalli di frequenza, ma questo sacrifica il tempo di risoluzione e aumenta gli intervalli di ritardo nel dominio del tempo.

Tuttavia questo setup è molto efficiente per misure indoor, e avrà dei buoni riscontri con le misure che eseguiremo in camera riverberante. Il modulo al quadrato della risposta impulsiva [18] mediato sulle N - esime posizioni è definito come il *power delay profile* (PDP) ed è dato da

$$PDP(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle_N \quad (3.1)$$

Rappresenta l'andamento della potenza del segnale in funzione dei contributi di ritardo. Una caratteristica che possiamo estrapolare dal PDP nei sistemi digitali è la deviazione standard (RMS) definita come il time delay spread (il momento centrale di ordine due del PDP) dato da

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int (t - \tau_{ave})^2 PDP(t) dt}{\int PDP(t) dt}} \quad (3.2)$$

Dove τ_{ave} è la media dei ritardi

$$\tau_{ave} = \frac{\int tPDP(t) dt}{\int PDP(t) dt} \quad (3.3)$$

Essendo in grado di calcolare tale delay spread, si sostituisce alla conoscenza locale dei ritardi, questo parametro globale, che sarà poi legato alla banda di coerenza B_c , che definisce la massima separazione in frequenza per cui le componenti armoniche del segnale possono essere considerate altamente correlate.

$$B_c = \frac{1}{4\pi\tau_{RMS}} \quad (3.4)$$

FATTORE DI QUALITÀ

Uno dei parametri fondamentali per le camere riverberanti è il fattore di merito o fattore di qualità Q , il quale definisce quanta potenza si perde nelle pareti e quanta energia si è immagazzinata nel volume di lavoro.

$$Q = \omega \frac{U}{P_d} \quad (3.5)$$

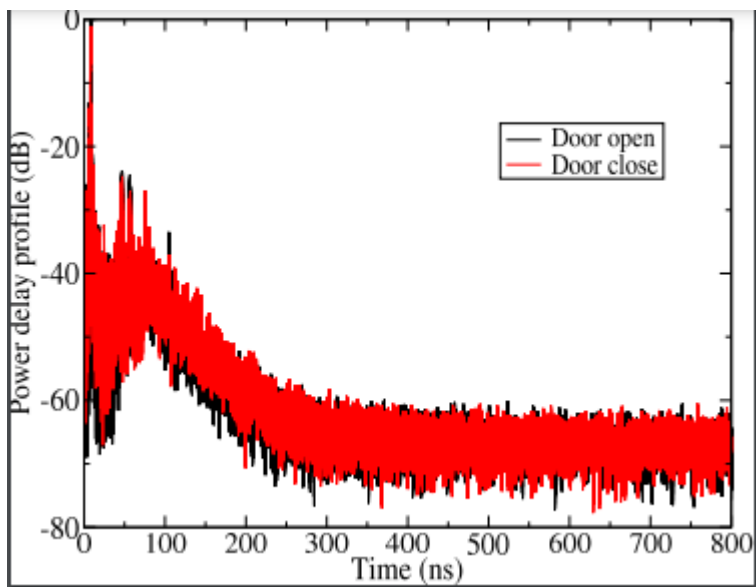
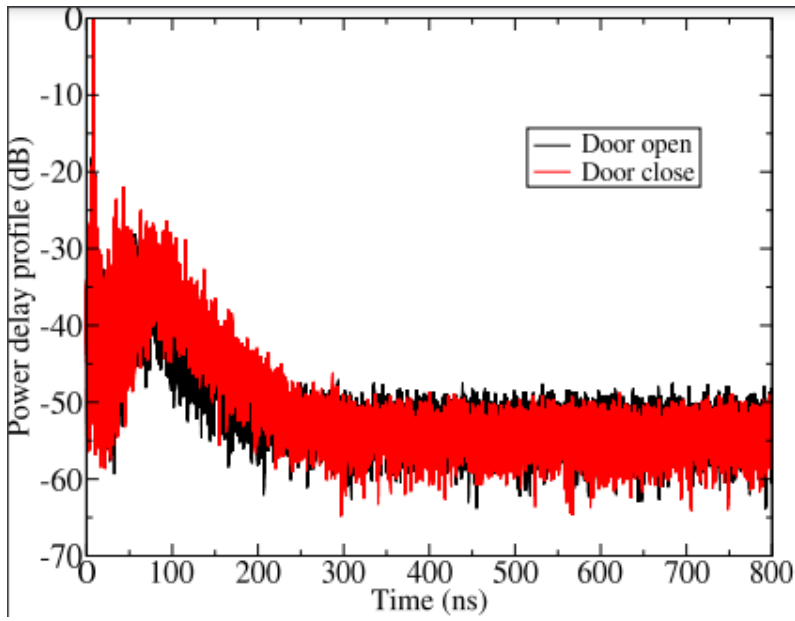
dove ω è la pulsazione, U è l'energia immagazzinata e P_d è la potenza dissipata dalla camera. Si noti che Q è una quantità adimensionale. La potenza dissipata è data dalle correnti indotte sulle pareti della camera, e l'effetto pelle mi indica la profondità di penetrazione δ , quindi la potenza dissipata è quella potenza che si dissipa sul volumetto superficiale che è S .

$$Q = \frac{3V}{2\delta A\mu_r} \quad (3.6)$$

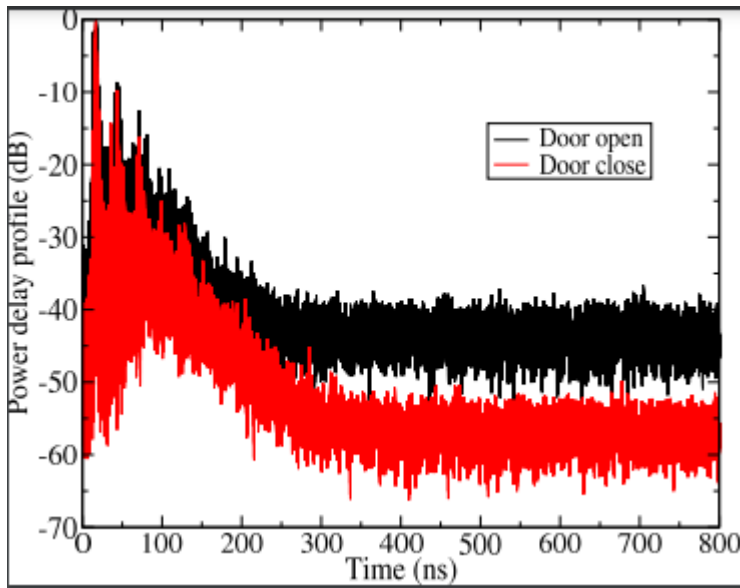
Questi saranno i parametri statistici di nostro interesse che useremo per caratterizzare le misure effettuate in camera riverberante.

4 MISURAZIONI IN CAMERA RIVERBRANTE

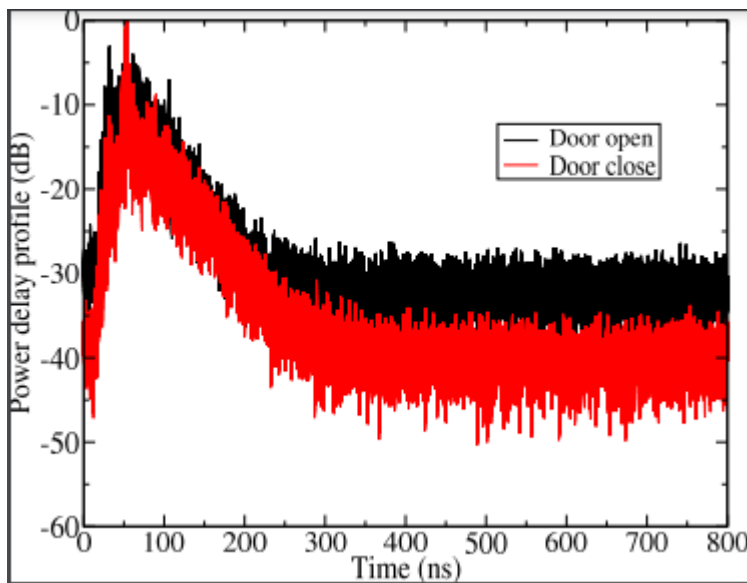
- Confronto tra porta aperta e porta chiusa per misure del *power delay profile* con antenne Tx e Rx cross polarizzate, configurazione LOS

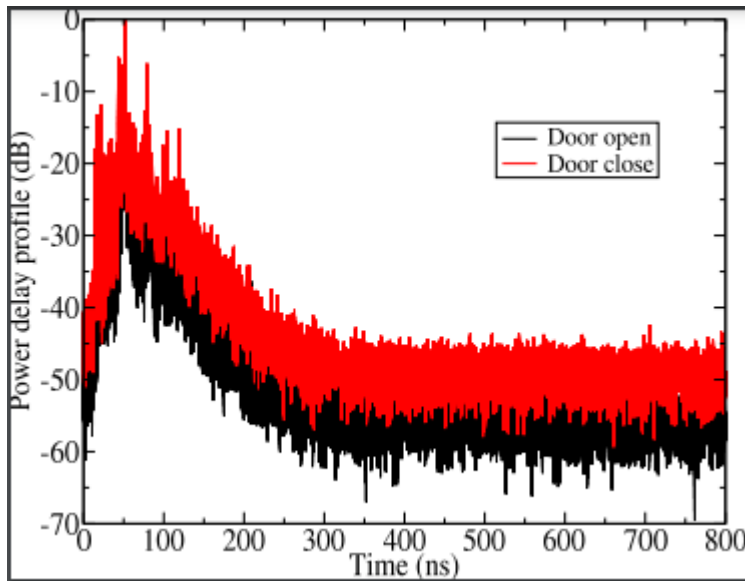


- Confronto tra porta aperta e porta chiusa per misure del *power delay profile* con antenne Tx e Rx cross polarizzate, configurazione NLOS



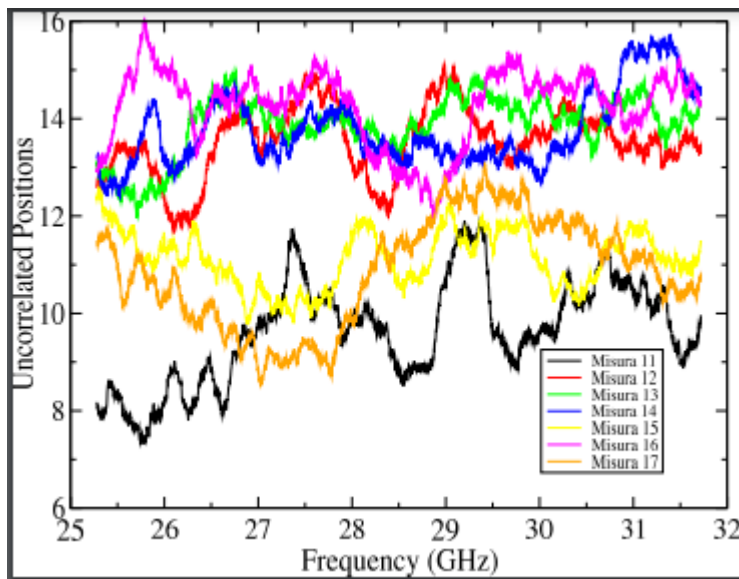
- Confronto tra porta aperta e porta chiusa per misure del *power delay profile* con antenna Tx orientata verso lo *stirrer*



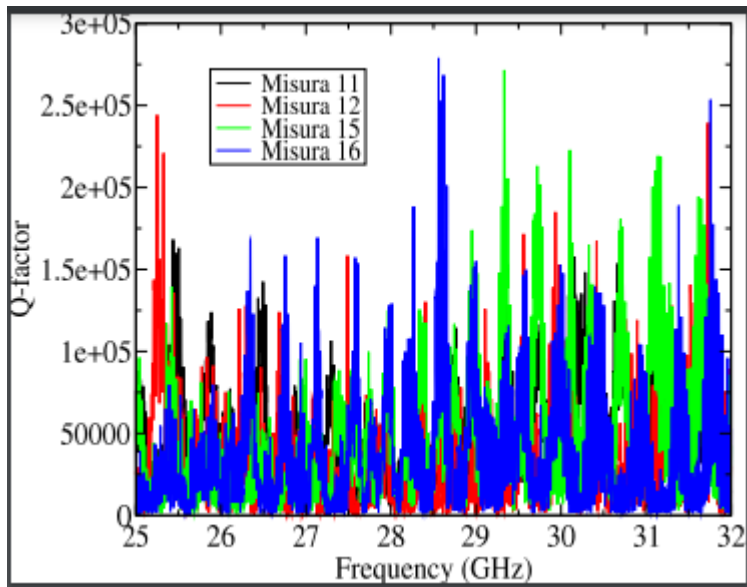


- Posizioni Indipendenti dello Stirrer (misure: 11-12-13-14-15-16-17)

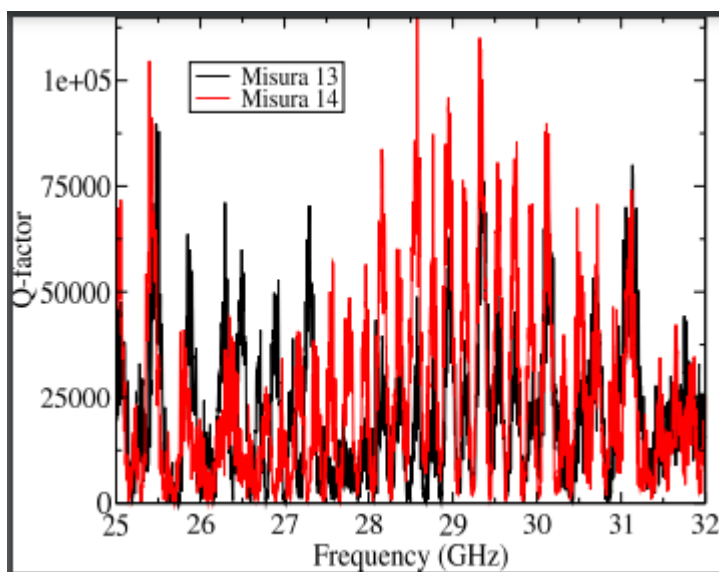
Si specifica che le Posizioni Statisticamente Indipendenti sono dei parametri fondamentali della Camera riverbrante, importantissimi a livello statistico dato che le funzioni di probabilità sono molto legate a questi valori.



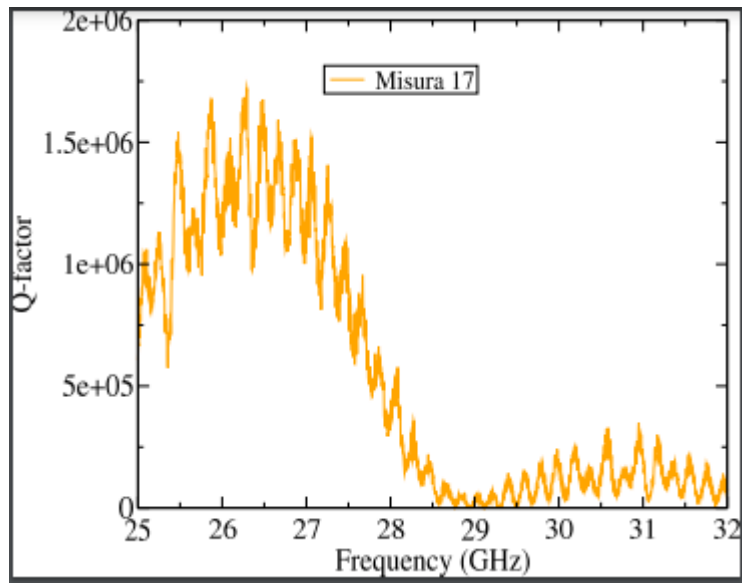
- QFACTOR (misura: 11-12-15-16)



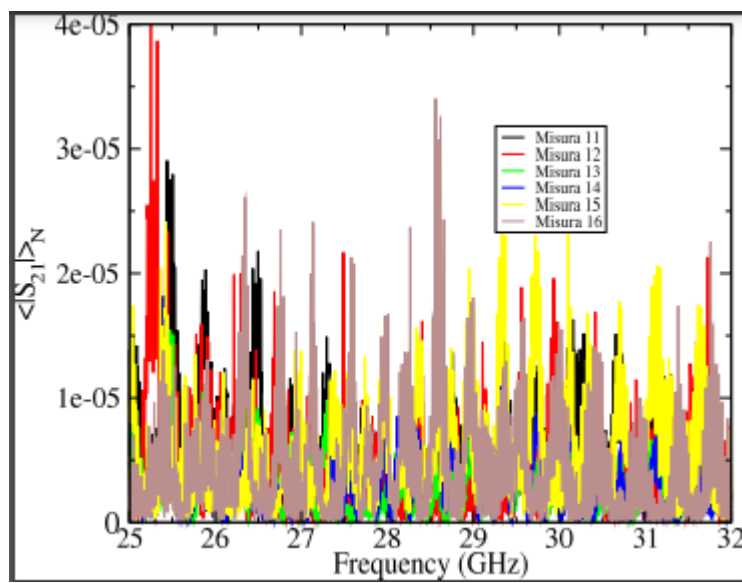
- QFACTOR (misura: 13-14)



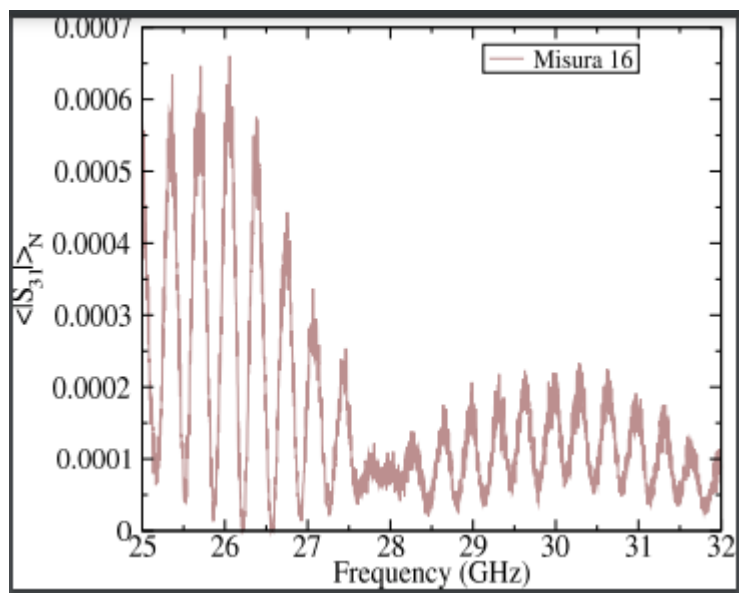
- QFACTOR (misura: 17)

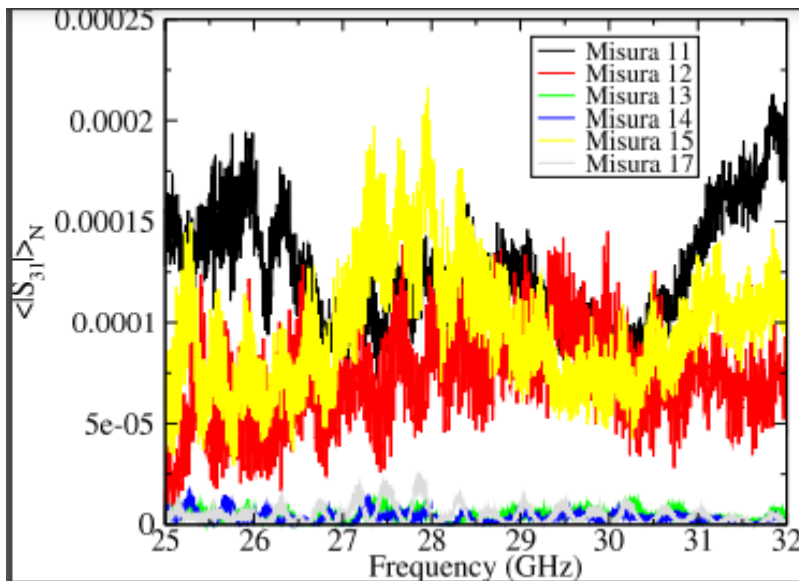


- Valor medio del modulo de S21



- Valor medio del modulo de S31





5 CONCLUSIONI

Lo studio eseguito ha evidenziato l'effetto di una meta-superficie riconfigurabile che opera alle frequenze dette millimetriche ($\lambda \sim 1$ cm). Per l'analisi dei dati è stata utilizzata la camera riverberante presente nel laboratorio di EMC per emulare un ambiente reale [19]. Alle frequenze considerate le antenne usate (antenne a tromba) sono risultate molto direttive e il segnale trasmesso è stato, in particolare, influenzato da ostacoli che bloccano la linea di vista (LOS) tra trasmettitore e ricevitore. Le meta-superfici hanno, pertanto, come obiettivo quello di migliorare la comunicazione tra trasmettitore e ricevitore in situazioni in cui non vi sia linea di vista tra i due strumenti. Questi dispositivi, essendo riconfigurabili, consentono di mantenere la connessione anche quando il ricevitore si sposta dalla posizione iniziale. La mia tesi intende porsi come un punto di partenza per le future attività che si concentreranno sull'ottimizzazione di queste meta-superfici in un ambiente reale.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Diodo varicap. https://it.wikipedia.org/wiki/Diodo_varicap. Accessed: 05-09-2021.
- [2] Shimin Gong, Xiao Lu, Dinh Thai Hoang, Dusit Niyato, Lei Shu, Dong In Kim, and Ying-Chang Liang. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: A contemporary survey. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 22(4):2283–2314, 2020.

- [3] Leonardo Badia, Marco Levorato, Federico Librino, and Michele Zorzi. Cooperation techniques for wireless systems from a networking perspective. *IEEE Wireless Communications Magazine*, 17(2):89–96, 2010.
- [4] Luca Canzian, Leonardo Badia, and Michele Zorzi. Promoting cooperation in wireless relay networks through Stackelberg dynamic scheduling. *IEEE Trans. Commun.*, 61(2): 700–711, 2012.
- [5] Leonardo Badia. On the effect of feedback errors in Markov models for SR ARQ packet delays. In *2009 Proceedings IEEE Globecom, 2009*
- [6] Emil Björnson, Henk Wymeersch, Bho Matthiesen, Petar Popovski, Luca Sanguinetti, and Elisabeth de Carvalho. Reconfigurable intelligent surfaces: A signal processing perspective with wireless applications. *arXiv preprint arXiv:2102.00742*, 2021.
- [7] Linglong Dai, Bichai Wang, Min Wang, Xue Yang, Jingbo Tan, Shuangkaisheng Bi, Shenheng Xu, Fan Yang, Zhi Chen, Marco Di Renzo, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results. *IEEE Access*, 8:45913–45923, 2020.
- [8] Marco Di Renzo, Konstantinos Ntontin, Jian Song, Fadil H Danufane, Xuwen Qian, Fotis Lazarakis, Julien De Rosny, Dinh-Thuy Phan-Huy, Osvaldo Simeone, Rui Zhang, et al. Reconfigurable intelligent surfaces vs.
- [9] Marco Di Renzo, Alessio Zappone, Merouane Debbah, Mohamed-Slim Alouini, Chau Yuen, Julien De Rosny, and Sergei Tretyakov. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38(11):2450–2525, 2020.
- [10] Ana Díaz-Rubio, Viktor S Asadchy, Amr Elsakka, and Sergei A Tretyakov. From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors. *Science advances*, 3(8):e1602714, 2017.
- [11] Bora Nikolić, Jan M. Rabaey, Anantha Chandrakasan. *Circuiti integrati digitali. L’ottica del progettista*. Pearson, 2020.
- [12] Özgecan Özdoğan, Emil Björnson, and Erik G Larsson. Intelligent reflecting surfaces: Physics, propagation, and pathloss modeling. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(5):581–585, 2019.
- [13] Xilong Pei, Haifan Yin, Li Tan, Lin Cao, Zhanpeng Li, Kai Wang, Kun Zhang, and Emil Björnson. RIS-aided wireless communications: Prototyping, adaptive beamforming, and indoor/outdoor field trials. *arXiv preprint arXiv:2103.00534*, 2021.
- [14] Shinya Sugiura, Yuto Kawai, Takayuki Matsui, Taehwa Lee, and Hideo Iizuka. Joint beam and polarization forming of intelligent reflecting surfaces for wireless communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 70(2):1648–1657, 2021.
- [15] Odysseas Tsilipakos, Anna C Tasolamprou, Alexandros Pitilakis, Fu Liu, Xuchen Wang, Mohammad Sajjad Mirmoosa, Dimitrios C Tzarouchis, Sergi Abadal, Hamidreza Taghvaei, Christos Liaskos, et al. Toward intelligent metasurfaces: the progress from globally tunable metasurfaces to

software-defined metasurfaces with an embedded network of controllers. *Advanced Optical Materials*, 8(17):2000783, 2020.

[16] P. Nayeri, AZ Elsherbeni e F. Yang, "Approcci di analisi delle radiazioni per antenne a matrice riflettente [taccuino del progettista di antenne]," *Propagazione antenne IEEE. Mag.*, vol. 55, n. 1, pp. 127–134, febbraio 2013.

[17] M. Borgese, F. Costa, S. Genovesi e A. Monorchio, "Una procedura di progettazione iterativa per riflettori multibanda a strato singolo: progettazione e convalida sperimentale", *IEEE Trans. Propagazione delle antenne*, vol. 65, n. 9, pp. 4595– 4606, settembre 2017.

[18] E. Gender, C.L. Holloway, K.A. Remley, J. Ladbury, G. Koepke and H. Garbe, "Use of Reverberation Chamber to Simulate the Power Delay Profile of a Wireless Environment", *EMC Europe International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Sept, 2008.

[19] "Effect of absorber number and positioning on the power delay profile of a reverberation chamber," L. Bastianelli, L. Giacometti, V. Mariani Primiani, and F. Moglie, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and EMC Europe*, Dresden, August 2015.