

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE



Progettazione e Sviluppo di un Sistema d'Antenna Riconfigurabile Miniaturizzato

Tesi di Laurea basata su stage sperimentale presso l'azienda Adant s.r.l.

Relatore

Prof. Andrea Galtarossa

Laureando

Mauro Facco

Correlatore

Dr. Ing. Daniele Piazza

ANNO ACCADEMICO 2010/2011

Introduzione	3
1 NOZIONI FONDAMENTALI SUL CANALE RADIO E STANDARD ANNESSI	5
1.1 Sistemi di comunicazione Wireless	5
1.2 I sistemi multiantenna	6
1.3 Il Canale Radio	10
1.3.1 Fading e path-loss	10
1.3.2 Capacità	13
1.4 Lo standard 802.11n	14
2 LA MINIATURIZZAZIONE DELLE ANTENNE	21
2.1 I campi di utilizzo	21
2.2 La teoria di Weller-Chu	22
2.2.1 I parametri più importanti per le ESA	22
2.2.2 Analisi delle ESA	25
2.3 Tipi di miniaturizzazione	30
2.3.1 Scaling Generalizzato o <i>shaping</i>	30
2.3.2 <i>Loading</i>	36
2.3.3 I metamateriali	37
2.3.4 Antenne a risonatori dielettrici (DRA)	44
2.3.5 Miniaturizzazione guidata da algoritmi evolutivisti	46
3 LA RICONFIGURABILITÀ NELLE ANTENNE	51
3.1 Le antenne riconfigurabili	51
3.2 Gli elementi fondamentali di una antenna riconfigurabile	52
3.3 I meccanismi di riconfigurazione	53
3.3.1 Switch a radio frequenza	53
3.3.2 Carico reattivo variabile	54
3.3.3 Variazione strutturale della forma	56
3.3.4 Variazione del substrato dielettrico	56

3.4	I diversi tipi di riconfigurabilità	57
3.4.1	Riconfigurabilità in frequenza	57
3.4.2	Riconfigurabilità in polarizzazione	58
3.4.3	Riconfigurabilità di radiazione	59
3.5	Analisi di riconfigurabilità su antenne miniaturizzate	61
4	SVILUPPO DEL SISTEMA D'ANTENNA MINIATURIZZATO	63
4.1	Concetti basilari dell'implementazione	63
4.1.1	L'antenna a spira	64
4.1.2	L'utilizzo di elementi parassiti	66
4.1.3	La risonanza di ordine zero	68
4.2	L'antenna riconfigurabile "ZOR loop"	70
4.2.1	Il loop con risonanza di ordine zero	70
4.2.2	La rete di Balun	75
4.2.3	Gli elementi parassiti	79
4.2.4	Il meccanismo di riconfigurazione	81
4.2.5	Le linee di bias	85
4.2.6	La rete di controllo	87
4.3	Le caratteristiche elettromagnetiche	89
4.4	La realizzazione pratica	91
5	SIMULAZIONI E RISULTATI SPERIMENTALI	95
5.1	Metodologie di simulazione	95
5.2	Dimensionamenti effettuati	97
5.2.1	Ottimizzazione della frequenza di risonanza dell'elemento attivo	97
5.2.2	Dimensionamento della corona parassita	98
5.2.3	Dimensionamento del filtro per il controllo dei diodi PIN	100
5.3	Le caratteristiche radiative dell'antenna	102
5.3.1	Il modo omnidirezionale	104
5.3.2	I modi direzionali	105
5.4	Osservazioni	109
	Conclusioni	113
	Tabella dei simboli e glossario	115
	Bibliografia	117

Introduzione

Lo studio di sistemi di antenne riconfigurabili si colloca nel contesto di riuscire a fornire mediante il canale radio una trasmissione di informazioni ad elevato *throughput*, necessaria per la maggior parte di servizi che prevedono un flusso dati costante e fedele. In questo frangente, per il consumatore finale, il mercato offre innumerevoli dispositivi che sfruttano il canale radio, basandosi su svariati standard attualmente disponibili; allo stesso tempo lo sviluppo di sistemi radio sta prendendo piede anche nel mercato *enterprise* dove alle caratteristiche di performance si affiancano quelle di affidabilità e sicurezza principalmente in termini di potenza disponibile.

Le specifiche dei moderni apparati possono sembrare oltremodo ottimali per le esigenze dell'utente finale ma a livello pratico si rilevano non totalmente idonee agli utilizzi a cui sono adibite: questo inconveniente nasce dal fatto che le trasmissioni radio, soprattutto su frequenze portanti oltre 1 GHz (dove cioè le lunghezze d'onda cominciano ad essere dell'ordine dei cm), risentono fortemente dell'ambiente circostante, sia per la presenza di ostacoli o riflessioni che il campo elettromagnetico incontra lungo il suo cammino che per l'interferenza con altri campi elettromagnetici inevitabilmente presenti.

L'analisi qui affrontata si focalizza sulle bande non licenziate, denominate ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), che sono allocate intorno alle frequenze 2.4 GHz e 5.5 GHz e sono quelle sfruttate dalle reti WLAN, WPAN e, insieme alla banda centrata sui 3.5 GHz, anche dallo standard WIMAX. Molti dispositivi nel campo *mobile* oramai integrano questi standard; ne sono un esempio non solo i personal computer ma anche cellulari e *smartphone* che oltre a comunicare tramite reti GSM o UMTS sono provvisti di connettività WI-FI, diventando dei veri e propri nodi della rete locale (LAN).

A fronte delle precedenti considerazioni, la necessità di utilizzare un'antenna si scontra però con la tendenza di inglobare in apparati di dimensioni ridotte sempre più servizi che difficilmente riescono a condividere la medesima antenna (basti a pensare come un notebook debba allo stesso tempo essere multi-standard per quanto riguarda la Wireless LAN, possedere un sistema di comunicazione a corto raggio, preferibilmente *Bluetooth*, ed avere la possibilità di una connessione ad internet in mobilità sfruttando la rete cellulare, UMTS e HSDPA su tutte).

Oltre tutto l'immissione dello standard 802.11n che sfrutta la tecnologia *Multiple Input - Multiple Output* (MIMO) per aumentare l'efficienza spettrale del canale ha fatto sì che

il sistema multi-antenna non sia un'eccezione di nicchia ma un regola di progettazione, indispensabile perché il sistema funzioni assecondando lo standard. L'infrastruttura presenta tuttavia dei limiti sia di banda che di potenza; inoltre, in ottica di mercato, i dispositivi devono prima di tutto avere un costo concorrenziale. Risulta quindi necessario ottimizzare in prima istanza il meccanismo principale che instaura la connessione a livello fisico gestendo in maniera opportuna il campo elettromagnetico: il sistema d'antenna.

Le antenne riconfigurabili rappresentano una possibilità di massimizzare le prestazioni, rientrando nei limiti di potenza e garantendo uno sfruttamento migliore del canale wireless in modo da incrementarne la capacità, soprattutto nell'ottica di comunicazioni MIMO cui il lavoro fa fede.

Nel seguito viene presentato lo sviluppo di un sistema d'antenna riconfigurabile dove si focalizza l'attenzione alle dimensioni dell'elemento attivo che partecipa all'irradiazione; saranno valutate le varie implementazioni possibili, attuabili in un'ottica commerciale-produttiva e sulla base di ciò sarà mostrato un primo prototipo. Più in dettaglio nel capitolo 1 saranno esposti i concetti basilari delle reti wireless e del canale radio, con riferimento allo standard 802.11n; nel capitolo 2 vengono analizzate le principali tecniche di miniaturizzazione applicate alle antenne; nel capitolo 3 sono classificati e analizzati i meccanismi di riconfigurabilità. Nei capitoli 4 e 5 vengono presentati il progetto del sistema di antenna, le simulazioni e le relative misure.

NOZIONI FONDAMENTALI SUL CANALE RADIO E STANDARD ANNESSI

Lo sviluppo di un dispositivo d'antenna che ha il compito di irradiare un segnale modulato su una certa portante, parte dall'analisi del fenomeno fondamentale cui si basano le comunicazioni wireless: **la radiopropagazione**. In questa sezione vengono introdotti i principi teorici su cui si basano le successive argomentazioni e misurazioni in modo da fornire una descrizione fisica dei fenomeni elettromagnetici coinvolti; inoltre grazie ai concetti qui espressi si può capire dove - e in quale modo - è possibile sfruttare i vantaggi forniti da un sistema d'antenna riconfigurabile.

1.1 Sistemi di comunicazione Wireless

Il sistema radio convenzionale è quello più comunemente chiamato *Single input - Single Output* o SISO; esso è rappresentato graficamente nella figura 1.1. Il parametro che maggiormente interessa questa tipologia di comunicazione è la capacità associata al canale, una cui stima è descritta a livello teorico dal teorema di Shannon-Hartley: la capacità (C) del canale dipende sia dalla banda (B) del canale stesso che dal rapporto tra segnale (S) e rumore (N).

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$



Figura 1.1: Esempio di un sistema SISO

Al fine di massimizzare capacità e affidabilità, i punti in cui si interviene in un sistema SISO con un canale limitato in banda sono l'allocazione di diversi *timeslot* in modo da gestire più connessioni in *time sharing* oppure una suddivisione della banda in diversi canali non interferenti. Questi metodi si traducono nei livelli inferiori dello stack ISO/OSI in codifiche e modulazioni specifiche, che generalmente sono fissate dallo standard cui si vuole aderire. Alcune fra le tecniche maggiormente utilizzate per quanto riguarda gli standard annessi alla WLAN sono ad esempio l'allargamento dello spettro (*spread spectrum*), la codifica CCK (*Complementary Code Keying*), la tecnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) e la tecnica CDD (*Cyclic Delay Diversity*) per le quali si rimanda alla letteratura specifica.

1.2 I sistemi multiantenna

I sistemi multi ingresso e multi uscita sono una diretta estensione di quelli a singolo ingresso o a singola uscita, la cui analisi è ben consolidata nella letteratura specifica; questi sistemi sono stati perfezionati in termini di efficienza spettrale ottimizzando diversi livelli di diversità in modo da massimizzare le prestazioni; in particolare, è inevitabile l'utilizzo in essi di tecniche che implementano **diversità temporale** (allocazione di diversi *timeslot* o apposite codifiche di canale) o **diversità spettrale** (allocazioni di diversi canali nella stessa banda, *spread spectrum* e OFDM).

Per massimizzare l'efficienza spettrale sono stati introdotti metodi che oltre a quelli sopra citati implementano anche un grado di **diversità spaziale**, vantaggio che ha aperto la strada ai sistemi multi-antenna e più in generale alla tecnologia MIMO.

Introducendo un grado di diversità spaziale al ricevitore del sistema SISO si ottiene un sistema a uscita multipla o SIMO (figura 1.2). In un primo momento questa tecnica è stata utilizzata come una forma di ridondanza in modo da instaurare un collegamento più robusto ai fenomeni di interferenza distruttiva che caratterizzano il fading su piccola scala (vedi paragrafo 1.3.1); in pratica, tra i vari segnali, viene selezionato in ogni istante quello di ampiezza massima (tecnica denominata **Switched Diversity**). Tuttavia l'opportunità di avere due o più percorsi elettromagnetici al ricevitore ha reso possibile l'incremento del rapporto segnale/rumore e quindi, sfruttando i cammini multipli (*multipath*) dovuti a fenomeni di riflessione e diffusione o scattering (inizialmente considerati fenomeni parassiti), si ottiene un incremento della capacità del canale; ciò che viene attuato consiste nel sommare i vari segnali che arrivano al ricevitore in modo da avere un segnale di ampiezza maggiore (tecnica **Maximum Ratio Combining**). Infine è bene osservare che l'analisi di questo sistema $1 \times N$, ma più in generale di tutti quei sistemi che sfruttano cammini multipli, implica una variazione dell'analisi da un dominio prevalentemente scalare ad un dominio vettoriale.

Quando invece si verifica la presenza di più antenne al trasmettitore rispetto al ricevitore allora si parla di diversità in trasmissione; si ottiene pertanto un sistema a ingressi multipli o più semplicemente MISO $N \times 1$. In questo caso lo stesso flusso di dati è trasmesso in modo ridondante dalle antenne trasmettenti, così facendo la tecnica di codifica risulta più comoda visto che riguarda la stazione radio base, dove queste tecniche risultano più semplici oltre che più economiche da implementare, al contrario del caso precedente dove erano richieste antenne multiple su dispositivi riceventi generalmente portatili e a basso costo.

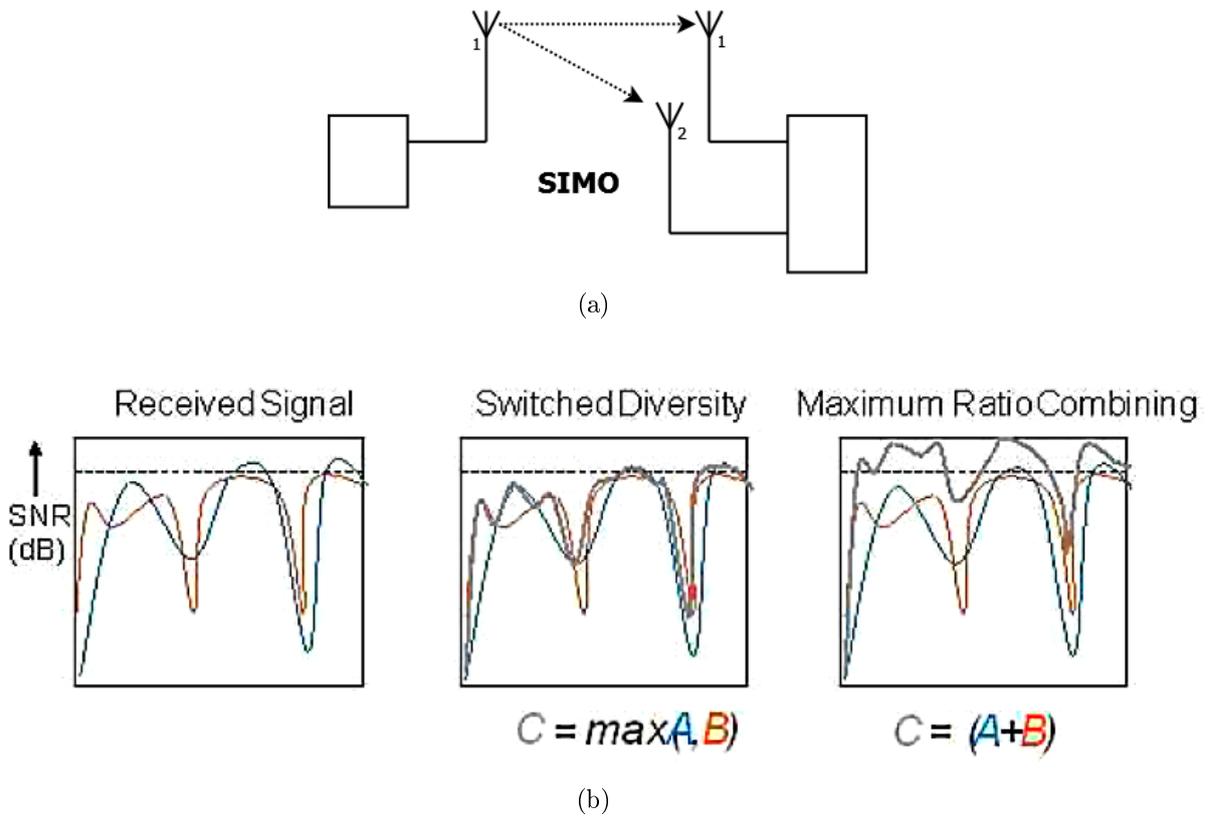


Figura 1.2: (a) Esempio di un sistema SIMO e (b) tecniche di ricezione

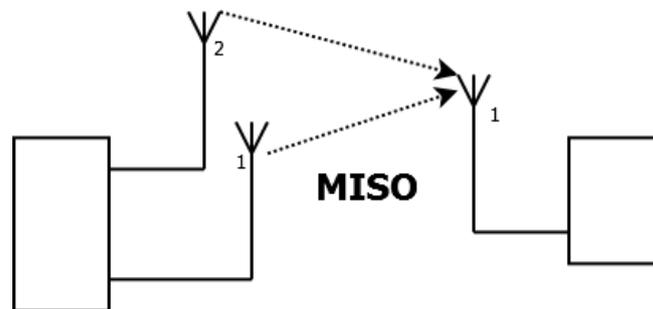


Figura 1.3: Esempio di un sistema MISO

Il sistema MIMO è generalmente costituito da un numero m di antenne TX e n antenne RX le quali, agendo sullo stesso canale, ricevono un insieme di segnali con caratteristiche diverse. Lo studio di questi sistemi prevede inizialmente l'ipotesi di **canale tempo-invariante** a **banda stretta** in modo da assimilare i percorsi tra una antenna e l'altra nel modo più immediato, simile cioè a quelle dei raggi visivi. In quest'ottica la matrice di trasmissione del canale \mathbf{H} contiene $m \times n$ componenti:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & h_{..} \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{pmatrix}$$

Ognuno di questi componenti rappresenta così la risposta del canale tra una antenna lato TX ad una antenna lato RX.

L'informazione che deve essere trasmessa viene suddivisa in un numero M di flussi indipendenti; tale numero è limitato al numero di antenne presenti al trasmettitore; in aggiunta su sistemi MIMO asimmetrici, M è limitato al numero minimo di antenne del dispositivo. Oltre a ciò vi è una distinzione fra MIMO per **utente singolo** (SU-MIMO), dove il flusso è tutto riservato al ricevitore, e per **utenti multipli** (MU-MIMO) in cui i singoli flussi vengono indirizzati a più ricevitori; quest'ultima tecnica risulta comoda in caso di uplink, dove è più facile trovare dispositivi RX a singola antenna.

Il multiplexing spaziale permesso dai sistemi MIMO è pensato per ottenere prevalentemente un incremento della velocità di trasmissione piuttosto che una connessione robusta. Le tecniche sino ad oggi utilizzate si distinguono in due categorie:

1. Metodo a catena aperta. Il ricevitore, tramite la matrice di trasmissione riesce a ottenere una stima del canale e a reagire di conseguenza;
2. Metodo a catena chiusa. Il ricevitore oltre a stimare il canale, instaura una comunicazione col trasmettitore in cui viene inviato un segnale di retroazione, utile a informare il trasmettitore che di conseguenza modifica o modula la trasmissione in modo ottimale. In questo caso si parla anche di Trasmettitore con *Channel State Information* o CSI.

A fronte di queste considerazioni i vantaggi della tecnologia MIMO prevedono:

- **Efficienze energetica:** viene incrementato il rapporto segnale/rumore, e quindi in seconda battuta, a parità di potenza trasmessa, si incrementa anche la copertura spaziale che il sistema riesce a fornire.
- **Riduzione del tasso d'errore:** in pratica il fading che affligge la comunicazione viene mitigato mediante l'utilizzo della diversità spaziale.
- **Efficienza spettrale:** grazie infatti al *multiplexing* spaziale si ottiene un incremento del tasso di trasferimento dei dati (nel caso di SU-MIMO) o di *bits* per accesso al canale nel caso multi-utente.
- **Riduzione dell'interferenza:** infatti si garantisce un miglior fattore di riuso¹ in ambito multi-utente.

La tecnologia MIMO inizialmente è stata introdotta nel campo delle *local area network* dove l'efficacia dei metodi di diversità spettrale, favorivano l'implementazione hardware

¹Il fattore di riuso (*reuse factor*) è un parametro largamente utilizzato nella rete cellulare che mira ad avere un maggior numero di celle di dimensioni contenute; le frequenze adibite al gestore vengono quindi ripartite in modo congruo tra le celle adiacenti in modo da minimizzare l'interferenza co-canale, quindi questo gruppo di celle viene ripetuto per offrire una copertura geografica il più completa possibile. In particolare la distanza tra due celle che condividono la medesima frequenza di lavoro deriva dalla relazione:

$$D = R\sqrt{3N}$$

dove R è il raggio di copertura di una cella e N il numero di celle per cluster.

dei dispositivi. Infatti il vantaggio di lavorare su sotto-portanti che vedono il canale **non selettivo in frequenza** rilassa le caratteristiche di blocchi di equalizzazione e filtraggio. Recentemente, con lo sviluppo della rete mobile di terza generazione (UMTS) e l'avanzamento di quella di quarta generazione, internazionalmente conosciuta col nome di **LTE** (*Long Term Evolution*), la filosofia multi antenna è stata trasposta anche in questi campi. La problematica principale risiede nel fatto che la diversità spettrale tipica delle WLAN non è presente in sistemi cellulari, dove è soppiantata dalla codifica *CDMA*; questo causa l'esplosione della complessità hardware nei dispositivi RX (generalmente apparati cellulari a basso costo) che necessitano pertanto di una fase di equalizzazione e di decodifica del canale MIMO unificata.

La tecnica del beamforming

Un ulteriore modo per incrementare la capacità della rete coinvolge direttamente la tecnologia dell'antenna o del sistema d'antenne. La tecnica del *beamforming* parte dal presupposto di avere a disposizione antenne che presentano uno o più **lobi direzionali**, le cui direzioni possono essere controllate possibilmente in maniera elettronica. Questo meccanismo viene utilizzato per far sì che l'antenna punti nella direzione della sorgente, riducendo quindi eventuali interferenze e migliorando la qualità della comunicazione; il *beamforming* in questo contesto interviene inducendo l'antenna a orientarsi verso la direzione/i più consona/e e a modificare di conseguenza le caratteristiche di radiazione².

In quest'ottica è possibile dotare l'antenna di una forma di "intelligenza" poiché deve reagire in seguito a eventuali variazioni del canale e orientare di conseguenza la sua radiazione. I metodi maggiormente utilizzati per ottenere *beamforming* sono:

- Schiere di antenne o *phased array* tramite le quali si ottiene un beamforming a passi discreti determinato dallo sfasamento di corrente tra gli elementi costituenti la schiera. Normalmente si utilizzano appositi sistemi per sfasare le alimentazioni denominati *phase shifter* che sono elettronicamente programmabili per variare il diagramma di radiazione.
- Array o schiere adattative dove la radiazione può essere modificata con un elevato grado di continuità, teoricamente con un infinito numero di casi, che possono anche essere selezionati in tempo reale.
- Con l'aumentare delle richieste prestazionali e dell'occupazione dello spettro hanno cominciato ad assumere un'importanza rilevante le **smart antenna** ossia dei veri e propri sistemi digitali che controllano vettorialmente le caratteristiche di radiazione, attuando pertanto anche un controllo in ampiezza; inoltre riescono ad aggiustare la radiazione in tempo reale, in base alle esigenze del l'utente remoto, che eventualmente può trovarsi in movimento e cambiare la propria posizione relativa. In quest'ultimo caso si parla prevalentemente di *digital beamforming*: si modificano in tempo reale ampiezza e fase della corrente di alimentazione di ciascun elemento della schiera in base a dei parametri ottenuti dal stima del canale, che forniscono una valutazione della qualità della comunicazione.

²In modo duale si può parlare anche di *nullforming* ossia la costrizione di avere uno zero nel diagramma di radiazione in un determinata direzione.

In questo modo il sistema risulta più complesso e più costoso assicurando però prestazioni radiative decisamente migliori rispetto ad un sistema convenzionale che irradia in modo isotropo.

1.3 Il Canale Radio

Il canale radio rappresenta il mezzo tramite cui si instaura la connessione fra un dispositivo trasmittente o *trasmettitore* (TX) e un apparato ricevente. Fanno parte del canale radio quindi tutti gli elementi che la propagazione in etere può incontrare lungo il suo percorso; ciò incrementa non solo il numero di parametri ma anche quello di fenomeni da tenere in considerazione nel caso di un'analisi approfondita e aderente alla realtà.

L'obiettivo primario è la descrizione del canale radio in una prospettiva MIMO utile alla comprensione dei moderni standard di comunicazione (tra i quali 802.11n e UMTS).

Vi sono vari modelli di canale su cui si basano i principali standard comunemente utilizzati e tutti questi fanno riferimento ad un panorama in cui la presenza di ostacoli dà origine a fenomeni di riflessione, diffrazione e scattering (o diffusione). Questi fenomeni contribuiscono ad arricchire i percorsi multipli di un segnale e ad attenuarne la potenza:

Riflessione e trasmissione: le dimensioni degli ostacoli sono molto maggiori della lunghezza d'onda del segnale trasmesso. E' importante in applicazioni indoor; in applicazioni outdoor le riflessioni multiple rendono l'ampiezza del segnale trascurabile.

Diffrazione: è causata da onde che incidono sui bordi di un ostacolo creando sorgenti secondarie. Meno importante in ambienti indoor in quanto i segnali riflessi sono molto più intensi e le distanze sono minori.

Scattering: causato da oggetti aventi superficie irregolare. Gli oggetti hanno dimensione e rugosità dell'ordine della lunghezza d'onda o inferiore.

Ne risulta che al ricevitore giungono segnali provenienti da percorsi diversi e con ritardi diversi. I modelli che sono stati proposti cercano di analizzare l'energia che giunge al ricevitore considerando i vari cammini che descrivono.

1.3.1 Fading e path-loss

Nei sistemi WLAN l'energia del segnale è riflessa da superfici e oggetti che si trovano nell'ambiente circostante dando luogo a fenomeni di riflessione, diffrazione e di *scattering*. Di conseguenza le componenti che arrivano al ricevitore (RX) sono ritardate e denotano usualmente una distorsione nello spettro.

Questa distorsione è imputabile ad una pluralità di fenomeni di natura deterministica e di natura stocastica. Analizzando pertanto la potenza ricevuta $P_{rx}(x)$ si possono scomporre tre contributi fondamentali:

1. *path-loss*: attenuazione deterministica $P_m(x_0)$, che corrisponde al decadimento della potenza media ricevuta in funzione della distanza TX-RX senza considerare i fenomeni locali che si sovrappongono alla propagazione.

2. *fast fading* descritto dalla variabile aleatoria (VA) $r^2(x)$. Si manifesta quando si analizza il segnale in un contesto locale; infatti considerando punti dello spazio a distanze comparabili con la lunghezza d'onda, il segnale subisce forti fluttuazioni in ampiezza causate dai fenomeni di interferenza costruttiva e distruttiva tra diversi cammini e dettate dal repentino cambiamento di fase tipico di un segnale RF. L'effetto che ne deriva analiticamente corrisponde all'allargamento temporale dell'impulso e conseguentemente il canale risulta tempo variante.
3. *Slow fading* descritto dalla VA $m^2(x)$. Questo tipo di fading è meno localizzato rispetto al precedente e deriva dalla presenza nel canale trasmissivo di oggetti di dimensioni maggiori della lunghezza d'onda, i quali "mettono in ombra" il ricevitore; descrive quindi le fluttuazioni di potenza derivanti dalla presenza di edifici oppure dalla morfologia stessa del territorio.

$$P_{rx}(x) = P_m(x_0) \cdot r^2(x) \cdot m^2(x) \quad (1.2)$$

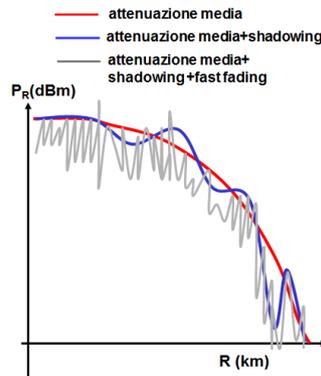


Figura 1.4: Distinzione tra i diversi fenomeni che interessano la radiopropagazione.

Per isolare i singoli contributi contenuti in (1.2) si attua un'operazione di media su intervalli, la cui estensione caratterizza il fenomeno mediato; ad esempio la media su un intervallo di $30\lambda - 40\lambda$ dà la potenza media del sistema senza considerare le fluttuazioni rapide; la potenza totale può essere quindi descritta da tale valore medio moltiplicato per la VA $r^2(x)$.

$$\bar{P}_{rx}(x_0) = \langle P_{rx}(x) \rangle_{[x_0-L < x < x_0+L]} \quad (1.3)$$

$$P_{rx}(x) = \bar{P}_{rx}(x_0) \cdot r^2(x) \quad (1.4)$$

Il determinismo presente nella propagazione del segnale trasmesso trova una descrizione accurata mediante la formulazione del *link-budget* tramite il modello di Hata. Più comunemente il termine associato a questo fenomeno è perdita di cammino o *path loss* e si ottiene considerando direttamente la mediana di (1.3), ossia in un intervallo abbastanza ampio (100-200 metri per le frequenze qui d'interesse):

$$pr\{\bar{P}_{rx}(x_0) < P_m(x_0)\}_{[100-200m]} = 50\% \quad (1.5)$$

$$\bar{P}_{rx}(x_0) = P_m(x_0) \cdot m^2(x) \quad (1.6)$$

Il *fading* lento o *shadow fading*³ è quindi espresso moltiplicando il valore mediano ottenuto per la VA che caratterizza tale forma di fading come in (1.6).

L'analisi più approfondita del canale radio prevede di conciliare il modello deterministico di Hata, utile per la caratterizzazione di effetti "lenti", con la descrizione statistica completa che risulta indispensabile quando si considerano i fenomeni di fading veloce. Data la relazione ingresso-uscita dell'intero sistema equivalente tra il segnale trasmesso (\mathbf{s}) e il segnale ricevuto (\mathbf{r}) in presenza di rumore additivo (\mathbf{n})

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

è possibile estrarre le informazioni statistiche necessarie dalla matrice del canale \mathbf{H} ; ogni sua componente $h_{ij}(t, \tau)$ infatti corrisponde alla risposta impulsiva associata ad uno specifico percorso tra trasmettitore e ricevitore e dipende congiuntamente sia dal tempo t che dai ritardi τ delle repliche del segnale che si creano durante la propagazione. Sotto determinate ipotesi di stazionarietà, la descrizione statistica completa di ognuna di queste componenti si basa sullo studio dell'aspettazione $\mathbb{E}[h(t, \tau)]$ e dell'autocorrelazione $r_h(t, t + \Delta t, \tau_1, \tau_2)$, grazie alle quali si possono definire i parametri tipici della radiopropagazione di seguito elencati.

Power Delay Profile, PDP: $|r_h(\tau, \Delta(t))|_{\Delta(t)=0} = r_h(\tau)$. Al variare di τ essa descrive come è distribuita la potenza tra i diversi scatterer che generano più repliche del segnale nel dominio temporale dei ritardi. Da questa funzione si può estrarre anche l'accezione statistica dell'allargamento temporale, inteso come una VA con densità di probabilità data da: $p_{TM}(\tau) = \frac{r_h(\tau)}{\int_0^\infty r_h(\tau) d\tau}$.

Tempo di Coerenza, T_C : misura l'entità della tempo varianza del canale. Data la trasformata di Fourier rispetto a τ di $h(t, \tau)$ si può asserire che $\mathfrak{F}\{h(\tau, t)\} = H(f, t) \Rightarrow r_h(f_1, f_2, t, t + \Delta t) = E[H^*(f_1, t)H(f_2, t + \Delta t)] = r_h(f_1, f_2, \Delta t) = r_h(\Delta f, \Delta t)$. Quindi calcolando la mutua correlazione dopo aver trasmesso due sinusoidi a frequenze $f_1 = f_2$, il $\Delta(t)$ minimo per il quale $r_h(0, \Delta t) = 0$, rappresenta il tempo di coerenza, dopo questo periodo infatti i segnali risultano incorrelati. In pratica se $\Delta t > T_C$ il canale decorrela i campioni isofrequenziali del segnale di ingresso.

Banda di coerenza, B_C : deriva dall'analisi della dispersione temporale causata dalla presenza di cammini multipli. $r_h(\Delta(f)) = r_h(\Delta(f), \Delta(t))|_{\Delta(t)=0} = \mathfrak{F}\{(r_h(\tau))\}$ ⁴. La banda di coerenza corrisponde al minimo valore che $\Delta(f)$ può assumere per il quale $r_h(\Delta(f)) = 0$. In questo modo si ottiene quindi l'informazione della dispersione temporale del canale nel dominio della frequenza; per valori di $\Delta(f) > B_C$ la funzione di autocorrelazione è nulla, quindi i campioni di uscita sono incorrelati e, di conseguenza, le due frequenze vengono trattate in maniera diversa poichè risentono della selettività in frequenza del canale. In altri termini, per segnali la cui banda B_u è minore della banda di coerenza l'effetto dei cammini multipli è trascurabile.

Effetto Doppler : è dovuto al moto relativo tra TX e RX oppure dalla variabilità temporale delle caratteristiche del canale (ad esempio scatterer in movimento). Questo fenomeno implica che ad una riga spettrale in ingresso corrisponde in uscita

³Denominato in letteratura come *long-range fading*

⁴E' la trasformata di Fourier del PDP

un segnale a banda finita. Un modello spesso utilizzato nelle WLAN è quello di *scattering uniforme* caratterizzato da una densità spettrale di potenza $S_r(f') = \frac{P_r}{2\pi f'_D} \frac{1}{\sqrt{1-(|f'-f'_C|/f'_D)^2}}$ la quale è collegata al tempo di coerenza mediante la relazione di Fourier $S_r(f') \rightarrow \mathfrak{F}\{r_h(\Delta(t))\}$.

1.3.2 Capacità

Il teorema di Shannon-Hartley lega la capacità del canale a SNR e alla banda del canale; tuttavia è valido solo per sistemi SISO e non si adatta perfettamente a sistemi multiantenna dove entrano in gioco anche altre variabili.

Per come è modellizzato il canale MIMO, esso è afflitto da fenomeni di fading di varia natura e tiene in considerazione anche le dimensioni spaziali della propagazione; in aggiunta il fatto di essere per natura aleatorio implica che la capacità stessa sia una variabile aleatoria. Infine, la presenza di cammini multipli determina la selettività in frequenza del canale, caratteristica che complica ulteriormente una stima della capacità.

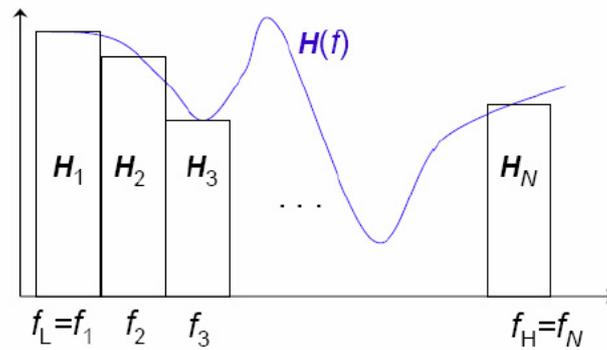


Figura 1.5: Suddivisione della banda del canale in svariati sottocanali a banda piatta

Ciononostante si può pensare di suddividere il canale in una pluralità di sottocanali a banda più stretta, ognuno dei quali possiede una banda piatta (Fig. 1.5) e analizzando prima il singolo sottocanale e poi integrando su tutti questi si ottiene una stima approssimativamente esatta.

Data la relazione ingresso-uscita $\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N}$ di un canale con N antenne al TX e M percorsi al RX, la capacità ergodica del canale MIMO è data dalla relazione (1.7)

$$C = \max_{[Tr(R_{ss})=N]} \mathbb{E}_H \left[\log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \right] \right] \quad (1.7)$$

in cui E_s è l'energia totale per simbolo disponibile al TX e $R_{ss} = E[ss^H]$ è la matrice di covarianza del segnale trasmesso s , il quale è vincolato ad avere media nulla e traccia di $R_{ss} = N$ per soddisfare il vincolo di energia disponibile. In aggiunta a ciò si suppone che il canale sia noto al ricevitore.

Il trasmettitore al contrario non dispone sempre dell'informazione del canale, questa infatti è una potenzialità aggiuntiva utile a ottenere maggiori prestazioni; si può pensare infatti

che se il TX non è informato, distribuisca equamente l'energia tra i vari segnali indipendenti e di conseguenza risulta che $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_N$, quindi la capacità senza CSI al TX diviene

$$C = \mathbb{E}_H \left[\log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \right] \quad (1.8)$$

Dalle (1.7) e (1.8) si può notare che vi sono più gradi di libertà su cui è possibile agire per ottenere un incremento prestazionale. La tecnologia MIMO dispone infatti di alcuni fattori di vantaggio peculiari, che sono:

Array Gain: corrisponde all'aumento di SNR di un fattore pari al numero di antenne al ricevitore quando i segnali multipli che vi giungono sono combinati in modo coerente. Si ha un *array-gain* completo quando anche il trasmettitore possiede la conoscenza del canale, cosa che garantisce un ulteriore aumento lineare del rapporto segnale/rumore di un fattore pari al numero di percorsi al TX.

Diversity Gain: con la diversità si cerca di mitigare il *fading* tipico di un canale wireless. Questa tecnica si basa sul principio che se si hanno a disposizione diversi canali incorrelati, difficilmente si ha un fading simultaneo su tutti questi, quindi la probabilità di avere un'attenuazione locale elevata è minore rispetto al caso SISO. In aggiunta a ciò, a scapito di una complessità maggiore, i sistemi MIMO hanno il vantaggio di implementare una diversità spaziale, che non va ad intaccare il tempo o le frequenze (come altri tipi di diversità); se per esempio si dispone di un numero di segnali incorrelati pari a M , cioè si riesce ad ottenere un ordine di diversità pari a M (altrettante antenne al ricevitore separate da una determinata distanza) si ha una probabilità che il segnale vada sotto una certa soglia pari a p^M (rispetto alla probabilità p di un sistema SISO). Per raggiungere il massimo ordine di diversità l'estensione del ragionamento a sistemi MIMO prevede che il TX, opportunamente informato sullo stato del canale, trasmetta lo stesso segnale da tutte le antenne con un opportuno vettore di pesi (tecnica meglio conosciuta come *trasmissione del modo dominante*).

Spatial Multiplexing Gain: questo fattore incide sulla capacità e al limite $C = r \log_2(SNR)$.

Il guadagno r è ottenuto quando si trasmettono simultaneamente più simboli durante il periodo di simbolo, quindi dipende dal numero di flussi indipendenti che si possono supportare con adeguata affidabilità.

Questa forma di guadagno è strettamente connessa al rango della matrice di canale \mathbf{H} .

1.4 Lo standard 802.11n

Il sistema d'antenna sviluppato nel seguito è focalizzato sulle frequenze tipiche delle reti wireless LAN. Lo standard di riferimento per la WLAN è **IEEE 802.11** il cui sviluppo è cominciato dal 1997 e ha visto prima l'occupazione della banda ISM a 2.4 GHz e negli ultimi anni (dal 2001 in poi con lo standard *802.11a*) anche la banda ISM che va da 5 GHz a 6 GHz.

Solo recentemente (il 29 Ottobre 2009), è stato pubblicato lo standard in base a cui attualmente si stanno adattando i sistemi WLAN in commercio, che permette la copertura

radio di aree metropolitane e favorisce l'incremento della velocità di trasmissione fino a 5 volte rispetto allo standard precedente, mantenendo tuttavia la retrocompatibilità con gli standard antecedenti.

Lo standard a cui si fa riferimento, denominato **IEEE 802.11n**, vede l'introduzione della codifica *OFDM* (Par. 1.1) e si basa sulla possibilità di utilizzare sistemi MIMO per aumentare contemporaneamente affidabilità e prestazioni.

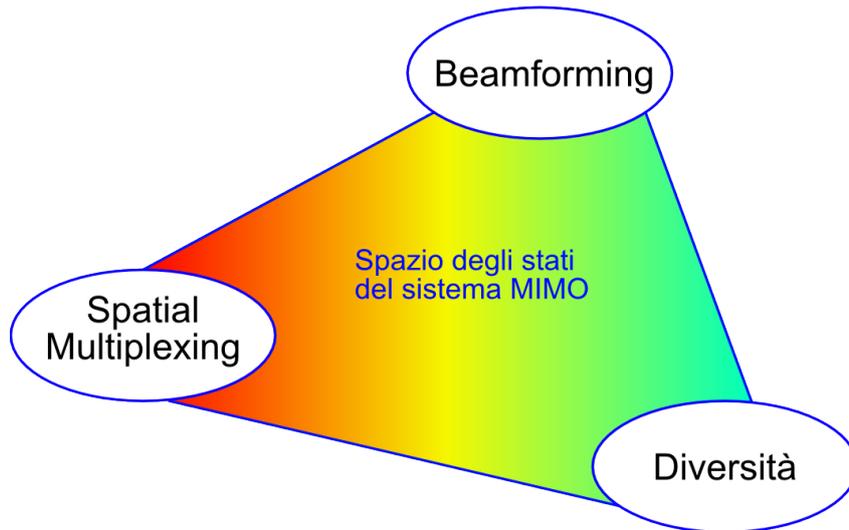


Figura 1.6: Rappresentazione della filosofia MIMO

L'utilizzo di tale tecnica aggiunge un ulteriore grado di libertà al sistema di comunicazione. Come visibile in Fig 1.6 un sistema di comunicazione che prevede antenne multiple al RX e al TX dispone sostanzialmente di tre vantaggi:

- **Spatial multiplexing.** Più informazioni vengono codificate e suddivise su antenne diverse e vengono poi trasmesse sulla stessa banda. Al RX le antenne ricevono una sovrapposizione di segnali che provengono da cammini differenti; se questi flussi sono effettivamente ortogonali si può ricostruire l'informazione a partire dai singoli segnali ricevuti. Questa tecnica in presenza di contesti ad elevato SNR permette un **incremento in termini di velocità di trasmissione**. Il limite della tecnica richiede che in ricezione vi sia un numero di antenne almeno uguale al numero di flussi indipendenti.
- **Diversity.** Questa tecnica comprende a sua volta una serie di metodologie diverse che spaziano dalla diversità temporale e frequenziale⁵ alla diversità spaziale, ulteriore vantaggio derivante dall'uso di antenne multiple.
- **Beamforming.** Questa tecnica consente, in generale, di indirizzare la potenza irradiata nello spazio verso direzioni preferenziali in cui ad esempio possono essere localizzati gli utenti. Se il trasmettitore possiede l'informazione del canale (tramite

⁵si replica il segnale su diverse portanti tali che la loro differenza sia maggiore della banda di coerenza del canale

un eventuale feedback dal ricevitore) allora il beamforming assume una connotazione dinamica; in questo modo si ottimizza l'utilizzo della potenza e si massimizza la trasmissione dell'informazione tra tutte le antenne trasmettenti e tutte quelle riceventi.

Il dispositivo dotato di tecnologia MIMO quindi colloca le sue potenzialità a seconda del campo di utilizzo a cui è preposto, cercando una soluzione di compromesso fra affidabilità e prestazioni, che si ottiene aderendo ad una tecnologia piuttosto che ad un'altra fra quelle sopra elencate.

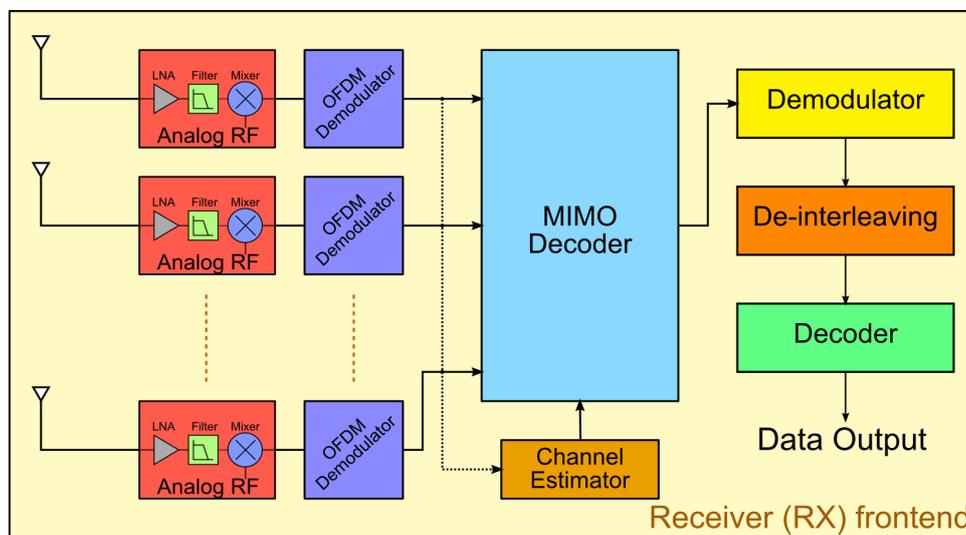


Figura 1.7: Diagramma a blocchi di un sistema *hardware* RX per 802.11n

A fronte dell'aumento prestazionale richiesto, ovviamente aumenta anche la complessità del sistema e quindi anche i costi. Tuttavia grazie alla compresenza di antenne multiple e di schemi OFDM, lo standard 802.11n promuove dispositivi il cui costo può essere contenuto, grazie ad una complessità che aumenta linearmente col numero di antenne. Come si vede in Fig 1.7 la parte analogica a radiofrequenza è ripetuta tante volte quante sono le antenne, inoltre le sotto-portanti, avendo una banda contenuta, non impongono requisiti stringenti al *front-end hardware*⁶ e facilitano l'estrazione delle diversi componenti. Tutti gli altri componenti rappresentati, sono presenti anche in un dispositivo SISO e servono perlopiù a migliorare l'affidabilità della comunicazione, garantendo indici d'errore più bassi tramite tecniche varie di interleaving e ridondanza.

Lo standard *802.11n* ha visto la prima formulazione nel 2004 e fino all'introduzione effettiva avvenuto nel 2009 ha subito diversi cambiamenti: la struttura di base si rifà ai concetti già presenti in standard precedenti (802.11abg), in cui dopo aver introdotto un modello di canale adatto, si attribuiscono ad alcuni parametri cruciali una serie di valori derivanti da risultati sperimentali. In particolare per quanto riguarda propagazioni in sistemi SISO sono stati identificati 5 modelli (A-E) che distinguevano 5 diversi ambienti

Modello	Ambiente	Scenario	<i>Delay Spread</i> [ns]
A	Office	NLOS	50
B	Large Office	NLOS	100
C	Open space (in/out)	NLOS	150
D	Open space (in/out)	LOS $K = 10$ dB	140
E	Large Open Space	NLOS	250

Tabella 1.1: Modelli di ambiente d'utilizzo per sistemi SISO.

di utilizzo (ambienti residenziali o piccoli uffici con spazi più o meno ampi) ai quali sono stati assegnati predeterminati valori di allargamento temporale.

Lo standard 802.11n riprende anch'esso i modelli A, B e C di tab. 1.1 modificando i valori di allargamento temporale e ne introduce, oltre a questi, 3 di nuovi (che prendono il posto dei precedenti D ed E), ottenendo quindi le seguenti casistiche:

Modello	Scenario	K [dB]	<i>Delay Spread</i> [ns]	n. di cluster
A	LOS/NLOS	0/ $-\infty$	0	1
B	LOS/NLOS	0/ $-\infty$	15	2
C	LOS/NLOS	0/ $-\infty$	30	2
D	LOS/NLOS	3/ $-\infty$	50	3
E	LOS/NLOS	6/ $-\infty$	100	4
F	LOS/NLOS	6/ $-\infty$	150	6

Tabella 1.2: Modelli di ambiente d'utilizzo per sistemi MIMO.

La descrizione del canale a cui lo standard aderisce prevede una parte statistica derivante da dati sperimentali a cui si sovrappone una descrizione fisica del fenomeno dettata dai parametri quali l'angolo di arrivo o di partenza, la distanza tra antenne, lo spettro Doppler ecc...

La parte stocastica deriva dalla formulazione della matrice del canale radio H partendo dalla conoscenza delle singole matrici di correlazione al TX e al RX che vengono per l'appunto denominate con R_{rx} e R_{tx} . Più in dettaglio, considerando sia il contributo LOS che quello NLOS, per un sistema 4×4 si ha:

$$H = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_V \right) \quad (1.9)$$

$$\mathbf{H}_F = \begin{pmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & e^{j\phi_{13}} & e^{j\phi_{14}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & e^{j\phi_{23}} & e^{j\phi_{24}} \\ e^{j\phi_{31}} & e^{j\phi_{32}} & e^{j\phi_{33}} & e^{j\phi_{34}} \\ e^{j\phi_{41}} & e^{j\phi_{42}} & e^{j\phi_{43}} & e^{j\phi_{44}} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H}_V = \begin{pmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{pmatrix},$$

⁶Con il termine *front-end* si indica comunemente l'hardware che costituisce l'interfaccia di rete sulla quale viene erogato il servizio

dove K è l'ampiezza di Rice (tabulata anche nei modelli in tabella 1.2) che caratterizza l'ampiezza della componente LOS, X_{ij} sono variabili aleatorie complesse gaussiane, $e^{j\phi_{ij}}$ elementi della matrice costante del caso LOS e P la somma delle potenze di ogni cluster.

Per relazionare X alle matrici di correlazione di trasmissione e di ricezione viene assunto valido il modello di Kronecker, in base al quale, data la matrice H_{iid} di VA complesse gaussiane a media nulla e varianza unitaria, vale:

$$[X] = [R_{rx}]^{1/2} [H_{iid}] ([R_{tx}]^{1/2})^T \quad (1.10)$$

$$[R_{tx}] = [\rho_{tx}^{i,j}] \quad (1.11)$$

$$[R_{rx}] = [\rho_{rx}^{i,j}] \quad (1.12)$$

Dove con ρ^{ij} si indica il coefficiente complesso di correlazione fra l'antenna i e l'antenna j .

Per ottenere una buona stima di questi coefficienti di correlazione il modello impiegato nello standard ricorre all'interpretazione fisica del canale, chiamando in causa diversi fattori:

Il modello a cluster è stato sviluppato da Saleh and Valenzuela [1] e in seguito verificato tramite altre ricerche. In accordo ad esso, come visibile in Fig. 1.8, l'ampiezza del segnale ricevuto β_{kl} segue una distribuzione di Rayleigh, il cui valore quadratico medio segue un decadimento esponenziale doppio $\beta_{kl}^2 = \beta_{0,0}^2 e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{kl}}{\gamma}}$ con costanti di tempo inter-cluster T_l e intra-cluster τ_{kl} . Oltre a ciò il tasso con cui arrivano sia i cluster al ricevitore (Γ) che i vari tap all'interno di ogni cluster (γ) seguono leggi esponenziali.

Il calcolo della potenza relativa all'insieme di cluster nello specifico scenario (indicato in Tab. 1.2) viene eseguito mediante un'estensione (lineare) di ogni cluster (Fig. 1.9), in modo che la sovrapposizione dei tap segua il *Power Delay Profile* del segnale.

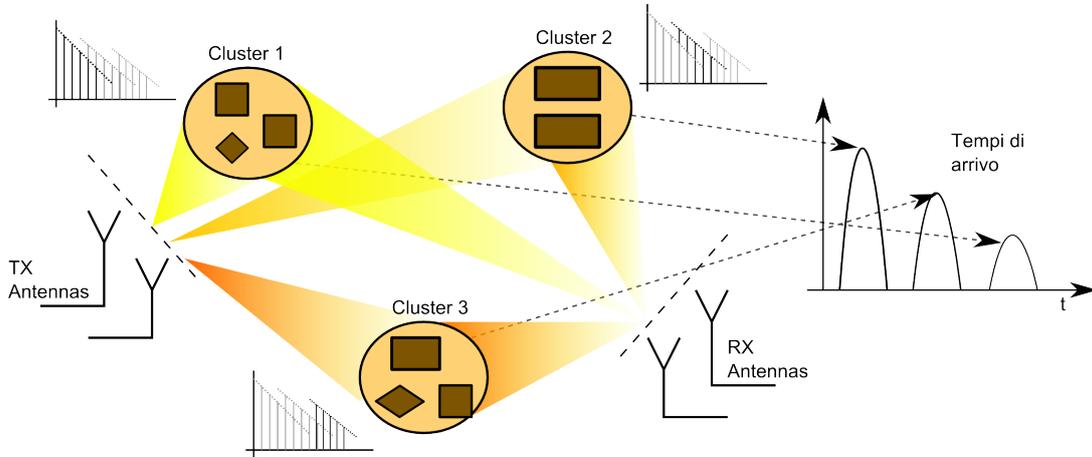


Figura 1.8: La propagazione in presenza di scatter, il modello a cluster e la relazione coi tempi di arrivo.

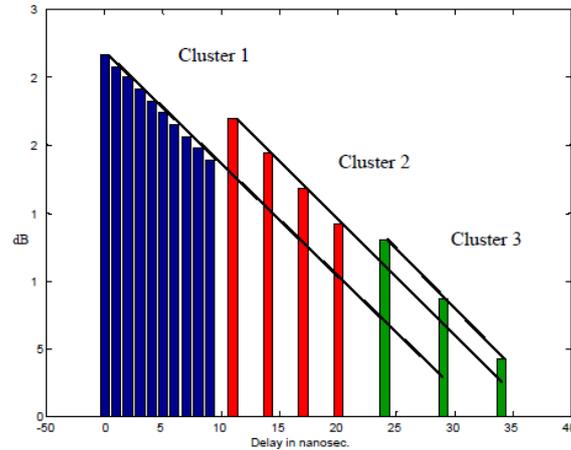


Figura 1.9: Rappresentazione dei cluster in ricezione in uno scenario di tipo D in Tab. 1.2

Power Angular Spectrum PAS: questa densità di potenza viene descritta normalmente con una distribuzione di tipo gaussiano troncato o Laplaciana troncata, il cui momento del secondo ordine, meglio noto come *angular spread AS* è un dato sperimentalmente estratto dai vari modelli A-F.

Ogni cluster è infatti suddiviso in diversi percorsi non risolvibili che prendono il nome di *tap*; ognuno di questi tap presenta una distribuzione PAS approssimabile ad una laplaciana con $\sigma^2 = AS$. La somma di queste distribuzioni all'interno del cluster dà origine ad una nuova distribuzione laplaciana con la medesima varianza, di conseguenza l'*angular spread* del cluster rispecchia quello dei singoli tap che lo identificano.

Angular Spread AS : diverse prove in scenari aderenti a quelli del modello hanno rivelato valori di AS nel piano azimutale che variano da 20° a 40° . Inoltre a corollario del fatto che *angular spread* e l'allargamento temporale presentano una coefficiente di correlazione stimato di 0,7 è stato anche dimostrato la dipendenza proporzionale di AS dall'allargamento temporale secondo la relazione logaritmica $\bar{AS} = 0.32\bar{DS} + 9.88$ (dB).

Bisogna tuttavia sottolineare che AS nel piano dell'elevazione è molto più ridotto, indice del fatto che la capacità subisce deviazioni contenute al variare dell'altezza cui si trova il ricevitore rispetto al trasmettitore.

L'angolo di arrivo AoA (o di partenza AoD) medio. Per quanto riguarda il modello del canale MIMO in questione, essendo caratterizzato da TX e RX in scenari simili, si usano distribuzioni uniformi in $(0, 2\pi)$ per modellare l'AoA e l'AoD. Anche in questo caso tutti i tap interni al cluster possiedono lo stesso AoA(AoD) medio del cluster stesso.

Lo spettro Doppler: come già esposto nel paragrafo 1.3.1, l'effetto Doppler deriva da un movimento relativo tra RX e TX. Nelle reti WLAN sia il trasmettitore che i relativi client sono generalmente utilizzati in posizioni fisse, d'altro canto però possono muoversi i vari *scatterer* e altri oggetti che sono presenti nel canale.

Lo spettro Doppler si presenta a tutti gli effetti come una tipica distribuzione "a campana" e sperimentalmente si è potuto osservare che si hanno allargamenti spettrali che variano da 3 Hz per segnali intorno a 2.4 GHz sino a 6 Hz per segnali a 5 GHz , frequenze tipiche delle bande ISM.

Cross-polarization discrimination XPD è definito come il rapporto tra la potenza media ricevuta da una antenna con la stessa polarizzazione di quella trasmittente e la potenza media ricevuta da una antenna con la polarizzazione complementare; di norma il suo valore si attesta intorno ai 10 dB per scenari LOS mentre è sensibilmente minore per scenari NLOS (4 dB) dove predominano gli effetti di scattering. Sistemi ad antenne multiple con polarizzazioni differenti forniscono un vantaggio in termini di decorrelazione fra antenne, in modo da favorire l'ortogonalità dei diversi flussi trasmessi.

LA MINIATURIZZAZIONE DELLE ANTENNE

2.1 I campi di utilizzo

Con il termine "antenna" si vuole indicare un dispositivo che è in grado di convertire un segnale elettrico in un campo elettromagnetico e in ricezione è capace di compiere la trasformazione inversa; in particolare si è soliti dire che l'antenna è in grado di irradiare o di ricevere il campo elettromagnetico. Il suo utilizzo in sistemi di comunicazione senza fili è indispensabile, in quanto rappresenta la sorgente (e il pozzo) delle onde elettromagnetiche presenti nel mezzo e fin dai primi esperimenti di Hertz sulle leggi di Maxwell, la loro evoluzione non ha avuto limiti.

Un importante ramo di questa evoluzione che interessa i dispositivi moderni è senza dubbio quello della miniaturizzazione: le leggi teoriche prevedono antenne isotrope di dimensioni infinitesimali, impossibili da realizzare fisicamente, mentre i primi esempi di antenne elementari sono caratterizzati da dimensioni fisiche che permettono la risonanza dell'onda incidente. Questo significa che le dimensioni dell'antenna non sono casuali ma *dipendono strettamente dalla frequenza portante del segnale* ricevuto o inviato, come esempio si pensi al dipolo a mezz'onda costituito da un segmento longitudinale alimentato al centro, ha una lunghezza di $\lambda/2$, dove la lunghezza d'onda λ è data da $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f_p}$ ⁰.

Rimanendo nell'ottica moderna, dove la maggior parte dei dispositivi di comunicazione ha dimensioni contenute e ingloba una molteplicità di servizi *wireless* (due o più), risulta inevitabile compiere un processo di miniaturizzazione della parte radiante, la quale rappresenta in un certo senso l'unico punto su cui intervenire visto che la parte elettronica che sta a monte è usualmente concentrata in un singolo chip di dimensioni minime. Il primo passo verso l'ottenimento di dimensioni contenute è stato effettuato in fase di standardizzazione: la scelta infatti di frequenze idonee a soddisfare determinati requisiti di ingombro e di prestazioni ha focalizzato l'utilizzo di portanti dell'ordine del GHz. Queste frequenze infatti, in una certa maniera, aiutano la miniaturizzazione ($\lambda/2$ a 2.4 GHz nel vuoto equivale a 62 mm circa) e consentono di realizzare dispositivi portatili con buone performance, derivabili formalmente da quelle di un dipolo elementare.

⁰ ϵ è la costante dielettrica del mezzo in cui avviene la propagazione e viene di norma interpretata in termini di costante dielettrica relativa rispetto a quella del vuoto $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$

Servizio	f Portante [GHz]	Lunghezza d'onda nel vuoto λ_0 [cm]
GSM-EU	0,9/1,8	33.3/17
UMTS	1,9-2,2	15
LTE	0,8/1,8/2/2,6	38/17/15/11
802.11b	2,45	12,5
802.11a	5,2/5,8	5,7/5,1
Wimax	2,3-2,5/3,4-3,5	13/8,5

Tabella 2.1: Alcuni esempi di servizi wireless e relative frequenze portanti

Un ulteriore ausilio generalmente è fornito dal rilassamento delle specifiche o di radiazione o di adattamento per dispositivi portatili a basso costo.¹

Volgendo l'attenzione al panorama degli apparati attualmente in uso risulta necessario un ulteriore livello di miniaturizzazione; la compresenza di più servizi nello stesso dispositivo, quale ad esempio uno smartphone che oltre a collegarsi alla rete cellulare deve essere in grado di stabilire connessioni in una WLAN o WPAN (*bluetooth*) o un access point che lavora su standard a 2.4 GHz piuttosto che 5.2 GHz, rende necessario l'utilizzo di più antenne che occupano uno spazio non indifferente; in aggiunta a ciò, l'avanzamento di tecniche MIMO che necessitano di due o più antenne per sfruttare il multiplexing pone ulteriori restrizioni sull'occupazione di volume e anche sulla distanza fra le antenne stesse.

Nella letteratura specifica la miniaturizzazione ricade nel campo delle **Electrically Small Antenna (ESA)**, definizione che comprende tutte le antenne che hanno dimensioni molto minori rispetto alla lunghezza d'onda su cui operano. Gli studi in questo campo sono iniziati dai lavori di Wheeler nel 1947 il quale, prima di tutti, pose un limite per definire univocamente una ESA, ossia un'antenna la cui dimensione maggiore fosse più piccola dell'inverso del numero d'onda, cioè $\frac{\lambda}{2\pi}$. Tale concetto rivisto pochi anni dopo da Chu mediante un'analisi completa dei campi irradiati, è stato meglio definito con la relazione

$ka < 0.5$ considerando solo il modo sferico fondamentale tipico dei dipoli elementari,

$ka < 1$ considerando anche modi sferici di ordine superiore,

dove a è il raggio della più piccola sfera che contiene completamente l'antenna e k è il numero d'onda $2\pi/\lambda$.

Nel seguito viene presentata l'analisi delle ESA partendo dai lavori di Wheeler e progredendo sino a ricerche più recenti e accurate.

2.2 La teoria di Weller-Chu

2.2.1 I parametri più importanti per le ESA

La riduzione delle dimensioni non avviene senza modificare altre proprietà dell'antenna; scalando le dimensioni infatti, la distribuzione di corrente nella struttura ne risente e di

¹Ad esempio per cellulari o dispositivi tascabili con comunicazioni a corto raggio si tiene conto della banda di adattamento a -6dB invece che a -10dB

conseguenza anche le proprietà di irradiazione vengono modificate. A questo proposito vi sono fondamentalmente 4 parametri d'antenna che risultano cruciali nella miniaturizzazione, sia perché sono quelli che determinano la bontà dell'antenna finale, sia perché indicano i margini di miglioramento o di eventuali *trade-off*.

Direttività: scalando le dimensioni si ottengono antenne che generalmente hanno un solido di radiazione simile a quello di un dipolo elementare, cioè la tipica forma toroidale, determinata dalla propagazione dei modi fondamentali TM_{10} e TE_{10} . Il valore minimo di direttività in questo caso è 1,5; avendo però dei limiti sulle dimensioni è difficile riuscire ad ottenere valori di direttività elevati visto che le modifiche che si attuano alle distribuzioni di corrente sull'antenna sono minime e limitate ad aree ridotte.

Tuttavia come mostrato in [2] è possibile ottenere diagrammi unidirezionali o bidirezionali per ESA con un valore di direttività $1,5 < D < 3$. Vedendo il concetto da un altro punto di vista le *small antenna* vengono anche denominate antenne **superdirettive** poiché il loro valore di direttività rimane costante scalando le dimensioni.

Efficienza di radiazione η : è il rapporto tra la potenza irradiata dall'antenna e quella fornita ai terminali d'ingresso. L'efficienza compare nel computo del guadagno totale (G) di una antenna secondo la relazione

$$G = \eta D$$

dove D rappresenta la direttività. Come si può osservare è un parametro che influenza proporzionalmente il guadagno e rappresenta il fattore su cui pesano tutte le perdite reali di una antenna dovute a fenomeni parassiti o ad un erroneo adattamento di impedenza. L'obiettivo è quello di avere un buon valore di efficienza di radiazione (> 0.7), in modo che le perdite del sistema siano contenute e la maggior parte di energia in ingresso venga irradiata.

Questo concetto è espresso mediante l'utilizzo di un circuito elettrico equivalente in cui vi sono R_{loss} , che rappresenta le perdite del sistema (dovute principalmente ai diversi spessori di penetrazione a seconda della frequenza e alle perdite del dielettrico), e R_{rad} che rappresenta la porzione di energia irradiata dall'antenna.

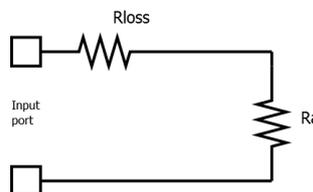


Figura 2.1: Equivalente elettrico di una antenna ad una frequenza specifica.

Calcolando la potenza "dissipata" a causa di cotali perdite e facendone il rapporto con quella totale in ingresso risulta che l'efficienza vale:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}}$$

Inoltre la presenza di eventuali reti di adattamento utilizzate usualmente per minimizzare il coefficiente di riflessione possono introdurre ulteriori perdite che contribuiscono all'aumento di R_{loss} e possono oscurare così i vantaggi derivanti da un miglior adattamento.

Il fattore di merito (*quality factor*) Q: è il parametro fondamentale che sarà utilizzato nella seguente trattazione. Formalmente è definito come un rapporto tra potenza immagazzinata e **potenza accettata dall'antenna** P_A , dove quest'ultima è legata alla potenza irradiata mediante la relazione $P_{rad} = \eta P_A$.

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A}.$$

Si suppone inoltre di calcolarlo alla pulsazione ω_0 a cui l'antenna risuona, ossia, in termini equivalenti, si annulla la parte reattiva dell'impedenza.

Il fattore di merito è importante per la sua relazione di proporzionalità inversa con la banda relativa ($FB = \frac{f_{3dB} - f_{min}}{f_0}$)² dell'antenna. Si può infatti dimostrare tramite circuiti risonatori equivalenti che per elevati valori di Q ($Q \gg 1$)

$$Q \propto \frac{1}{FB}$$

In definitiva si può ragionare dualmente sulla banda o sul fattore di merito, con quest'ultima strada che risulta più comoda poiché derivante da un rapporto di potenze.

Per quanto concerne l'ambito delle antenne, la cui funzione principale è quella di conversione tra due forme di energia, l'obiettivo è quello di avere il Q minimo, indice sia di una banda estesa per l'adattamento che di una quota di energia immagazzinata minima. L'analisi di seguito proposta mira a **fornire il valore di Q minimo teorico** per antenne miniaturizzate, con un occhio di riguardo al guadagno d'antenna in tali condizioni.

Impedenza d'ingresso e adattamento: in parte già visto nei parametri precedenti, rappresenta l'equivalente elettrico con cui modellizzare l'antenna. La peculiarità delle ESA è che sono dotate di una impedenza d'ingresso caratterizzata da un valore di resistenza basso, più difficile da adattare nel momento in cui vanno alimentate, e un valore di reattanza elevato, capacitivo o induttivo a seconda del loro comportamento elettrico (dipolo) o magnetico (spira). Tendenzialmente al diminuire delle dimensioni la parte resistiva diminuisce e domina solo la reattanza equivalente; a titolo d'esempio si prenda il caso di un monopolo dove vale:

$$R_{rad} \propto \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2,$$

relazione che sottolinea la forte dipendenza (quadratica) dalle dimensioni fisiche (h è l'altezza efficace).

Considerati questi fattori, risulta necessaria una rete di adattamento a monte dell'antenna che ne migliori l'efficienza in un intervallo esteso di frequenze. Tuttavia

²Denominata anche *Fractional Bandwidth*

tale rete è parte integrante del sistema d'antenna e contribuisce ad incrementare le dimensioni dell'antenna stessa. L'alternativa più appetibile è quella di realizzare antenne cosiddette auto-risonanti (o *self resonant*), le quali sono adattate alle impedenze tipiche delle linee di trasmissione sin dai morsetti d'ingresso, autocompensando il loro carico reattivo "parassita" con determinate forme e metallizzazioni che partecipano alla radiazione.

Anche in questo frangente però si va incontro ad un limite: non è possibile ottenere contemporaneamente strutture adattate su una larga banda d'utilizzo e con un Q relativamente contenuto, tutt'al più se le antenne in questione sono miniaturizzate (ESA). Bode e Fano [3] hanno dimostrato l'esistenza di un limite teorico relativo a questi parametri:

$$FB \cdot Q \leq \frac{\pi}{\ln \frac{1}{\Gamma_{max}}}$$

Tale relazione indica il fatto che l'unico modo di avere una banda più ampia, senza aggiungere ulteriori elementi all'antenna, è quello di rilassare le specifiche sul coefficiente di riflessione (Γ), ammettendo valori maggiori di quest'ultimo.³

2.2.2 Analisi delle ESA

Nel 1947 Wheeler ha reso pubblico l'articolo "*Fundamental Limitations of Small Antennas*" [4] dal quale nasce la teoria oggi conosciuta relativa alle *small antenna*. La sua analisi parte dal presupposto di assimilare l'antenna ad un elemento reattivo in serie ad una resistenza di radiazione, in un'ottica ideale, priva cioè di perdite. Questa prima forma di analisi, basata su elementi concentrati fornisce risultati che sono confermati da ricerche più recenti, basate su analisi dettagliate dei campi elettromagnetici irradiati.

Le ESA, come succede per i dipoli elettrici e magnetici, hanno la proprietà di possedere diagrammi di campo lontano specifici e di accumulare una quota di energia nella struttura.

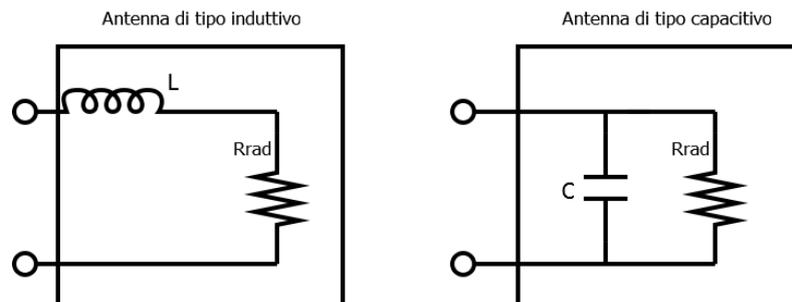


Figura 2.2: Schemi equivalenti di una antenna. Se il comportamento deriva da quello di un dipolo magnetico (spira), l'antenna accumula energia induttiva, se invece deriva da un dipolo elettrico l'energia accumulata deriva dal carico prevalentemente capacitivo.

La resistenza R_{rad} rappresenta l'energia "dissipata" dall'antenna per opera della radiazione, non vi sono quindi perdite dovute ad elementi reali in quanto l'analisi mira ad indagare l'andamento del fattore Q minimo in condizioni di idealità.

³Questo concetto vale in modo particolare per dispositivi cellulari dove la banda solitamente è indagata con un $\Gamma_{max} = -6dB$ e non $-10dB$ come è convenzionalmente per altre strutture.

Il primo contributo di Wheeler è stato la definizione del *Radiation Power Factor* (RPF) che corrisponde al rapporto tra potenza irradiata e potenza reattiva ai morsetti d'ingresso dell'antenna. L'RPF si può calcolare direttamente dagli schemi equivalenti e a seconda della tipologia di antenna risultano i valori (ρ_e e ρ_m) in (2.1) e (2.2).

$$p_m = \frac{R_{rad}}{\omega L} \quad (2.1)$$

$$p_e = \frac{G_{rad}}{\omega C} \quad (2.2)$$

Più in dettaglio si può osservare che tali valori corrispondono al reciproco dei fattori di merito di circuiti risonanti come quelli in fig. 2.2, nel seguito pertanto saranno considerati direttamente i fattori di merito Q .

Il procedimento attuato da Wheeler poi consiste nello stimare la reattanza equivalente di un'antenna capacitiva o induttiva distribuita sullo stesso volume; il risultato che ottenne dimostra come questi valori stimati dipendano da un fattore di forma $k_{a,b}$ necessario per stimare il campo esterno alle strutture. I fattori di forma partecipano anche al computo del fattore di merito $Q_{m,e}$, in quanto dopo aver valutato R_{rad} , L , C e usando le (2.1) e (2.2), si ottiene:

$$Q_m = \frac{\omega L}{R_{rad}} = \frac{6\pi}{k_a V_{phy}} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^3 = \frac{9}{2} \frac{V_{RS}}{V_{eff}} \quad (2.3)$$

$$Q_e = \frac{\omega C}{G_{rad}} = \frac{6\pi}{k_b V_{phy}} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^3 = \frac{9}{2} \frac{V_{RS}}{V_{eff}} \quad (2.4)$$

$$V_{RS} = \frac{4\pi}{3} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^3 \quad \text{volume della sfera radiante} \quad (2.5)$$

I fattori k_a e k_b scalano il **volume reale o fisico** V_{phy} dell'antenna in dipendenza sia del materiale che dei fenomeni fisici periferici e portano alla formalizzazione del **volume efficace** $V_{eff} = \sigma V_{physical}$ con $\sigma = k_a, k_b$.

Le (2.3) danno origine a delle osservazioni importanti:

- Q è inversamente proporzionale al volume efficace, e quindi al volume fisico.
- Q è inversamente proporzionale al cubo della frequenza.

I valori stimati da Wheeler per i fattori di forma, presentati nell'articolo [5], sono riassunti nelle (2.6)

$$k_a = \frac{k_{sC}^2}{k_{sC} + \epsilon_r - 1} \quad k_{sC} = 1 + \frac{8}{\pi} \frac{b}{D} \quad (2.6)$$

$$k_b = \frac{k_{sL}^2}{k_{sL} + \frac{1}{\mu_r} - 1} \quad k_{sL} = 1 + 0,45 \frac{B}{b} \quad (2.7)$$

Si può notare che riempire un'antenna di tipo capacitivo con un dielettrico comporta una diminuzione del volume efficace e quindi un aumento del fattore Q , mentre riempiendo un'antenna di tipo induttivo con un materiale a permeabilità elevata aumenta il volume efficace e abbassa il fattore di merito. Ne deriva ad esempio che un'antenna di tipo

induttivo, come un spira elementare possiede un volume efficace maggiore rispetto a quello di un dipolo corto.

Per arrivare ad un valore minimo del fattore di merito, l'analisi condotta dall'autore fa riferimento ad antenne ideali che occupano nel modo migliore possibile il volume a disposizione e *non concentrano energia elettromagnetica al loro interno*⁴; sulla base di questo concetto furono inizialmente studiate antenne sferiche a spira, abili a propagare il modo TE_{10} o la combinazione di modi fondamentali TE_{10} e TM_{10} , con la proprietà di non accumulare energia elettromagnetica al loro interno; queste permisero di arrivare alle relazioni (2.8) con k numero d'onda e a raggio dell'antenna sferica.

$$Q_{min,Wheeler} = Q_{TE_{10}}(\mu_r = \infty) = \frac{1}{(ka)^3} \quad (2.8)$$

$$Q_{min,\hat{Wheeler}} = Q_{TE_{10}+TM_{10}}(\epsilon_r = 0, \mu_r = \infty) = \frac{1}{2(ka)^3} \quad (2.9)$$

La conclusione sintetica del lavoro di Wheeler mostra come *le antenne che utilizzano nel modo migliore il volume sferico racchiuso tendano ad avere valori del fattore di merito Q piccoli rispetto ad altre geometrie che occupano lo stesso volume.*

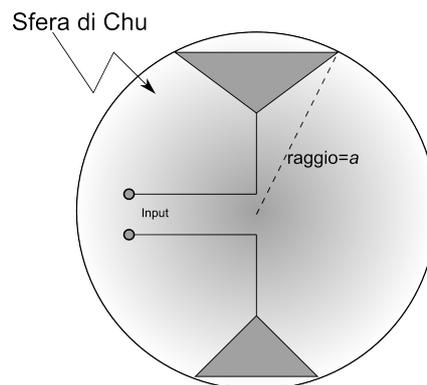


Figura 2.3: Rappresentazione della sfera di Chu relativa ad una antenna a dipolo.

L'analisi proposta, per quanto rigorosa, non è un'analisi *full-wave* in cui viene studiato il comportamento elettromagnetico ma è costruita partendo da equivalenti elettrici di un'antenna. Nel 1948 Chu ripropose la stessa analisi [6], considerando però i modi che un'antenna riesce a propagare e quindi utilizzando funzioni d'onda sferiche vettoriali per valutare guadagno e banda di antenne **omnidirezionali**; il primo contributo di Chu fu quello di prendere come convenzione la sfera il cui diametro corrisponde alla maggior dimensione di una antenna (*sfera di Chu*, fig. 2.3), eliminando la dipendenza da forme sferiche d'antenna; inoltre partì dalla supposizione che la stessa configurazione di campi esterni all'antenna può avere un infinito numero di distribuzioni delle sorgenti che li generano, quindi un'analisi modale portava a risultati più affidabili. Una volta identificati i modi di cui fare l'analisi, ognuno di essi veniva scomposto in un equivalente elettrico in cui

⁴Proprio da questa congettura, che porta alla scelta di $\mu_r \rightarrow \infty$ e $\epsilon_r \rightarrow 0$, deriva il valor minimo di Q

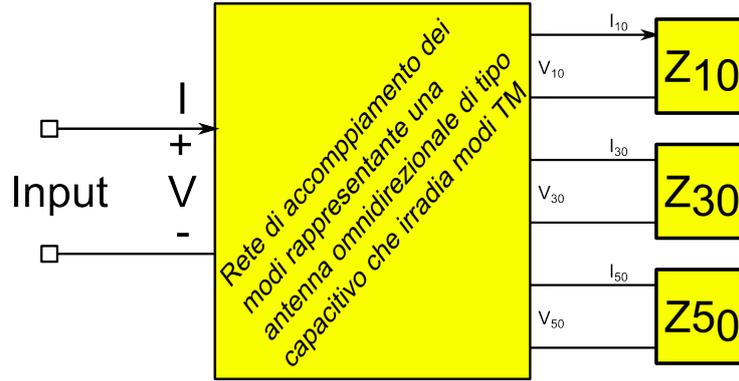


Figura 2.4: Schema equivalente dell'analisi condotta da Chu per una antenna capacitativa omnidirezionale con polarizzazione verticale (dipolo corto) i cui modi irradiati sono di tipo *TM*. Dalle funzioni d'onda sferiche si può dimostra che si irradiano solo i modi il cui indice nel piano dell'elevazione è dispari.

- l'impedenza d'ingresso era eguale all'impedenza d'onda normalizzata nella direzione radiale esterna alla superficie della sfera di Chu di raggio a .
- La potenza complessa ai terminali d'ingresso del modo in questione è uguale alla potenza complessa uscente dalla sfera di Chu relativa a quel determinato modo.

I risultati condotti da Chu ponevano attenzione su come variava il guadagno omnidirezionale massimo a seconda dei modi che si analizzavano e di come variava il fattore di merito minimo in questi casi; infine per accomunare gli effetti egli ha proposto l'analisi del massimo rapporto guadagno/fattore di merito raggiungibile per una ESA.

$$G(\theta = \pi/2) = \frac{\left| \sum_{n=1, \text{dispari}}^N A_n (-1)^{\frac{n+1}{2}} P_n^1(0) \right|^2}{\sum_{n=1, \text{dispari}}^N |A_n|^2 \frac{n(n+1)}{2n+1}} \quad (2.10)$$

$$Q_n \sum_{n=1, \text{dispari}}^N |A_n|^2 \frac{n(n+1)}{2n+1} = \sum_{n=1, \text{dispari}}^N \left[|A_n|^2 \frac{n(n+1)}{2n+1} Q_n \right]. \quad (2.11)$$

Come si può osservare dalle (2.10) e dalla fig. 2.5 il massimo guadagno (G) raggiungibile aumenta includendo un maggior numero (n) di modi nell'analisi e in questa maniera, teoricamente, ogni guadagno può essere raggiunto, indipendentemente dalle dimensioni e dalla sorgente dell'antenna. Tuttavia per eccitare modi di ordine elevato è richiesta una distribuzione di sorgenti la cui complessità aumenta in modo drammatico

Peraltro il Q minimo dipende dal numero di modi stesso, e assume il valore minimo (una banda maggiore) quando si considera il solo modo fondamentale ($n = 1$); ecco l'importanza di considerare il rapporto G/Q , il cui andamento asintotico dimostra il limite tipico di antenne omnidirezionali che per un numero fissato di modi dispongono di un valore massimo di G/Q invalicabile e indipendente dalle dimensioni. In alternativa si può anche dire che al diminuire di Q (obiettivo tipico delle ESA) si raggiunge un limite fisico superiore del guadagno.

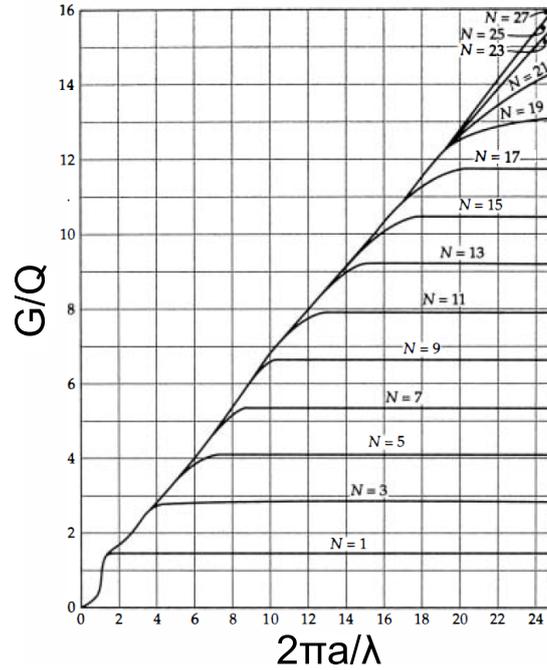


Figura 2.5: Massimo rapporto G/Q per antenne a polarizzazione verticale rispetto alle dimensione ka . Grafico parametrizzato al numero di modi (N).

Tutti i lavori successivi nell'ambito dei limiti intrinseci delle *small antenna* si basano sull'analisi condotta da Chu; nel 1960 infatti Harrington [7] estese il modello di Chu per antenne ESA unidirezionali con polarizzazione lineare, dimostrando che fondamentalmente il Q minimo raggiungibile è lo stesso delle antenne omnidirezionali. Le successive ricerche di Collin, Rothschild [8] e McLean [9] hanno portato alla formulazione convenzionalmente utilizzata per il fattore di merito minimo.

$$Q_{min} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad \text{Singolo modo omnidirezionale} \quad (2.12)$$

$$Q_{\hat{min}} = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad \text{Entrambi i modi fondamentali} \quad (2.13)$$

I lavori più recenti dovuti prima a Geyi (2003) e poi a Best (2006) [10] mettono in luce ulteriori risultati degni di nota per quanto concerne le antenne miniaturizzate:

1. Si dimostra [11] che l'introduzione dell'efficienza di radiazione nel valore di Q avviene come un fattore moltiplicativo di proporzionalità diretta:

$$Q_{min} = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)$$

2. Per quanto riguarda il rapporto G/Q una formula approssimata valida per modi unidirezionali risulta essere [12]

$$\max(G/Q)|_{dir, ka < 1} \approx \frac{6(ka)^3}{2(ka)^2 + 1},$$

in cui si ignorano i modi di ordine superiore e al limite comporta $G_{ka \ll 1} \rightarrow 3$.

3. La larghezza di banda massima di una *small antenna* viene espressa in relazione alle dimensioni stesse e al rapporto d'onda stazionaria (*VSWR*) secondo la formulazione di Best [11]:

$$\text{sup}(B_V) = \frac{(ka)^3}{1 + (ka)^2} \frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR}}$$

2.3 Tipi di miniaturizzazione

In seguito allo sviluppo incontrastato delle reti wireless la richiesta di dispositivi portatili leggeri e compatti è aumentata esponenzialmente. L'elettronica ha reagito di conseguenza sviluppando interi sistemi *on chip* che permettono di occupare meno volume rispetto a componenti isolati; tutto sommato la miniaturizzazione dell'intero sistema a radiofrequenza è una sfida ancora aperta poiché contrastata dai limiti stringenti sulle dimensioni dell'antenna. Si può a maggior ragione affermare che il progetto di un'antenna è a tutti gli effetti una soluzione di compromesso tra volume a disposizione, banda, guadagno e efficienza. Il panorama attuale vede diverse tecniche di miniaturizzazione, le cui categorie principali vengono brevemente riassunte nei paragrafi successivi.

2.3.1 Scaling Generalizzato o *shaping*

Un primo metodo per ottenere uno scaling di una struttura radiante consiste nel **modificare la geometria (*shaping*)** in modo da mantenere inalterate le dimensioni elettriche responsabili dei fenomeni di risonanza che permettono la radiazione del campo elettromagnetico. Il fatto stesso di modificare la geometria è utile per riuscire a contenere l'antenna in un determinato volume.

Il cambiamento di forma comporta sicuramente una variazione della distribuzione di corrente rispetto alla struttura di partenza e di conseguenza una modifica delle caratteristiche di radiazione dell'antenna, nonché del suo adattamento.

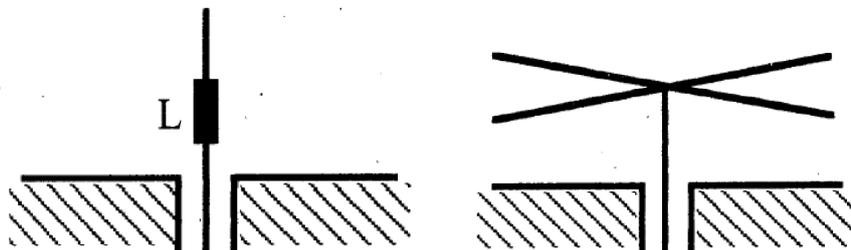


Figura 2.6: Antenna caricata in modo induttivo al feed e antenna caricata all'estremità.

In termini elettrici equivalenti, il cambiamento di forma ha come effetto collaterale la variazione della parte reale e della parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso dell'antenna, fattore che in alcuni casi può giocare a vantaggio dell'adattamento in uniformità dell'impedenza, per raggiungere una condizione di auto-risonanza. Ne sono esempio il

dipolo elettrico corto o il monopolo corto (come in fig. 2.6) caratterizzati entrambi da un'impedenza d'ingresso con un termine capacitivo non nullo, che può essere compensato modificando (estendendo) la forma della rete di *feed*, oppure ripiegando la geometria in modo da creare un carico induttivo additivo che annichilisce totalmente o parzialmente la natura capacitiva dell'elemento radiante.

La variazione di geometria in letteratura viene applicata mediante svariate tecniche:

Bending e/o folding. Con questa tecnica si costringe la corrente a scorrere lungo percorsi ripiegati più lunghi, in modo che la struttura risuoni ad una frequenza più bassa. Di norma con questo metodo si riduce l'altezza a spese però di una maggior occupazione planare del volume a disposizione. L'esempio tipico è fornito dall'an-

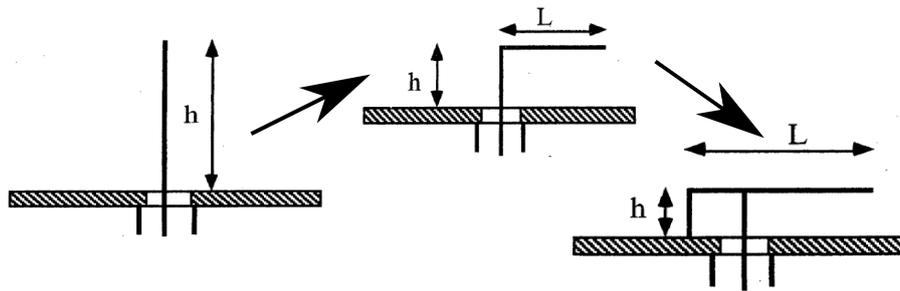


Figura 2.7: Shaping: monopolo, ILA e IFA.

tenna ILA (*Inverted "L" Antenna*) visibile in fig. 2.8: le dimensioni di un dipolo elettrico vengono dimezzate sfruttando il piano di simmetria e il **teorema delle immagini**, inserendo cioè nella struttura un piano di massa che porta alla formazione dell'antenna a monopolo lungo $\lambda/4$. Per ridurre l'altezza si può ripiegare tale monopolo formando un'antenna a "L" invertita, che a causa dell'accoppiamento tra il tratto orizzontale così formato e il piano di massa, introduce un contributo capacitivo all'impedenza d'ingresso. Per elidere tale carico reattivo, si aggiunge alla struttura uno *stub* induttivo chiuso a massa; si ottiene un'antenna meglio nota col nome di IFA (a "F" invertita) adattata alla frequenza di risonanza del monopolo di partenza, ma occupante una porzione di spazio diversa, atta ad esempio per antenne a basso profilo. Questo processo inevitabilmente induce una diminuzione della resistenza di radiazione, determinata prevalentemente dal solo tratto verticale dell'antenna; le correnti presenti infatti nel tratto orizzontale e nel piano di massa fanno sì che ci sia una sorta di interferenza negativa dei campi lontani, che ostacola l'irradiazione degli stessi.

Per ridurre le dimensioni orizzontali la strategia è quella di sviluppare la dimensione orizzontale in modo planare: si ottiene l'*antenna planare a "F" invertita* in cui giocando sul perimetro del piano superiore, si riesce a contenere l'estensione orizzontale, a scapito di un incremento di occupazione in una terza dimensione. Anche qui la riduzione delle dimensioni comporta una modifica delle proprietà di radiazione; in particolare viene a modificarsi la polarizzazione in quanto la distribuzione di corrente indotta nella metallizzazione di connessione con il *ground plane* contribuisce ad aumentare l'incidenza della cross-polarizzazione.

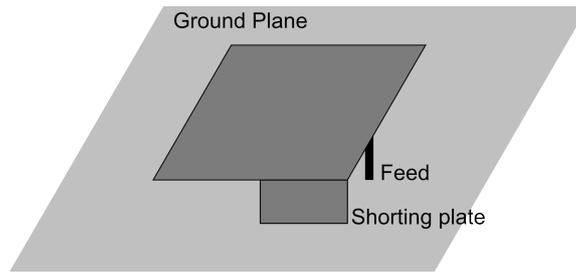


Figura 2.8: Schematizzazione di una antenna PIFA

Meandering. Per portare la miniaturizzazione ad un livello estremo si utilizzano forme che cercano di riempire nel miglior modo possibile lo spazio a disposizione. Strutture fortemente ripiegate danno origine ad antenne *meandered* le quali risuonano a frequenze più basse a parità di spazio occupato, grazie ad una distribuzione di corrente costretta in un percorso snodato e lungo. In fig. 2.9 vi è l'esempio di come un dipolo può venire modificato con una *meander line* per risuonare a frequenze minori. La presenza di tratti orizzontali caratterizzati da correnti in controfase fa diminuire

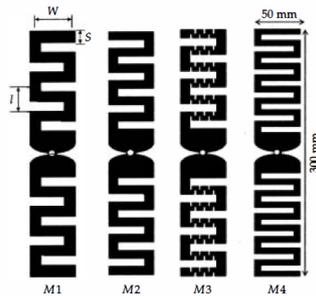


Figura 2.9: Dipolo meandered. Partendo da un dipolo $\lambda/2$, e variando i parametri indicati, si ottengono antenne che risuonano a frequenze minori.

irrimediabilmente l'efficienza di radiazione, poiché quegli stessi tratti contribuiscono solo alla potenza dissipata e non a quella irradiata. La radiazione di campo lontano infatti dovuta a due tratti vicini con correnti opposte porta all'annullamento del campo elettromagnetico che si ottiene nella regione di campo lontano. Per tale dipolo, data la resistenza dovuta all'effetto pelle R_s e prendendo come riferimento le dimensioni geometriche in fig.2.9, una formula approssimata dell'efficienza di radiazione vale:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{4\pi} \frac{R_s}{R_{rad}} \frac{\lambda}{s} \frac{Nw}{l}}$$

Altro fattore importante che viene esaltato sfruttando forme fortemente ripiegate è la **crosspolarizzazione**, ossia la componente di campo, polarizzata nel modo "complementare" rispetto alla polarizzazione di funzionamento dell'antenna di partenza.

Forma elicoidale o a spirale. Antenne di questo tipo sfruttano la geometria per ottenere un adattamento di impedenza indipendente dalla frequenza. Il principio da cui si ottiene la forma tipicamente a spirale o elicoidale nello spazio si basa sul fatto di far coincidere un fattore di scala moltiplicativo di una struttura la cui forma dipende prevalentemente da un angolo ($r(\phi)$) con una rotazione di tale forma per un determinato angolo (C), questo perché si è dimostrato che se ogni dimensione dell'antenna aumenta allo stesso modo di un fattore K il pattern e l'impedenza rimangono invariate.

$$Kr(\phi) = r(\phi + C)$$

La più nota realizzazione inerente a questa categoria è l'*antenna bilanciata a spirale*

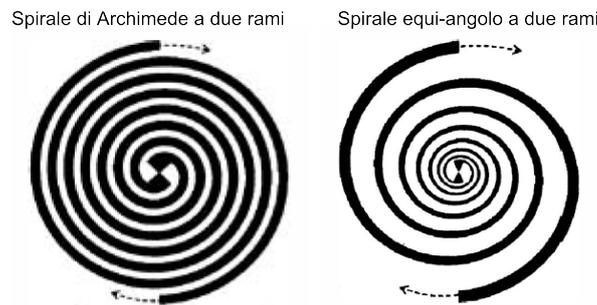


Figura 2.10: Esempi di antenne a spirale: antenna a forma di Archimede bilanciata a due rami e antenna equiangolo con sviluppo esponenziale

di Archimede. Questa antenna è caratterizzata da un adattamento di impedenza su un'ampia banda, grazie al ragionamento precedentemente esposto però, le proprietà di radiazione non rimangono costanti in tutto la banda di frequenze a causa sia del troncamento finale che della difficoltà pratica nel controllare la geometria centrale; in particolare risulta che la polarizzazione prevalentemente rettilinea presente alle frequenze più basse di adattamento diviene perlopiù circolare per le alte frequenze, indice che le correnti in questo caso si distribuiscono nella parte centrale della geometria e non si sviluppano nell'intera lunghezza dei due rami; in aggiunta la larghezza e la forma del diagramma di radiazione divengono strettamente correlati alla frequenza cui l'antenna lavora, con guadagni complessivi diversi.

Considerando la fase della corrente della struttura ad una determinata frequenza f_0 (caratterizzata da una lunghezza d'onda λ), si può assimilare che le correnti seguano percorsi concentrici come in fig. 2.11; quando queste correnti risuonano ad una lunghezza d'onda nella parte della spira equivalente a una tale circonferenza allora si ha la **zona attiva della radiazione**, poiché le correnti nei rami adiacenti sono coerenti. Nelle zone più interne o più esterne rispetto a questa circonferenza, le correnti nei rami adiacenti sono in controfase e, come visto per una *meander line*, non contribuiscono alla radiazione di campo lontano.

Appartengono a questa categoria di antenne a spirale anche le antenne log-periodiche e le antenne *self-complementary* che hanno la peculiarità di bilanciare in modo uguale la parte in cui vi è metallizzazione e la parte in cui non c'è.

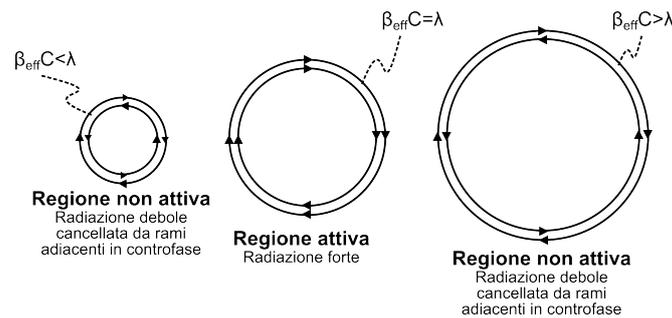


Figura 2.11: Zone di radiazione in un'antenna a spirale.

Antenne frattali. Come nel caso di antenne fortemente ripiegate o che utilizzano il meandering per risuonare ad una frequenza minore, le antenne frattali sfruttano il principio geometrico di iterare la stessa struttura più volte in modo da occupare in modo uniforme lo spazio a disposizione.

La geometria frattale parte da un'unica forma elementare che viene iterata e scalata all'evenienza in modo da creare strutture planari (o volumetriche) che presentano percorsi estesi ma allo stesso tempo contenuti in un'area determinata, e generalmente ridotta. Le celle elementari di partenza sono quelle tipiche derivanti dalle forme di Koch, Peano, Hilbert e Sierpinski (visibili in fig. 2.12), che danno modo di creare sia monopoli e dipoli di lunghezza elettrica elevata sia antenne patch in cui si creano percorsi di corrente molto estesi. Grazie all'elevato tasso di riduzione tra

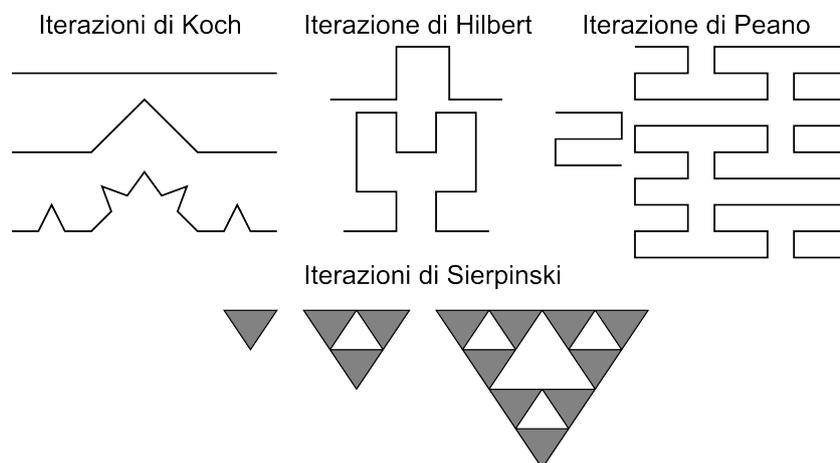


Figura 2.12: Esempi di forme frattali planari.

un'iterazione all'altra si ottengono ESA che presentano generalmente $ka < 0,5$, a scapito però di una degradazione non banale delle caratteristiche di radiazione. Infatti, visto il limitato controllo dettato dallo svolgimento frattale della struttura si possono creare percorsi di correnti ostili alla radiazione stessa: si assuma per esempio la miniaturizzazione di un monopolo a $\lambda/4$ mediante diverse tecniche; si sono potuti verificare sperimentalmente i risultati presentati in tabella 2.2. Si osserva in particolare come il ripiegarsi della struttura faciliti la diminuzione della frequenza

ma crei una struttura poco efficiente: infatti il carico reattivo dell'antenna aumenta inevitabilmente, il che comporta l'aumento del fattore di merito e conseguentemente una diminuzione della resistenza di radiazione R_{rad} .

Antenna	ka	f_0 [MHz]	R_{rad} [Ω]	Q
Monopolo $\lambda/4$	1.506	793.1	36	7.8
Hilbert-1	0.88S	788.2	12.5	21.2
Hilbert-3	0.40	785	2.5	112.8
Peano-1	0.62	789.6	4.7	54.6
Peano-2	0.37	791.8	1.4	209
Meander-1	1.12	796.4	40.4	9.7
Meander-2	0.73	794.3	17	17.5
Meander-3	0.54	791.2	8.9	31.3

Tabella 2.2: Miniaturizzazione di un monopolo. Nella tabella vengono paragonate le caratteristiche ottenute da forme frattali di Hilbert, di Peano e di una antenna meandered, in particolare *Meander-1*, *Meander-2*,... fanno riferimento alla fig. 2.9

Strutture caricate con slot. Un altro metodo che prevede una modifica diretta della forma è basato sull'aggiunta di slot per deviare i percorsi delle correnti soprattutto in strutture che hanno dimensioni tipiche di $\lambda/2$ o $\lambda/4$ in modo che, se questi percorsi vengono estesi, la lunghezza d'onda tipica della risonanza aumenti portando ad una miniaturizzazione del sistema (ka infatti diminuisce).

L'esempio tipico consiste nel caricare una patch antenna, con lato non radiante lungo circa $\lambda/4$, con uno o più *slot* (in pratica delle zone dove non c'è metallizzazione); se si considera il modello a cavità risonante dell'antenna, la corrente sulla patch tipica del modo TE_{10} si distribuisce da un lato all'altro della patch; modificando l'area di questa metallizzazione e introducendo delle isole in cui non vi è metallo (interne o ai lati della geometria *notch*) si costringono percorsi di correnti più lunghi, variando di conseguenza la risonanza del modo fondamentale, che si presenta ad una frequenza minore. Questa tecnica può avere come effetto collaterale la creazione di

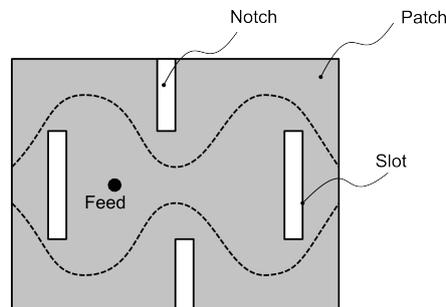


Figura 2.13: Distribuzione delle correnti in una patch caricata con slot.

antenne multibanda, dove le ulteriori bande di funzionamento sono garantite da slot appositamente progettati.

Il principio continua a valere nel caso in cui gli slot siano ricavati nel ground plane

di antenne planari: ancora una volta infatti il modo fondamentale viene perturbato variando la frequenza di risonanza; tuttavia con un tale approccio, viene a mancare il punto di forza di antenne con piano di massa (*grounded*): esse infatti garantiscono un elevato rapporto avanti-indietro⁵ incentivato dall'utilizzo di un piano di massa che maschera la radiazione e non permette lobi secondari; qualora venissero applicati *slot* al piano di massa, la comparsa di lobi di radiazione secondari causerebbe la diminuzione del rapporto avanti-indietro, specifica molto importante nella fase di ingegnerizzazione del solido di radiazione.

2.3.2 Loading

Con il termine *loading* si intendono tutte quelle tecniche che prevedono una diminuzione delle dimensioni dell'antenna perturbando in qualche maniera i parametri fondamentali che compongono l'impedenza dell'antenna e determinano la sua risonanza. Fondamentalmente si distinguono due tipi di carico alla struttura che partono da presupposti nettamente diversi, si tratta di *material loading* e *lumped element loading*.

Material Loading. E' possibile raggiungere un elevato grado di miniaturizzazione sfruttando il *rallentamento dell'onda elettromagnetica nel dielettrico*; la velocità di gruppo di un'onda è proporzionale al fattore $\frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$, il che permette di raggiungere a parità di dimensioni fisiche, risonanze su lunghezze d'onda nettamente maggiori. Oltre a ciò la scrupolosa scelta del materiale per la realizzazione del substrato può apportare anche altri vantaggi:

- controllo dell'impedenza del mezzo, visto che essa è proporzionale a $\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$.
- riduzione delle perdite dovute al dielettrico se esso è scelto tra i materiali con tangente di perdita controllata e generalmente molto bassa ($\tan \delta \ll 0.02$).
- la scelta di $\mu_r \approx \epsilon_r$ è ottimale per un adattamento di impedenza a larga banda; tuttavia la tecnologia presente preclude l'utilizzo di materiali magnetici di permeabilità elevata. Materiali magnetici reperibili commercialmente tendono ad avere perdite non indifferenti oltre i 300 MHz a causa dell'instaurarsi delle risonanze di parete fra i domini che li compongono. La ricerca attuale sta focalizzando l'attenzione sul perfetto allineamento dei momenti magnetici, in modo da spostare il fenomeno delle risonanze di parete a frequenze maggiori.

Nell'ambito delle antenne hanno avuto maggior fortuna i materiali dielettrici: tramite processi controllati è possibile infatti ottenere materiali con costanti dielettriche relative molto elevate ($\epsilon_r \approx 100$) e allo stesso tempo controllare anche le perdite in dipendenza della frequenza del campo che vi si propaga e della temperatura.

Il materiale dielettrico utile alla miniaturizzazione non corrisponde solo a quello del substrato ma si annoverano casi in cui si utilizzano dei veri e propri superstrati dielettrici che attirano le linee di campo e modificano la radiazione.

⁵ *Front Back Ratio* (FBR): è l'indice che determina l'ammontare della radiazione dalla parte opposta al lobo principale, utile soprattutto in antenne direttive.

Il limite fondamentale all'utilizzo di materiali dielettrici è lo spessore che gli strati utilizzati devono possedere: è dimostrato infatti come si ottengano degli effettivi vantaggi con substrati dell'ordine di $0,1\lambda$ mentre il miglioramento tende a saturare con spessori maggiori e già da $0,2\lambda$ non si hanno ulteriori incrementi del fattore di miniaturizzazione⁶. Ovviamente a parità di spessore si ottengono livelli di miniaturizzazione più spinti se si usano costanti dielettriche maggiori ($\epsilon_r \approx 30 - 40$), ma anche in questo caso il tasso di miniaturizzazione tende a saturarsi per permittività elevate.

Questa tecnica viene impiegata in produzione di massa per dispositivi ultra portatili dove è necessaria una qualche forma di comunicazione su portanti relativamente basse ($\leq 2.4 GHz$), ne sono un esempio le antenne su chip ceramici molto utilizzate per *bluetooth* e GPS, standard di comunicazione impiegati in dispositivi compatti e portatili.

Lumped Element loading. Molte delle tecniche di miniaturizzazione fin qui esposte (bending, meandering,...) possono essere spiegate usando strutture caricate da elementi concentrati: il dipolo *meander* in fig. 2.9 è equivalente ad un dipolo nei cui lati vi sono degli opportuni induttori; similmente la patch con *slot* in fig. 2.13 può essere pensata come un circuito equivalente LC.

Elementi concentrati possono quindi essere inglobati direttamente nella geometria dell'antenna, ciò permette di raggiungere una buona scalabilità e migliori risultati per la perdita di ritorno, vista l'alta disponibilità di valori commerciali; tutto ciò avviene però a spese della potenza dissipata e della riduzione di banda dettata dalle caratteristiche degli elementi concentrati generalmente garantite su una banda stretta.

Le strutture in metamateriale che sono esposte in 2.3.3 partono proprio da questo presupposto, a cui però viene aggiunta una struttura periodica.

2.3.3 I metamateriali

Dalle analisi condotte sin qui risulta che i metodi di miniaturizzazione tradizionali influenzano in modo diverso l'efficienza di radiazione, la banda e il solido di radiazione. La ricerca si è quindi spostata verso lo studio di strutture che permettessero di ridurre le dimensioni ma che fossero nel contempo efficienti dal punto di vista della radiazione. Si tratta per lo più di processi di ingegnerizzazione dei materiali che ha aperto la strada a quelli che oggi sono meglio conosciuti come **metamateriali**.

I primi esperimenti in questo campo hanno portato alla luce due tipi di materiali: alcuni infatti mostravano una banda di frequenze in cui la propagazione era inibita (*electronic band-gap materials* **EBG**), caratteristica utile per la realizzazione di strati artificiali assorbenti, riflettenti, ad alta impedenza, filtri, risonatori... che possono risultare utili a trasformare piccoli irradiator in antenne direttive, oppure a isolare antenne troppo vicine; la seconda famiglia di materiali è quella caratterizzata da indice di rifrazione negativo (*Negative Refractive Index* o *Double Negative Materials*, **NRI**, **DNG**), in cui cioè si ha un range di frequenze in cui il materiale denota sia la costante magnetica che quella dielettrica negative ($\epsilon_m < 0, \mu_m < 0$); questi sono i più indicati per la realizzazione di

⁶ Il fattore di miniaturizzazione è definito come il rapporto $\frac{f_{unloaded, -15dB}}{f_{loaded, -15dB}}$.

dispositivi a microonde su dimensioni compatte tra i quali anche le antenne. Per queste ragioni, insieme al fatto che il sistema d'antenna sviluppato nei capitoli 4 e 5 impiega questa metodologia, il seguente paragrafo si focalizza in particolar modo sulla propagazione in strutture **NRI**, usando il loro modello equivalente a linea di trasmissione.

La particolarità principale di un materiale a indice di rifrazione negativo è che il campo elettrico (**E**) che si propaga e il campo magnetico (**H**) insieme al vettore d'onda (**k**) formano una terna trirettangola sinistrorsa⁷: ciò implica la velocità di gruppo discorde rispetto alla velocità di fase, quest'ultima caratterizzata da un valore negativo rispetto al vettore d'onda. Quindi si assiste al fenomeno della propagazione negativa o all'indietro (*backward*), nonostante il flusso di potenza continui a mantenere il verso di **k**. Questo stesso comportamento trova conferma anche nella relazione di Snell nel momento in cui si presuppone un indice di rifrazione n negativo.

Supponendo di studiare l'onda piana in un tale mezzo, si ottiene:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mathbf{B} - \mathbf{M}_s \quad (2.14)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = +j\omega\mathbf{D} + \mathbf{J}_s \quad (2.15)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_e \quad (2.16)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m \quad (2.17)$$

$$\mathbf{B} = \mu_r\mu_0\mathbf{H} = \mu\mathbf{H} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_r\epsilon_0\mathbf{E} = \epsilon\mathbf{E} \quad (2.19)$$

Le equazioni di Maxwell e le relazioni costitutive in regime armonico per un mezzo isotropo e non dispersivo, (2.14) e (2.18), danno come soluzioni

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{E}_0}{\eta_m} e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} \quad (2.21)$$

dove $\eta_m = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ rappresenta l'impedenza intrinseca del mezzo. Si suppone che $\epsilon = s|\epsilon|$ e $\mu = s|\mu|$ con $s = \pm 1$. Usando le 2.20 in 2.14 si ottengono le relazioni:

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = s\omega|\mu|\mathbf{H} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = -s\omega|\epsilon|\mathbf{E} \quad (2.23)$$

Se $s = -1$ si ottiene la terna $\langle \mathbf{E}, \mathbf{H}, \mathbf{k} \rangle$ sinistrorsa e contemporaneamente il vettore di Poynting $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ è antiparallelo al vettore d'onda **k**; dunque l'onda uscente verso $+\mathbf{r}$ è associata ad un numero d'onda negativo $\mathbf{k} = k \cdot \mathbf{r}$ con $k < 0$ e a ciò corrisponde un indice di rifrazione negativo dato da $n = s\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$.

Per quanto riguarda le velocità tipiche dell'onda si ricava che:

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial k} \hat{\mathbf{k}} = \frac{\partial}{\partial k} \left(\frac{ck}{n} \right) \hat{\mathbf{k}} = -\frac{c}{|n|} \hat{\mathbf{k}} \quad (2.24)$$

$$v_f = \frac{\omega}{|\mathbf{k}|} \hat{\mathbf{k}} \quad (\hat{\mathbf{k}} = \mathbf{k}/|\mathbf{k}|) \quad (2.25)$$

⁷In letteratura indicata come *left-handed*

In natura materiali che mostrano contemporaneamente costanti dielettrica e magnetica negative non esistono; tuttavia artificialmente se ne possono ottenere tramite opportune configurazioni di strutture periodiche. Le prime ricerche portarono alla luce come strutture con matrici di *split-ring resonator* o matrici di sottili barre metalliche davano un comportamento sinistrorso (o *left-handed*, LH) in determinate bande. L'esplosione dell'utilizzo dei metamateriali è avvenuto però in corrispondenza allo sviluppo di linee di trasmissione (TL) caratterizzate da propagazione negativa, che assicuravano una banda di funzionamento elevata e facilità nella fabbricazione tramite tecniche standard. Queste linee di trasmissione sono tutt'ora utilizzate in gran parte di dispositivi a microonde, comprendenti accoppiatori e *phase-shifter* miniaturizzati nonché antenne basate su linee di trasmissione.

Il modello circuitale ricalca quello delle linee di trasmissione convenzionali, le quali possono essere scomposte in celle elementari (con dimensioni molto minori della lunghezza d'onda del campo che vi si propaga) composte da elementi concentrati. Le linee di trasmissione LH riprendono tale modello equivalente, ma, a differenza delle linee di trasmissioni tradizionali, la cella elementare è contraddistinta da **capacità in serie** e **induttanza in parallelo**. In queste strutture il fenomeno della propagazione può essere analizzato mediante il formalismo della matrice di trasmissione \mathbf{T} in cui V ed I indicano rispettivamente la tensione e la corrente lungo la linea:

$$\begin{bmatrix} V(z+p) \\ I(z+p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} e^{-jkp}$$

e p è la lunghezza di una cella elementare. La matrice di trasmissione \mathbf{T} permette di correlare i campi in z e in $z+p$ secondo la relazione seguente:

$$\begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} V(z+p) \\ I(z+p) \end{bmatrix}.$$

Combinando le due relazioni precedenti si ottiene un problema agli autovalori.

$$\begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} e^{-jkp} \Rightarrow [\mathbf{T} - \mathbf{I}e^{jkp}] \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = 0.$$

Gli autovalori della matrice di trasmissione sono quindi i valori e^{jkp} : tra questi quelli che hanno modulo unitario (cioè quelli in cui $k \in \mathfrak{R}$) ammettono modi propaganti, mentre quelli contraddistinti da $k \in \mathfrak{S}$ determinano i modi evanescenti, dove il fenomeno di propagazione è precluso dall'attenuazione. Inoltre si può notare che gli autovalori si ripetono con periodicità determinata da $k + \frac{2\pi n}{p}$ con $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ a sottolineare il fatto che l'analisi parte dal presupposto di una struttura periodica. Per convenzione si prendono gli autovalori appartenenti alla **prima regione di Brillouin** ponendo $-\pi/p < k < \pi/p$ e, in accordo a questa convenzione, gli autovalori vengono rappresentati dai **numeri d'onda di Bloch** $K = kp$ in un range $(-\pi, \pi)$.

Come si può vedere in fig. 2.14 si hanno modi sia positivi (lungo $+z$) che negativi, inoltre la velocità di fase (tangente alla curva) risulta discorde dalla velocità di gruppo e di segno opposto rispetto alla direzione di propagazione, come appunto in un materiale NRI. Un'altra osservazione importante riguarda il fatto che a basse frequenze ($< 1.2 \text{ GHz}$ per l'esempio presentato) non vi è propagazione; questo rispecchia la natura di filtro passa

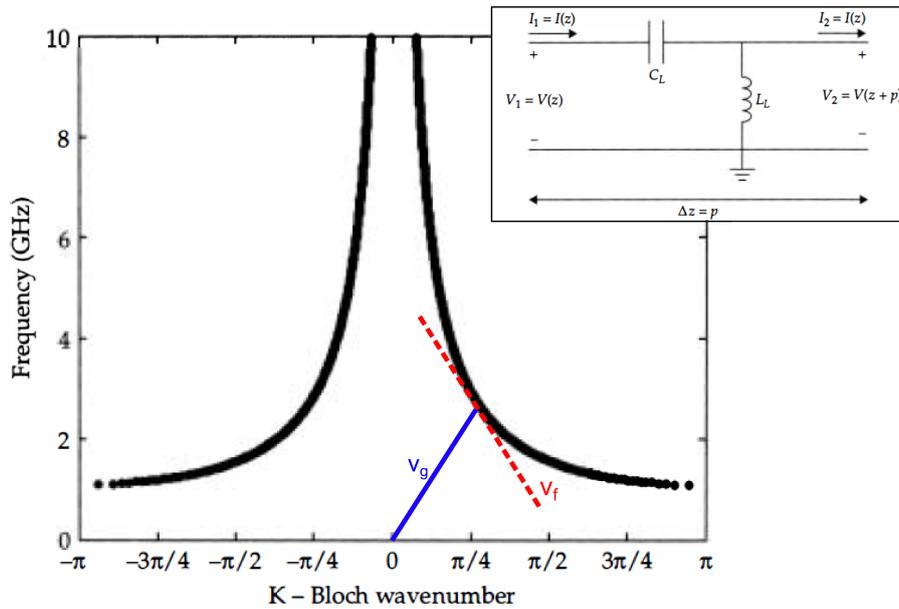


Figura 2.14: Diagramma di dispersione $f(K)$; cella unitaria nel riquadro.

alto tipica della struttura e a livello pratico forma delle bande di stop (*bandgap*). L'implementazione reale di linee di trasmissione LH tuttavia comprende gli effetti parassiti: creando infatti un carico capacitivo in serie ed uno induttivo in parallelo su una TL normale (caratterizzata da propagazione destrorsa o *Right-Handed, RH*) non si elide l'effetto di quest'ultima e si ottengono quindi comportamenti che a seconda della frequenza considerata mostrano propagazione negativa o positiva, in particolare risulta che si ha propagazione nel verso negativo per basse frequenze e propagazione nel verso positivo per frequenze più elevate. L'equivalente circuitale della cella unitaria in fig. 2.15 comprende tutti questi fenomeni e la linea di trasmissione che risulta denominata *Composite Right-left Handed CRLH-TL*.

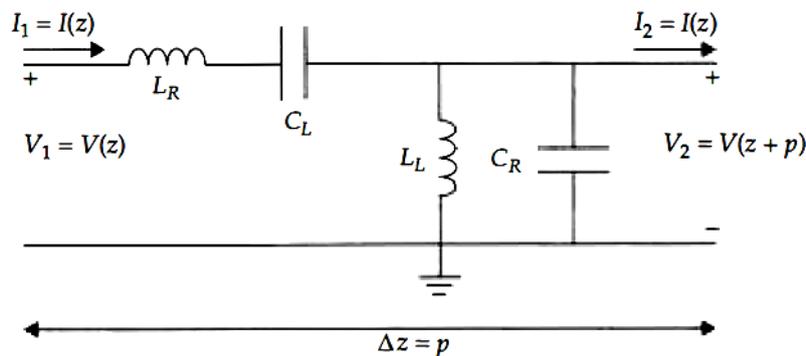


Figura 2.15: Cella unitaria di una linea di trasmissione RH-LH

L'analisi si rifà direttamente a quella delle linee di trasmissione destrorse, in cui cioè si va ad analizzare il comportamento dell'impedenza caratteristica della linea e della costante

di propagazione. Date le grandezze

- L_R : induttanza serie tipicamente parassita;
- C_R : capacità parallelo dovuta generalmente ad accoppiamento capacitivo;
- L_L : induttanza parallelo tipica di una linea LH;
- C_L : capacità serie tipica di una linea LH;
- $\omega_{sh,se}$: pulsazioni di risonanza serie e parallelo;
- $\gamma = \alpha + j\beta$: costante di propagazione complessa;

si ottengono le seguenti relazioni:

$$\kappa = L_R C_L + L_L C_R \quad (2.26)$$

$$\omega_L = 1/\sqrt{L_L C_L} \quad \omega_R = \sqrt{L_R C_R} \quad \omega_{sh} = 1/\sqrt{L_L C_R} \quad \omega_{se} = 1/\sqrt{L_R C_L} \quad (2.27)$$

$$\chi = \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 - \omega_L^2 \kappa \quad (2.28)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega)\sqrt{\chi} \quad (2.29)$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{se } \omega < \min(\omega_{sh}, \omega_{se}) \\ 1 & \text{se } \omega > \max(\omega_{sh}, \omega_{se}) \end{cases} \quad (2.30)$$

Di conseguenza il diagramma di dispersione che si ottiene (visibile in fig. 2.16) oltre a essere perturbato nell'andamento della parte *backward* mostra entrambe le forme di propagazione intermezze da una banda di stop limitata in basso dalla pulsazione ω_{se} e in alto alla pulsazione ω_{sh} . La flessibilità della struttura, come deducibile dalle 2.26 permette di modulare questo *bandgap* agendo sui valori degli elementi LH e RH; in particolare, alla condizione limite $L_L C_R = L_R C_L$ si ottiene una **struttura bilanciata** in cui la banda oscura tende a ridursi fino a bande molto strette o addirittura a non esser più presente nel caso degenerare.

La comodità che ha determinato il successo di questo approccio sta nella possibilità di modificare il diagramma di dispersione a seconda delle esigenze variando i carichi presenti nella cella unitaria che possono essere sia discreti che distribuiti lungo la linea, ma in ogni caso controllati nel processo di ingegnerizzazione.

La teoria esposta finora si applica agevolmente a qualunque tipo di dispositivo a microonde, sia esso una qualche forma di guida d'onda o di una antenna. Ai fini della miniaturizzazione di dispositivi radianti il concetto di metamateriale si sposa con due principi di radiazione, quello legato alla radiazione di perdita tipica delle antenne *leaky-wave* e quello basato sul fenomeno della risonanza.

Radiazione di perdita. Le antenne leaky partono dal presupposto di eccitare una guida d'onda caratterizzata da aperture di interfaccia, in cui viene persa energia sotto forma di radiazione coerente mano a mano che l'onda si propaga nella guida. La radiazione avviene in base alla costante di propagazione complessa (cioè $\gamma^\dagger = \beta - j\alpha$ che comprende sia le perdite imputabili alla radiazione α che la propagazione), e fintanto che il numero d'onda β rimane minore rispetto al numero d'onda nel vuoto β_0 , mano a mano che il campo si propaga nella guida, parte dell'energia riesce a

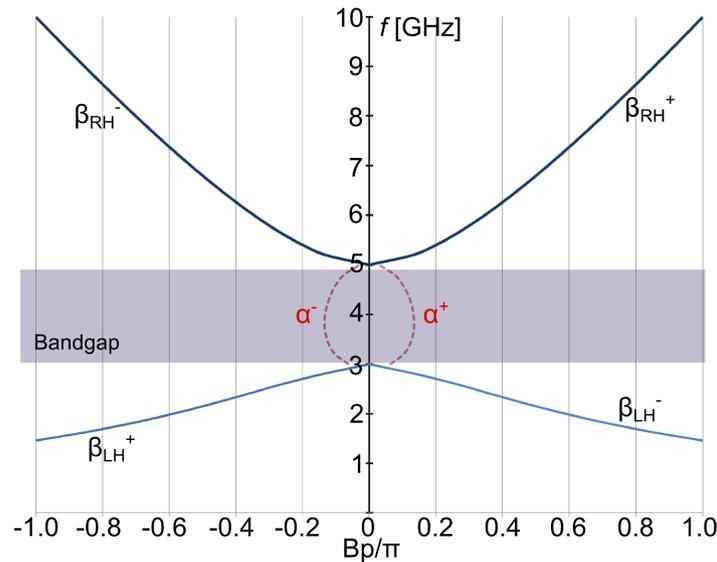


Figura 2.16: Diagramma di dispersione $K(f)$ normalizzato rispetto a π . Viene considerata sia la propagazione lungo $+z$ (apice $+$) che quella lungo $-z$ (apice $-$). Nello stesso grafico è presente anche l'attenuazione (non normalizzata) quando si hanno numeri d'onda $\in \mathfrak{S}$

uscire dalla struttura e irradiarsi, mentre nel caso opposto si verifica un'attenuazione lungo la linea, poiché il campo è caratterizzato da una frequenza al di sotto di quella di taglio.

Le antenne leaky wave tradizionali sfruttano questo principio a frequenze elevate, che interessano modi di ordine superiore e generalmente meno efficienti dei modi fondamentali; il vantaggio di una struttura in metamateriale consiste nel riuscire ad ottenere energia irradiata alle frequenze tipiche dei modi di basso ordine, preferibilmente quello dominante, e con un'ottima efficienza.

Una linea di trasmissione planare è un esempio di guida d'onda con aperture d'interfaccia e, tramite l'ausilio di una configurazione periodica in metamateriale si riescono ad ottenere geometrie compatte e non correlate alla lunghezza d'onda del campo. A causa però della necessità di irradiare tutta l'energia in ingresso alla guida d'onda sono necessarie in alcuni casi catene periodiche di celle elementari relativamente lunghe, che limitano il grado di miniaturizzazione. In fig. 2.17 è possibile vedere come la zona radiante del diagramma coincide con le frequenze del modo fondamentale, inoltre si può notare che l'angolo di uscita del campo elettromagnetico irradiato cambia in funzione del numero d'onda.

Antenne risonanti. E' la categoria a cui appartiene la maggior parte di antenne comunemente utilizzate, dai dipoli fondamentali sino ad antenne patch e derivate. In questi casi i vantaggi derivanti dall'utilizzo di linee di trasmissione CRLH sono assai evidenti non solo in ambito di miniaturizzazione ma anche dal punto di vista dell'efficienza; oltretutto risulta possibile in questa maniera ottenere antenne multi-risonanti che funzionano su più bande. I vantaggi citati sono resi possibili

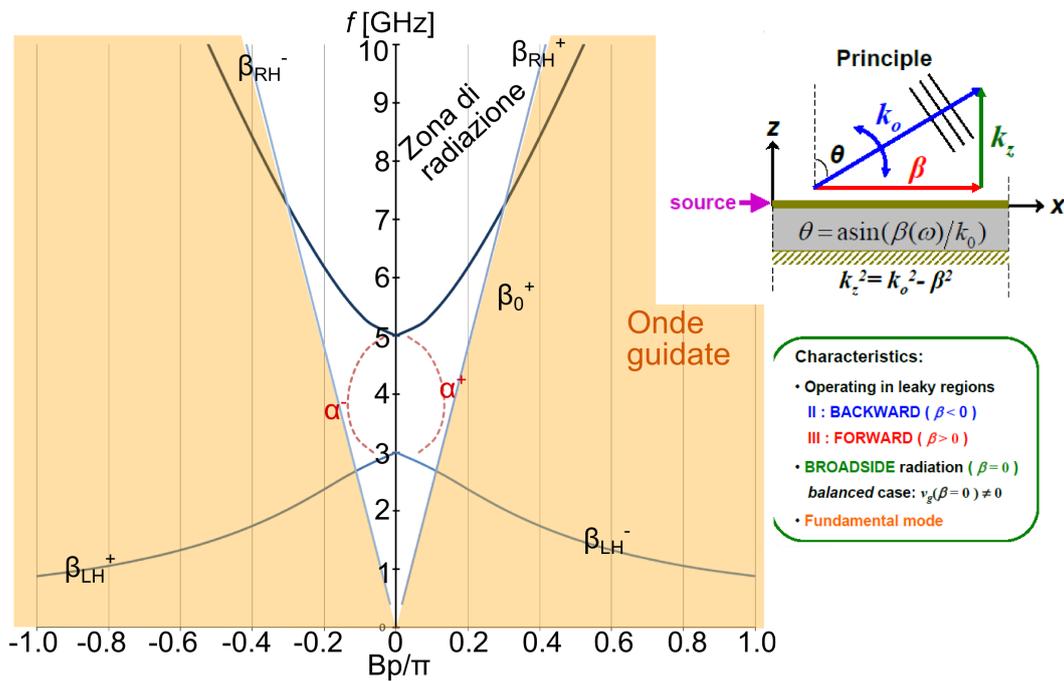


Figura 2.17: Principio della radiazione di perdita e diagramma di dispersione di un'antenna leaky wave in metamateriale.

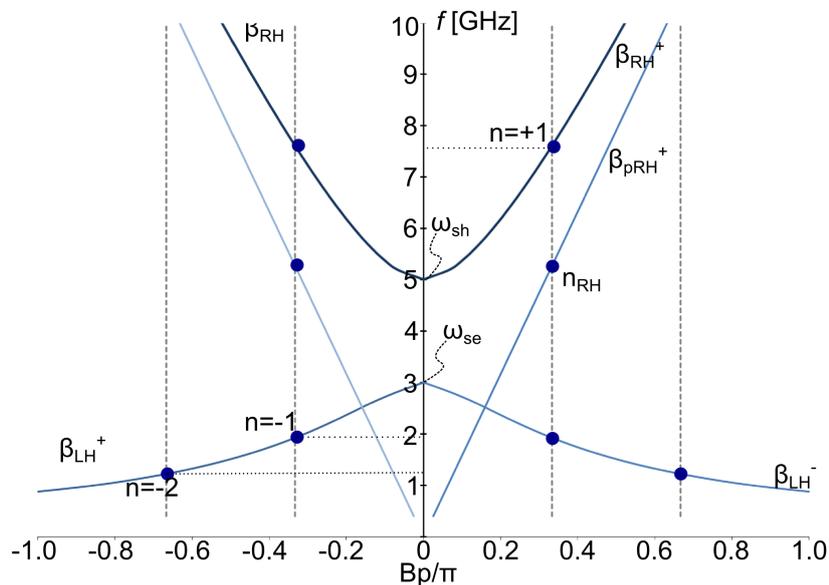


Figura 2.18: Grafico di dispersione di un'antenna risonante realizzata con struttura CRLH-TL periodica formata da 3 celle elementari.

dal fatto che la perturbazione introdotta nel diagramma di dispersione di un linea puramente *right-handed* (retta passante per l'origine), come visibile in fig. 2.18, rende possibile la risonanza di più modi su una geometria compatta. In particolare

si dimostra che una struttura risonante non chiusa, formata da un numero N di celle unitarie, possiede all'interno della zona di Brillouin le risonanze di ordine n con $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N - 1$ il cui numero d'onda è determinato dalla relazione

$$K_n = \beta_n p = \frac{n\pi}{2}.$$

Considerando poi l'efficienza del metamateriale, è possibile in alcuni casi raggiungere un buon funzionamento su più frequenze.

Tuttavia il modo che permette il massimo grado di miniaturizzazione è quello di ordine 0, caratterizzato da $\beta \simeq 0$ e quindi da dimensioni fisiche teoricamente incorrelate alla lunghezza d'onda del campo; l'annullamento del numero d'onda fa sì che il modo di ordine zero veda una lunghezza d'onda $\lambda \rightarrow \infty$ e con ciò una distribuzione di corrente in fase lungo tutta l'antenna. Si può dunque affermare che *le dimensioni restano solamente limitate dalle dimensioni della cella e dal numero di celle che vengono ripetute*, fattore che permette di aumentare il guadagno d'antenna fornendo una resistenza di radiazione maggiore.

2.3.4 Antenne a risonatori dielettrici (DRA)

Le antenne a risonatori dielettrici sono una classe di irradatori che sfruttano il materiale dielettrico con cui sono realizzate per ottenere una buona efficienza di radiazione ed elevata compattezza. A causa dell'approccio utilizzato nello sviluppo di tali antenne insieme alla particolare conformazione nello spazio, vengono qui classificate come una categoria a sé stante, anche se effettivamente dal punto di vista della miniaturizzazione sfruttano appieno i concetti del *material loading* già esposti in 2.3.2.

I risonatori dielettrici si strutturano come una geometria tridimensionale di un materiale dielettrico schermato alle interfacce; la variazione di indice di rifrazione nelle superfici di discontinuità rende il dispositivo così ottenuto una cavità risonante; inizialmente venivano sfruttate le configurazioni di campo elettromagnetico in questa cavità per realizzare dispositivi a microonde guidate, tra i quali oscillatori e accoppiatori. Negli anni '80 però, quando si osservò che l'assenza di schermatura permetteva di ottenere un irradatore efficiente e, a questo proposito, il modello a cavità di antenne patch aveva riscosso grande successo, si è cominciato a pensare ai risonatori dielettrici come ad antenne risonanti che si basavano su un modello a cavità non troppo differente da quello delle antenne patch; la differenza fondamentale tuttavia è che DRA non hanno metallizzazioni, ma sono interamente costituiti da dielettrico.

Le geometrie che si sono susseguite nel tempo hanno portato a strutture "3D" a forma di parallelepipedo, cilindriche, emisferiche o a prisma che a differenza di antenne patch, si innalzavano da un primo substrato in modo da interfacciarsi con il mezzo in cui avviene l'irradiazione. La fig. 2.19 mostra un esempio di DRA parallelepipedo alimentato a microstriscia. Il meccanismo di irradiazione dipende sostanzialmente dal modo eccitato grazie alla rete di alimentazione dell'antenna: in una cavità infatti si possono instaurare un'infinità numerabile di modi di risonanza in cui l'energia elettrica immagazzinata eguaglia quella magnetica; ognuno di questi modi corrispondente ad una determinata frequenza di risonanza e si dimostra che generalmente quelli di ordine minore sono i più efficienti.

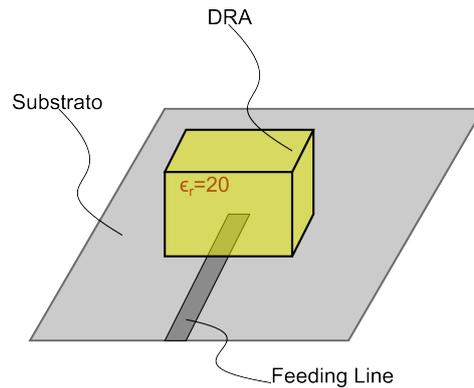


Figura 2.19: Elementi principali di un DRA a forma di parallelepipedo alimentato a microstriscia.

Per ragioni meccaniche queste strutture sono posizionate il più delle volte sopra strati di massa, favorendo modi trasverso elettrici (TE); inoltre uno studio oculato della geometria, delle dimensioni e della linea di alimentazione (*feed line*) permette di eccitare determinati modi piuttosto che altri. Per convenzione i modi vengono denominati considerando la struttura completa (comprendendo anche i campi virtuali nel caso ci sia un piano di massa).

Il modello analitico utilizzato fa riferimento a guide d'onda in cui una dimensione è resa piccola rispetto alla lunghezza d'onda del campo interno; sulla base di ciò si identificano i campi che si instaurano nella cavità. Ad esempio come riportato in fig. 2.20, interrompendo una guida d'onda dielettrica rettangolare lungo x ad una distanza $d = \delta$ si ottiene il modo fondamentale $TE_{\delta,1,1}$ mostrato, i cui indici stanno quindi a rappresentare il numero di variazioni del campo lungo una determinata direzione. Come si vede la configurazione di campo EM non è molto diversa da quella tipica di un dipolo elementare magnetico (*small loop*) e si ottengono infatti diagrammi di radiazione simili, se non per il fatto che la presenza di un piano di massa li rende unidirezionali e ne incrementa il guadagno di direttività.

L'aggancio alla miniaturizzazione di queste antenne, come già detto, si basa sulla scelta del materiale, normalmente ceramico e dotato di un'elevata costante dielettrica che fa scalare le dimensioni di un fattore $\sqrt{\epsilon_r}$.

I principali vantaggi e svantaggi offerti dai DRA possono essere riassunti nei seguenti punti:

- Dimensioni proporzionali a $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$. Per una determinata frequenza si ha una naturale riduzione delle dimensioni dettata da costanti dielettriche relative che possono presentare valori compresi tra 4 a 100 e più.
- Diversità di diagrammi di radiazione a seconda del modo eccitato.
- Il fattore di merito Q varia a seconda della forma e del modo. Tuttavia la natura di risonatori rende difficoltoso ottenere valori di Q bassi, e quindi se non si utilizzano modi di risonanza idonei, si ha una parte di energia immagazzinata che non partecipa alla radiazione. Si osservano quindi ampie variazioni di efficienza.

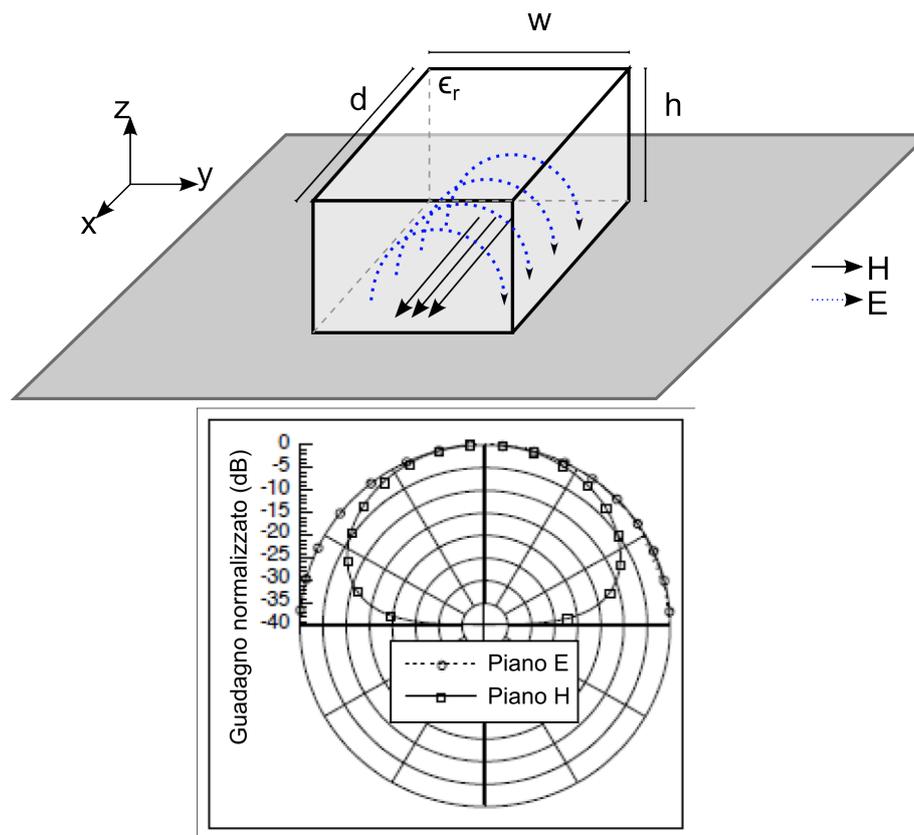


Figura 2.20: DRA con modo fondamentale $TE_{\delta,1,1}$ e relativo diagramma di radiazione nel piano dell'elevazione.

- La banda essendo correlata al fattore Q è generalmente molto stretta (1-2%) e per incrementarla sono richiesti elementi dielettrici parassiti o *stack* di risonatori dielettrici.
- Le perdite sono dovute solo ed esclusivamente al materiale; non vi sono infatti metallizzazioni alle interfacce che a causa dell'effetto pelle incrementerebbero le perdite. Vi sono comunque dei limiti specifici per ogni materiale oltre i quali le perdite nel dielettrico cominciano ad aumentare e ad essere dipendenti dalla frequenza del campo.
- Possibilità di creare linee di feed con strutture planari semplici (*microstrip* (fig. 2.19) e *slot*).
- Processo di fabbricazione e costo non indifferente visto che generalmente non sono strutture planari.

2.3.5 Miniaturizzazione guidata da algoritmi evolutivisti

Gli algoritmi genetici (GA) rappresentano un metodo statistico di ottimizzazione che investe vari campi scientifici. Nel caso dei dispositivi a microonde e più in dettaglio delle antenne questi meccanismi di ottimizzazione sono stati sfruttati a lungo per ottenere

migliori caratteristiche di adattamento o di efficienza a partire da una struttura d'antenna definita a priori, nella quale venivano variati solo alcuni parametri più o meno sensibili.

La terminologia usata da GA fa riferimento direttamente ai termini evolutivisti cui si ispirano i concetti, per cui si utilizzano comunemente termini come *popolazione*, *cromosomi*, *geni*, *selezione*, *mutazione* e *crossover*.

La particolarità e comodità di queste tecniche sta nella natura stessa di algoritmo, quindi adatto per la fase di simulazione, che diventa quindi un passaggio imprescindibile nella realizzazione dell'antenna. La teoria su cui poggiano dimostra come il setup oculato dell'algoritmo, unito a tecniche evolutivistiche e statistiche (reti neurali e efficienza di Pareto *in primis*), permette di ricavare risultati ottimi che a differenza di un'ottimizzazione deterministica non sono locali ma globali.

Con le moderne tecniche di simulazione MoM e FDTD⁸ questo stesso concetto è stato utilizzato oltre che in ottimizzazione parametrica anche nella creazione della forma stessa dell'antenna. In pratica si identifica una tipologia di antenna in base alle esigenze richieste e si discretizza lo spazio a disposizione creando una vera e propria matrice bidimensionale di celle infinitesimali sulla quale opera l'algoritmo genetico; tale matrice corrisponde all'insieme dei domini nello spazio che identificano la geometria dell'antenna, cioè ognuno di questi codifica la presenza o meno di metallizzazione in quella specifica regione. La fig.

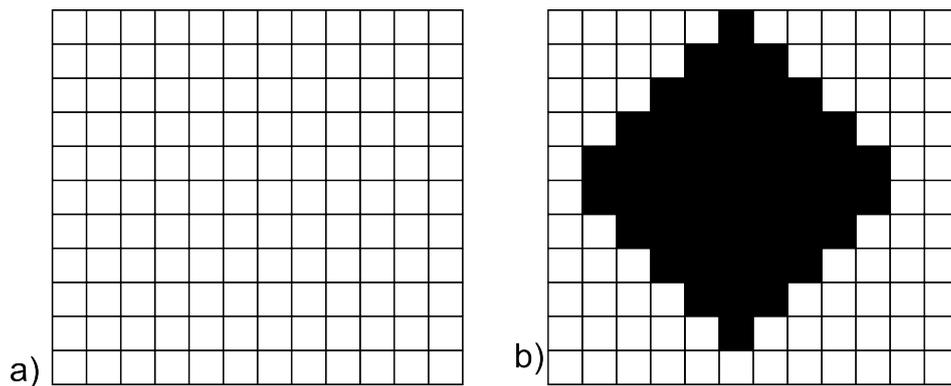


Figura 2.21: a) Matrice di partenza sulla quale il GA costruisce la popolazione. b) Esempio di un individuo della popolazione (*cromosoma*)

2.21 mostra più chiaramente la matrice "di metallizzazione" e una realizzazione fornita dall'algoritmo genetico. Quest'ultimo infatti, dopo un numero finito di iterazioni o cicli, nei quali crea la popolazione e la fa evolvere mediante simulazioni progressive, dà come risultato la geometria che meglio soddisfa le specifiche in ingresso.

Le specifiche di ingresso vanno a formare la **funzione costo** o **di fitness**: come da fig. 2.22 il GA crea una popolazione iniziale, formata da molte realizzazioni della matrice di metallizzazione, ognuna delle quali rappresenta un cromosoma; per ognuno di questi viene eseguita una simulazione di campo EM, i cui risultati vanno a incidere nella funzione di costo opportunamente studiata (normalmente si tratta di una sommatoria di scarti quadratici tra i risultati della simulazione e i valori-obiettivo delle specifiche). La popolazione soggetta a simulazione viene fatta evolvere prendendo di volta in volta cromosomi

⁸Metodo dei momenti e metodo delle differenze finite nel dominio del tempo.

con costo minimo e combinandoli con vari metodi. Quando si arriva ad un costo nullo o sufficientemente piccolo, allora il cromosoma corrispondente è il risultato dell'algoritmo. Per arrivare a ciò servono in ingresso anche altri parametri che regolamentano il comportamento dell'algoritmo stesso, in particolare servono dimensioni di popolazione, codifica dei cromosomi (normalmente binaria), probabilità di mutazione, numero di individui creati, metodo di combinazione ecc... Sulla base di ciò si può pensare di impostare uno spazio

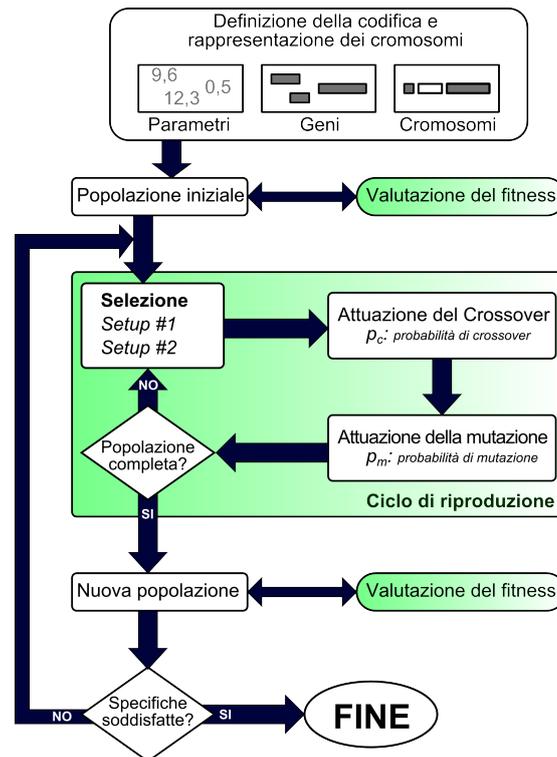


Figura 2.22: Diagramma a blocchi del funzionamento del GA

limitato per la matrice su cui insiste la popolazione e di fornire in ingresso come valore-obiettivo la perdita di ritorno alla frequenza di lavoro necessaria, solitamente troppo bassa per ottenere strutture standard nell'area della matrice. Dopo un numero prestabilito di cicli, se ben configurato, l'algoritmo fornisce la realizzazione che minimizza la funzione di costo. Un esempio di antenna ottenuta mediante questo processo è mostrata in fig. 2.23, nella quale è presente un'antenna di dimensioni tipiche per $f = 6 \text{ GHz}$, ottimizzata per funzionare su una banda che si estende sino a $f = 2 \text{ GHz}$ [13].

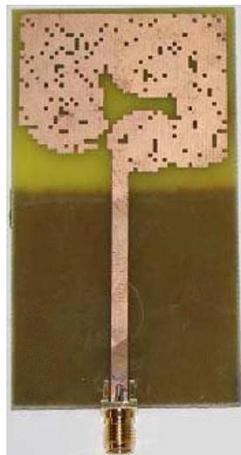


Figura 2.23: Esempio di realizzazione di un'antenna con banda che si estende da 2 GHz sino a 6 GHz occupando uno spazio tipico di una operante a 6 GHz

LA RICONFIGURABILITÀ NELLE ANTENNE

3.1 Le antenne riconfigurabili

Il concetto di antenna riconfigurabile identifica univocamente una struttura che ha la proprietà di variare una o più caratteristiche di radiazione; nonostante le numerose tipologie presenti nel panorama della radiopropagazione e con l'intento di evitare di confondere meccanismi di funzionamento concettualmente diversi, vengono classificate tre diverse tipologie di antenne che coprono tutte le possibili casistiche.

1. Le antenne più comunemente utilizzate sono quelle progettate per operare su frequenze determinate a priori e con proprietà radiative fissate in fase progettuale, che non possono essere volontariamente variate nel tempo da alcun comando esterno se non sotto forma di effetto collaterale e incontrollato. Antenne di questo tipo sono identificate perlopiù con il rispettivo diagramma di radiazione e con il principio di funzionamento utilizzato; alcuni noti esempi sono il monopolo, il loop, le antenne patch e PIFA¹ ecc...
2. Sistemi generalmente formati da più antenne sono in grado di modificare alcune delle loro caratteristiche radiative controllando in maniera opportuna le correnti indotte su ogni componente della schiera. Questa classe comprende quindi tutte le schiere di antenne, i cui singoli elementi, ricevendo correnti con sfasamento comandato intenzionalmente, contribuiscono alla variazione del fattore di composizione del sistema complessivo.
Mediante l'utilizzo di strutture additive a monte dell'antenna che variano automaticamente lo sfasamento di queste correnti di alimentazione in risposta ad eventuali variazioni del canale, si ottiene un sistema le cui proprietà si adattano di volta in volta alle condizioni esogene presenti. Data questa forma di "intelligenza" presente in sistemi di questo tipo, essi vengono più comunemente chiamati **schiere adattative**.
3. Le **antenne riconfigurabili**, a differenza delle due tipologie precedenti, riescono a variare la loro radiazione nonostante siano composte di un'unica struttura radiante. Il meccanismo che permette questo comportamento è basato su perturbazioni locali

¹ *Planar Inverted "F" Antenna*

della struttura, atte a modificare i percorsi delle correnti che interessano l'antenna; gli effetti di queste variazioni si ripercuotono nel campo elettromagnetico irradiato, portando a modifiche che possono riguardare il solido di radiazione, la polarizzazione o la frequenza di lavoro.

Sia le schiere adattative che le antenne riconfigurabili stanno assumendo sempre più importanza a causa della loro capacità di variare dinamicamente le proprietà radiative in risposta alla variabilità del canale. In particolare le antenne riconfigurabili hanno il vantaggio di fornire strutture generalmente più compatte rispetto alle schiere e di evitare l'utilizzo di ulteriori dispositivi che oltre a sfasare le correnti operano come veri e propri divisori di potenza abbassando di conseguenza l'efficienza di radiazione. D'altra parte l'utilizzo di antenne riconfigurabili richiede lo sviluppo di un sistema completo che comprende sia la parte irradiante che i relativi circuiti di controllo.

3.2 Gli elementi fondamentali di una antenna riconfigurabile

In accordo alla classificazione appena introdotta, le antenne riconfigurabili sono caratterizzate da una struttura d'insieme che si ripete comunemente in sistemi di questo tipo; i principi basilari per raggiungere la riconfigurabilità infatti, poggiano sui concetti di *variazione di forma e perturbazione della regione di campo vicino*.

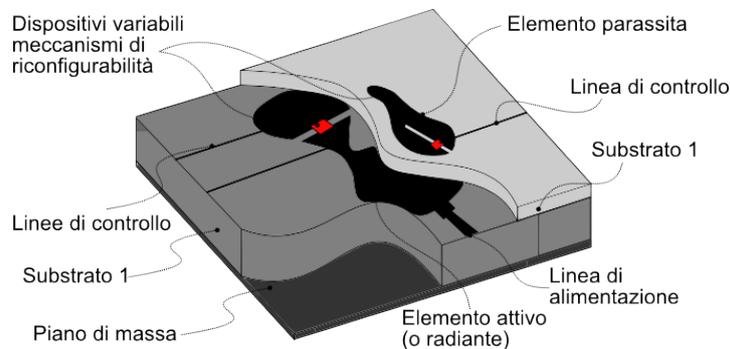


Figura 3.1: Gli elementi principali che costituiscono un'antenna riconfigurabile.

In Fig. 3.1 è presentato uno schema semplificato che raccoglie gli elementi comuni alla maggior parte di antenne riconfigurabili. In particolare, con una terminologia che sarà utilizzata nel resto della trattazione, si possono identificare i seguenti elementi:

Elemento attivo o radiante: rappresenta la struttura direttamente connessa al dispositivo elettronico di trasmissione o ricezione (*frontend*) tramite una rete di alimentazione. Nelle antenne tradizionali questo elemento è il responsabile principale del tipo di radiazione e della frequenza del campo irradiato; in quelle riconfigurabili la sua funzione rimane invariata se non per il fatto che agendo sulla sua forma si possono controllare e modulare i cammini delle correnti. Questo fatto permette di ottenere diverse configurazioni selezionabili nelle quali l'antenna mostra proprietà differenti.

Substrato: anche se non strettamente necessario, per le antenne prevalentemente planari cui la tesi fa riferimento, il substrato svolge la duplice funzione di supporto meccanico e di confinamento del campo elettromagnetico qualora un eventuale piano di massa permetta la creazione di una cavità risonante.

Il piano di massa: uno strato metallico che permette l'accomodamento delle correnti di ritorno è utile sia a creare una cavità risonante, come detto sopra, che a ridurre drasticamente le dimensioni sfruttando i piani di simmetria dell'antenna e le componenti di campo virtuali date dal teorema delle immagini. Oltre a ciò perturbazioni controllate del piano di massa stesso possono portare a forme di riconfigurabilità [14].

Le linee di controllo: questi elementi rappresentano le interfacce che permettono di variare configurazione. Possono essere implementati in diverse forme che variano da tradizionali comandi elettrici in tensione o corrente a comandi isolati galvanicamente quali sono quelli di comando per fotodiodi.

Elementi parassiti: queste strutture radianti secondarie non sono collegate direttamente al dispositivo di trasmissione o ricezione ma ricevono l'alimentazione per effetto della prossimità all'elemento attivo. I parassiti sono quindi strutture additive, poste a breve distanza dall'elemento attivo, che perturbano la regione di campo vicino e di conseguenza le proprietà radiative del campo irradiato da quest'ultimo.

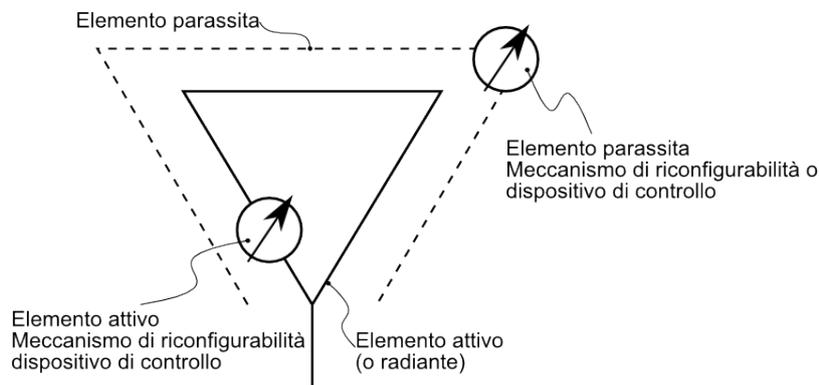


Figura 3.2: Schema stilizzato di un'antenna riconfigurabile.

Elementi di attuazione: rappresentano una pluralità di dispositivi discreti, generalmente non lineari, che permettono la variazione dei modi supportati dagli elementi radianti in risposta a comandi esterni, alcuni esempi sono riportati nel par. 3.3.

3.3 I meccanismi di riconfigurazione

3.3.1 Switch a radio frequenza

La lunghezza effettiva di un tratto di linea o di metallizzazione può essere cambiata utilizzando parti che possono essere selettivamente connesse o disconnesse mediante

switch a radiofrequenza; questi possono essere elettronici, elettromeccanici, ottici o di altra natura. I più comuni dispositivi presenti in commercio sono diodi PIN, transistor ad effetto di campo (FET), dispositivi MEMS a radiofrequenza e commutatori ottici (fotodiodi/fotorivelatori).

A seconda della tecnica di fabbricazione dell'antenna vi sono forme preferite di questi dispositivi, ad esempio per antenne realizzate mediante fresatura meccanica risulta più agevole l'impiego di componenti a montaggio superficiale quali possono essere diodi PIN e FET discreti. L'utilizzo di dispositivi ottici o di dispositivi elettromeccanici su scala micrometrica implica preferibilmente l'utilizzo di processi fotolitografici, che risultano più affini all'integrazione di tali switch.

Il fattore comune di tutti questi dispositivi è la capacità di gestire correnti d'antenna caratterizzate da segnali su portanti ad elevata frequenza. Questo fatto incide sulla scelta del particolare tipo di dispositivo e fissato questo, sulla sua particolare disposizione nell'antenna; in particolare le metriche di scelta si basano su:

- L'**isolamento** dei dispositivi di commutazione quando non sono attivati (stato OFF). Questa specifica fornisce una misura della quota parte di energia che riesce ad attraversare il dispositivo nonostante sia interdetto e, a seconda del dispositivo, è strettamente correlata alla frequenza della corrente che lo attraversa.

In figura 3.3 vengono mostrati i modelli equivalenti semplificati di un dispositivo a commutazione a radiofrequenza; nello stato di interdizione l'impedenza è dominata prevalentemente dalla capacità serie C_{off} che determina le caratteristiche di isolamento tra i due poli.

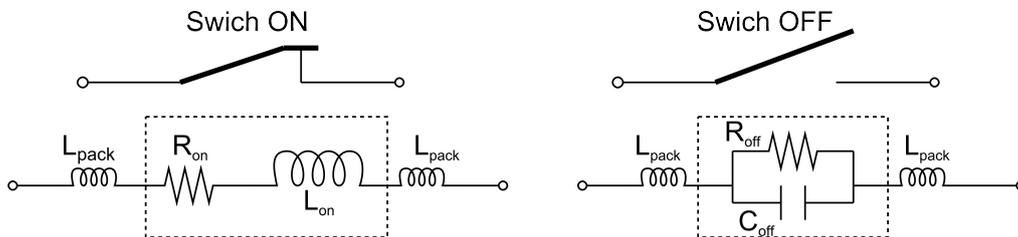


Figura 3.3: Modello equivalente generale per dispositivi a commutazione accesi (sinistra) e interdetti (destra).

- La **perdita di inserzione** rappresenta invece la potenza dissipata dal dispositivo nel momento in cui esso viene attivato. Il modello circuitale equivalente visibile in Fig. 3.3 è caratterizzato dalla serie di un'induttanza che modella la quota di energia immagazzinata, e da una resistenza che indica invece le perdite per effetto Joule. Questo parametro assume molta importanza più lo switch viene utilizzato in prossimità alla linea di alimentazione dell'antenna o nella struttura stessa di *feeding* poiché diminuisce la potenza disponibile per l'irradiazione.

3.3.2 Carico reattivo variabile

A differenza di dispositivi a commutazione vi sono componenti che sono in grado di variare alcune delle loro proprietà elettriche in modo continuo, fornendo un numero indeterminato

di stati operativi. Da un punto di vista circuitale essi sono rappresentati da capacità, resistenze o induttanze variabili con continuità, limitatamente a determinati intervalli di valori.

Per il campo a radiofrequenza si sfrutta prevalentemente la tecnica di variazione del carico reattivo di elementi a semiconduttore in modo da controllare lo sfasamento introdotto e di conseguenza modulare in modo continuo la lunghezza elettrica dell'intera struttura; questo avviene non senza alcuni effetti collaterali, in particolare l'aumento di resistività incide in modo negativo sulla perdita di inserzione. I più comuni dispositivi utilizzati per questo scopo sono:

- I diodi *varactor* i quali vengono polarizzati inversamente con valori di tensioni variabili uniformemente su intervalli tipici da 0 V a 30 V. Il loro funzionamento si basa sulla modulazione della lunghezza della regione di carica spaziale che determina la diminuzione della capacità di giunzione ($C_j(V)$) e l'aumento della resistività mano a mano che la tensione inversa aumenta. Usualmente per questi componenti si ottengono valori che vanno da 0.5 pF a 5 pF.

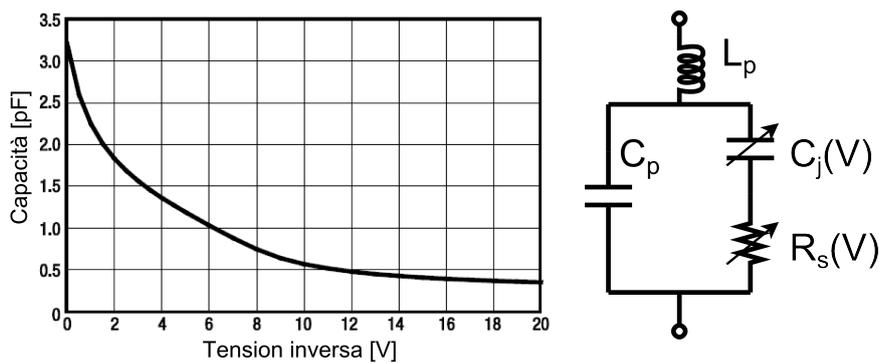


Figura 3.4: Caratteristica tensione inversa-capacità del varactor Skyworks SMV2020-079LF co il modello circuitale equivalente a destra; L_p e C_p rappresentano gli effetti del *package*.

- Transistor a effetto di campo a radiofrequenza. In questo caso tramite il comando in tensione dato al terminale di *gate* si può modulare la capacità di giunzione data dal canale formatosi al di sotto. Rispetto alla categoria precedente questi dispositivi richiedono livelli di tensioni minori, a scapito di una struttura più complessa da integrare, che generalmente dispone di 4 terminali.
- **MEMS Varactor.** Nel caso di processi di fabbricazione fotolitografici risulta più comoda l'integrazione di dispositivi elettromeccanici controllati in tensione. In particolare, per ottenere una capacità variabile, l'implementazione consiste nella modulazione della distanza fra due armature su scala micrometrica mediante un opportuno campo elettrico applicato. Inoltre la possibilità di controllo a livello micrometrico delle caratteristiche del dielettrico interposto fra le due armature garantisce valori di capacità generalmente maggiori rispetto a quelli forniti da dispositivi a semiconduttore.

3.3.3 Variazione strutturale della forma

Un metodo alternativo per variare la forma di un'antenna in modo controllato è quello delle modifiche strutturali o meccaniche. In questi caso si hanno modifiche della forma dovute a meccanismi di attuazione che agiscono direttamente sulla struttura fisica, variando direttamente le dimensioni reali. L'esempio più comune è dato da attuatori piezoelettrici inglobati nell'antenna; questi modificano la posizione o le dimensioni fisiche, le quali, se sono opportunamente associate a parametri sensibili dell'antenna, inducono variazioni controllate delle proprietà radiative e quindi la possibilità di ottenere strutture riconfigurabili.

Un altro tipico uso di variazioni strutturali, attuate nel campo SHF² (*Super High Frequency*), sfrutta il movimento di metallizzazioni ferromagnetiche indotto dalla componente continua di campi magnetici esterni applicati alla struttura [15].

3.3.4 Variazione del substrato dielettrico

Le variazioni sui conduttori che compongono un'antenna non sono l'unico punto su cui basare il fenomeno della riconfigurabilità; è possibile infatti variare il comportamento elettromagnetico del campo agendo sul materiale di cui si compone l'antenna. Se si analizzano i materiali dal punto di vista elettrico sono caratterizzati tramite il valore di permittività elettrica ϵ_r e permeabilità magnetica μ_r oltre che dalle dimensioni.

La velocità di fase del campo elettromagnetico interno a questi materiali è proporzionale al fattore $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$; modificando tali parametri quindi è possibile variare le lunghezze elettriche differenti.

L'attuazione di questi cambiamenti nel materiale avviene usualmente tramite un campo elettrico o magnetico statico esterno, la cui intensità influenza direttamente i valori dei parametri costituenti in seguito ad una riorganizzazione dei domini. I materiali che sono utilizzati per questo processo generalmente sono denominati **ferroelettrici** e **ferromagnetici** e sono perlopiù caratterizzati da elevati costanti elettriche o magnetiche e da curve d'isteresi nelle relazioni costituenti.

La possibilità di variare i parametri costituenti avviene a spese di alcune caratteristiche importanti per il funzionamento dell'antenna, richiedendo quindi una soluzione di compromesso nella realizzazione pratica. In particolare:

- viene meno l'isotropia del materiale. Infatti la presenza di domini localizzati dovuti a zone con momenti di dipolo coerenti causa differenti polarizzazioni locali durante la fase di transitorio, caratterizzata da tempi relativamente estesi.
- In alcuni casi aumenta la conducibilità intrinseca del materiale penalizzando il funzionamento dell'antenna e incrementando di conseguenza le perdite.
- Elevati valori della costante dielettrica o magnetica comportano un elevato costo del materiale ed inoltre possono peggiorare le caratteristiche meccaniche dello stesso.

²Super high frequency (o SHF) si riferisce a frequenze radio nell'intervallo che va da 3 GHz a 30 GHz.

3.4 I diversi tipi di riconfigurabilità

Le configurazioni offerte da un'antenna riconfigurabile interessano una o più caratteristiche elettromagnetiche e derivano sostanzialmente da tre diversi tipi di riconfigurabilità: la variazione può riguardare spostamenti in frequenza, diversità di polarizzazione e cambiamenti nel solido di radiazione. Questi a loro volta possono presentarsi in concomitanza sulla medesima struttura oppure in seguito a determinati stimoli esterni che li attuano indipendentemente.

3.4.1 Riconfigurabilità in frequenza

Si parla di riconfigurabilità in frequenza quando si riescono ad ottenere variazioni controllate della frequenza operativa di un'antenna. Queste deviazioni di frequenza, a loro volta, possono essere di due tipi: scandite a passi discreti o modulate in modo pressoché continuo.

Le antenne interessate da questo principio sono quelle che basano il loro funzionamento sul fenomeno della risonanza; in questo caso la loro lunghezza elettrica³ determina la frequenza operativa, la banda e le distribuzioni di corrente superficiale. La riconfigurabilità in frequenza si ottiene tramite la variazione della lunghezza elettrica tipica della struttura, resa possibile da svariati meccanismi di riconfigurazione, per i quali si rimanda al par. 3.3. Si prenda come esempio il dipolo a mezz'onda in Fig. 3.5 il quale può venire

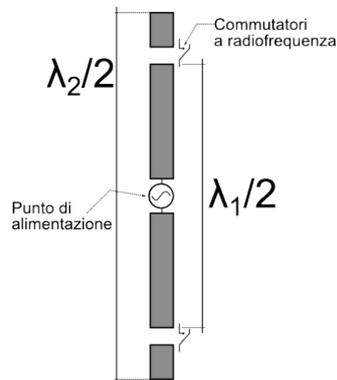


Figura 3.5: Dipolo a mezz'onda riconfigurabile.

riconfigurato in frequenza variando la lunghezza elettrica della struttura, strettamente correlata alle dimensioni fisiche; l'utilizzo di due switch a radiofrequenza elettricamente controllati, posti ai due estremi dell'antenna, permette la connessione di strutture aggiuntive che aumentano la lunghezza d'onda del campo risonante e diminuiscono la frequenza operativa che risulta in questo modo selezionabile tramite il comando degli switch fra due valori distinti.

A seconda del caso in questione, una struttura riconfigurabile in frequenza può comportare differenti caratteristiche radiative: la modifica dei percorsi di corrente infatti

³La lunghezza elettrica corrisponde allo sfasamento complessivo (in gradi) che il campo elettrico risente tra due estremi di una generica guida d'onda.

influenza il diagramma di radiazione mentre la variazione delle dimensioni totali può indurre cambiamenti nell'altezza o nell'area efficace, parametri che incidono sulla resistenza di radiazione dell'antenna. Nel dipolo riconfigurabile in Fig. 3.5 non viene modificata la natura del solido di radiazione dato che le correnti mantengono la stessa direzione e varia la resistenza di radiazione a causa della stretta dipendenza dall'altezza del dipolo.

3.4.2 Riconfigurabilità in polarizzazione

La distribuzione di corrente superficiale di un'antenna è diretta responsabile del tipo di polarizzazione del campo elettrico irradiato. Una variazione della distribuzione di correnti infatti può non coinvolgere soltanto la lunghezza elettrica dei vari percorsi, come visto nel par. 3.4.1, ma anche indicare un cambiamento di direzione delle correnti; sfruttando questo principio e dotando l'antenna di un metodo per controllare tali variazioni, si può riconfigurare la polarizzazione dell'onda elettromagnetica. Esempi di antenne patch ri-

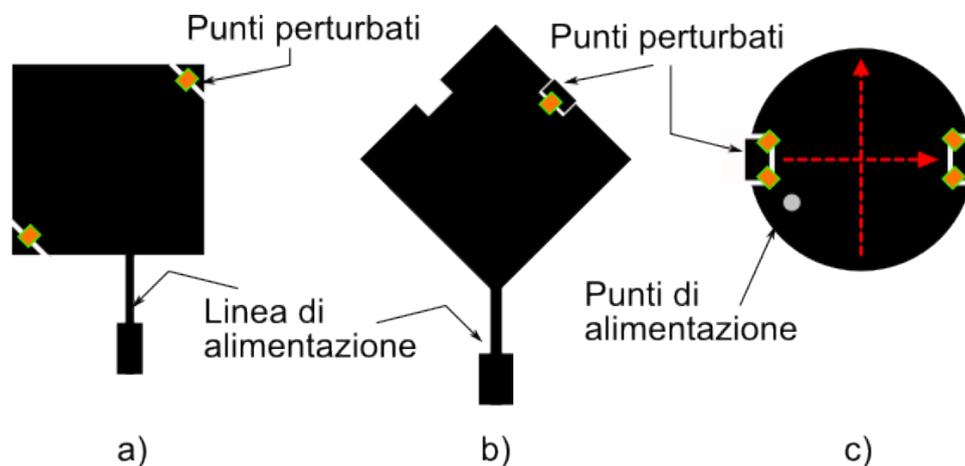


Figura 3.6: Esempi di antenne patch riconfigurabili in polarizzazione. a) Antenna patch a polarizzazione rettilinea o circolare. b) Antenna patch riconfigurabile in polarizzazione con carico reattivo variabile. c) Antenna patch circolare con polarizzazione selezionabile tra rettilinea o circolare

configurabili a singolo feed sono mostrati in fig. 3.6; per ottenere differenti polarizzazioni selezionabili che insistono sulla stessa struttura, si sfrutta l'effetto di lievi perturbazioni della forma che possono venire comandate dall'esterno con commutatori a radiofrequenza. Queste permettono la scelta di diverse polarizzazioni, rettilinee o ellittiche, tramite l'instaurarsi nella cavità di più modi opportunamente sfasati che causano la diversificazione del rapporto assiale⁴ tra le varie configurazioni.

La direzione di oscillazione del campo elettrico è un parametro molto importante per un collegamento radio; grazie ad un sua attenta fase di ingegnerizzazione è possibile:

- ottenere una migliore copertura ai limiti del raggio d'azione dell'antenna; l'utilizzo di una polarizzazione coerente con quella dell'antenna ricevente o, dualmente,

⁴Il rapporto assiale (*axial-ratio* - AR) è il rapporto fra le due componenti ortogonali di polarizzazione del vettore campo elettrico che viene irradiato nel mezzo.

il corretto orientamento dell'antenna ricevente elimina un eventuale contributo di attenuazione nel segnale ricevuto;

- sfruttare antenne con più polarizzazioni ortogonali per attuare tecniche di diversità o di multiplexing del segnale in modo da aumentare l'efficienza spettrale;
- ottenere un collegamento robusto e indipendentemente dalla posizione reciproca fra le antenne sfruttando polarizzazioni ellittiche o circolari come succede ad esempio per sistemi GPS.

Poiché questa tecnica, similmente alla riconfigurabilità di frequenza e alla riconfigurabilità del diagramma di radiazione (si veda par. 3.4.3), fa riferimento a modifiche dei percorsi delle correnti, è inevitabile che vi siano modifiche nell'adattamento. La difficoltà maggiore è dunque l'ottenimento di antenne con polarizzazioni variabili che non presentino effetti collaterali dal punto di vista della frequenza di risonanza o della banda di adattamento, caratteristiche che in questi casi si preferisce mantenere inalterate.

3.4.3 Riconfigurabilità di radiazione

Le correnti impresse sulla struttura, siano esse di natura elettrica o magnetica, determinano il tipo e la forma di radiazione di campo lontano di cui l'antenna dispone. Quando è possibile cambiare intenzionalmente e in modo controllato il diagramma di radiazione di un'antenna durante il suo normale funzionamento in un sistema radio, si parla di *riconfigurabilità in frequenza*. Dal punto di vista progettuale, la sintesi di queste strutture riprende i principi delle schiere: il controllo dell'ampiezza e dello sfasamento delle correnti in varie zone dell'irradiatore contribuisce a modificare il campo elettrico irradiato, similmente a quanto succede per le schiere dove il fattore di composizione determina il solido di direttività.

Usualmente la riconfigurabilità di radiazione è affiancata ai concetti di *beamforming* e di antenne direttive; l'insieme di questi fattori permette di migliorare l'efficienza spettrale, concentrando l'energia in una determinata direzione, e favorisce l'integrazione di più antenne sullo stesso apparato in accordo ai dettami della tecnologia MIMO.

Lo svantaggio apportato riguarda invece la complessità e il costo del sistema che devono essere bilanciati da adeguati miglioramenti nelle prestazioni.

A causa della perturbazioni delle correnti che questa tecnica richiede, risulta difficile rendere costante il comportamento in frequenza nelle varie configurazioni in quanto è impossibile garantire una lunghezza elettrica uguale per tutte. In particolare la banda di adattamento e la frequenza di risonanza possono variare drasticamente precludendo l'effettivo funzionamento del sistema riconfigurabile. Quindi mantenere costante la banda di funzionamento nei vari casi risulta essere uno degli obiettivi principali.

A tal fine, come visto nel par. 3.2, per antenne in cui è richiesto un elevato grado di riconfigurabilità e di adattamento su specifiche bande, si preferisce rendere riconfigurabili gli elementi secondari (parassiti o riflettori) posti in prossimità dell'antenna e non connessi elettricamente all'irradiatore principale (o elemento attivo); in questo modo se la frequenza operativa può essere mantenuta pressochè costante e determinata dall'elemento attivo, l'adattamento invece risente fortemente delle perturbazioni di campo vicino e si rende

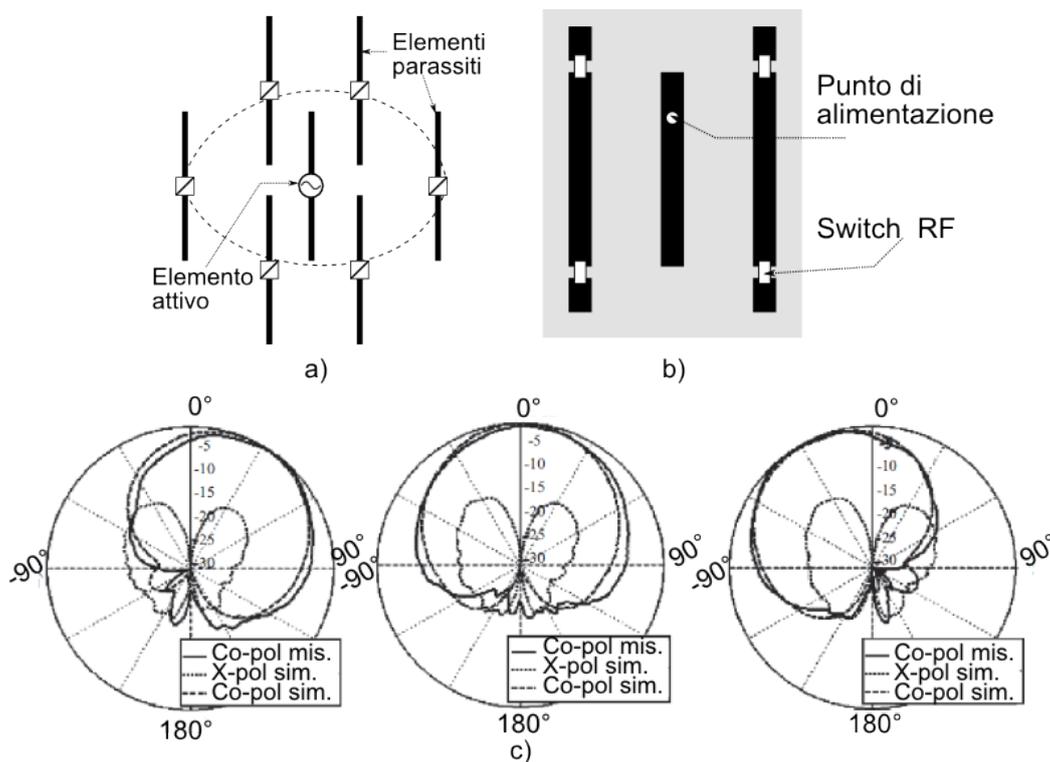


Figura 3.7: Esempi di antenne a parassiti con diagramma di radiazione riconfigurabile. a) Dipolo a polarizzazione verticale con elementi parassiti commutabili e diagramma riconfigurabile nel piano azimutale. b) Antenna su microstriscia con parassiti di lunghezza variabile che all'occorrenza divengono riflettori o direttori. c) Diagrammi di radiazione di tre diverse configurazioni nel piano azimutale dell'antenna in b).

necessario una soluzione di compromesso in cui risulta tollerabile una parziale variazione dell'impedenza d'ingresso.

Grazie ai meccanismi di attuazione elencati nel par. 3.3 e all'uso di parassiti o riflettori riconfigurabili è possibile ottenere variazioni di direttività e dell'angolo di puntamento dell'antenna; gli esempi in figura 3.7 mostrano alcuni metodi di utilizzo di elementi parassiti in cui l'effetto capacitivo di prossimità tra questi e l'elemento radiante primario permettono lo sfasamento tra le correnti in varie zone della struttura incidendo sul fattore di schiera.

In alternativa è possibile ottenere la modifica della direzione del fascio del campo elettromagnetico utilizzando il principio della radiazione di perdita (si veda par. 2.3.3), in base al quale l'angolo di radiazione può essere variato agendo direttamente sulla costante di propagazione; nel caso di un'antenna *leaky wave* su microstriscia, la modifica dei parametri della cella elementare permessa dall'impiego di carichi reattivi variabili (varactor), rende l'antenna capace di irradiare su angoli che variano da 0° (broadside) sino a 80° rispetto alla direzione di zenith.

Infine la tecnica che prevede variazioni del materiale, nonostante sia maggiormente utilizzata per variare la frequenza e richieda come stimoli esterni campi magnetici o elettrici statici, può essere applicata anche su eventuali superstrati che coprono l'elemento attivo;

variando infatti le costanti intrinseche di tali strati è possibile aumentare la direttività del fascio e, soprattutto, variare la direzione di quest'ultimo.

3.5 Analisi di riconfigurabilità su antenne miniaturizzate

L'applicazione delle suddette tecniche su antenne miniaturizzate è un campo di ricerca relativamente innovativo e rappresenta una sfida nell'ambito dell'integrazione del sistema d'antenna così costituito nei dispositivi a radiofrequenza attuali e futuri.

Il sistema d'antenna riconfigurabile miniaturizzato che viene esposto nei capitoli successivi vuole dimostrare la possibilità di ingegnerizzare il diagramma di radiazione comprendendo sia il modo omnidirezionale che diversi modi direttivi sullo stesso piano di riferimento. A questo scopo i risultati presentati in [16] mostrano come il guadagno di un'antenna miniaturizzata priva di perdite raggiunga valori limite pari a 3^5 quando vengono eccitati modi di ordine basso, generalmente dati da combinazioni dei modi sferici fondamentali TE_{01} e TM_{01} ; in dettaglio supponendo un coefficiente di correlazione $0 < \alpha < 1$ tra questi due modi e uno sfasamento $-\pi < \beta < \pi$ risulta

$$G_{max} = \frac{3}{2} \left(1 + \frac{2\alpha |\sin \psi \cos \beta|}{1 + \alpha^2} \right),$$

con ψ angolo di elevazione. In fig. 3.8 si può osservare che $G_{max} = 3$ quando $\psi = \pi/2$, $\alpha = 1$ e $\beta \in \{0, +\pi, -\pi\}$. Sempre in accordo ai risultati in [16] è possibile stimare il rapporto avanti-indietro⁶ (FBR) a partire dal guadagno massimo, in particolare:

$$FBR = \frac{G_{max}}{G_{back}} = \frac{G_{max}}{3 - G_{max}}.$$

L'utilizzo di modi di ordine superiore anche se nella teoria permette guadagni maggiori, si scontra con l'aumento del fattore di merito e con la bassa efficienza causata dalla difficoltà pratica nel realizzare opportune strutture di lancio per tali modi.

Altro ostacolo alla realizzazione di strutture compatte dotate di più configurazioni è dato dall'influenza della regione prevalentemente reattiva di campo vicino: come detto in precedenza il vantaggio in termini di frequenza operativa che deriva dall'impiego di parassiti riconfigurabili isolati dall'elemento attivo pone vincoli sulle distanze minime; proprio per le distanze in gioco però, la banda di adattamento risulta molto sensibile alle variazioni elettriche determinate dai meccanismi di riconfigurabilità.

Su quest'ultimo fatto risiede infine il problema principale: come visto nel par. 2.2.2 la miniaturizzazione implica un aumento del fattore di merito Q il quale è a sua volta inversamente proporzionale alla banda; in accordo a ciò risulta che antenne miniaturizzate che non fanno uso di piani di massa o riflettori estesi, sono strutture intrinsecamente a *banda stretta* e di conseguenza la perturbazione della banda di adattamento nelle varie configurazioni le rende non completamente utilizzabili per specifici servizi radio anche se

⁵Il valore è espresso in scala lineare e corrisponde a 4,77 dB.

⁶Il rapporto avanti-indietro (*front-back ratio FBR*) rappresenta la differenza in scala logaritmica fra il guadagno massimo (G_{max}) in una direzione e quello diametralmente opposto (G_{back}).

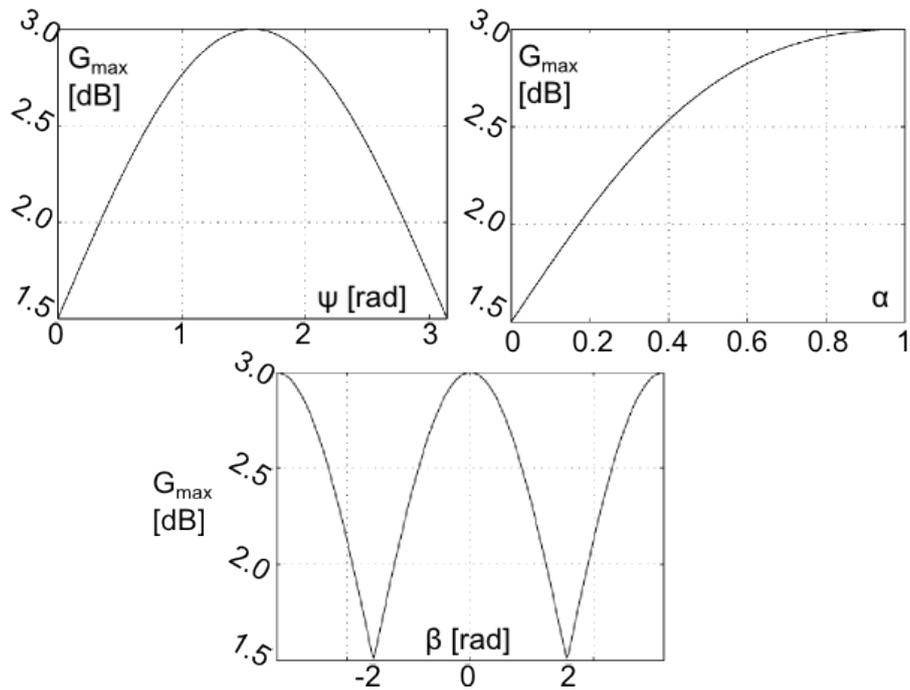


Figura 3.8: Guadagno in funzione dell'angolo di elevazione ψ (sinistra), del fattore di correlazione α fra i due modi di ordine inferiore (destra) e dello sfasamento β fra questi (sotto).

potenzialmente sono in grado di offrire vantaggi dal punto di vista della direttività, della direzione di puntamento e del rapporto avanti-indietro.

Infine la presenza di elementi controllabili rende necessario l'utilizzo di apposite *linee di controllo* (visibili in fig. 3.1) per comandare i dispositivi di attuazione che permettono la riconfigurazione in tempo reale dell'antenna; queste linee, nel caso in cui portino un comando elettrico, non devono influenzare il funzionamento dell'antenna e in esse non deve essere quindi presente alcuna componente di correnti a radiofrequenza, pena la diminuzione dell'efficienza di radiazione dovuta alle perdite ohmiche. A tale scopo ogni linea deve aderire ad un comportamento passa-basso bloccando la propagazione della corrente d'antenna e permettendo una corretta polarizzazione in continua di eventuali componenti attivi.

SVILUPPO DEL SISTEMA D'ANTENNA MINIATURIZZATO

Nel capitolo seguente vengono esposti i principi teorici e le fasi pratiche che hanno portato alla realizzazione del sistema d'antenna miniaturizzato riconfigurabile. Lo scopo principale del progetto è quello di raggiungere un elevato grado di riconfigurabilità utilizzando una struttura completamente planare che occupa un'area limitata ed è caratterizzata da dimensioni piccole rispetto alla lunghezza d'onda. La forma di riconfigurabilità cui il lavoro fa fede è quella che prevede una modifica del diagramma di radiazione con l'accorgimento di mantenere il più possibile inalterata la banda di adattamento, in modo così da rendere il sistema complessivo funzionale all'integrazione in dispositivi radio di uso comune (*Access Point, Smartphone, Notebook* ecc...).

In particolare per il resto della trattazione sarà considerata la banda ISM $2.41GHz - 2.48GHz$ su cui si basano parte degli standard 802.11 e saranno utilizzati le seguenti convenzioni:

- λ lunghezza d'onda in spazio libero. Qualora si intenda invece la lunghezza d'onda in un mezzo diverso dal vuoto o dall'aria viene utilizzato λ_g ;
- ω e f indicano rispettivamente pulsazione e frequenza di risonanza e sono legate dalla relazione $\omega = 2\pi f$;
- χ costante di propagazione complessa ($\chi = \alpha - j\beta$) comprendente sia il contributo di attenuazione α che quello della sola propagazione $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$;
- ζ impedenza d'onda nel vuoto (pari a $120\pi = 377 \Omega$);
- La spira possiede diametro d , circonferenza C ed area A .

4.1 Concetti basilari dell'implementazione

Il conseguimento di una forte e robusta riconfigurabilità di radiazione parte dal presupposto di ottenere la possibilità di modificare il solido di radiazione in modo controllato ottenendo un elevato numero di configurazioni per lo stesso. A questo scopo si è optato per la progettazione di un'antenna che grazie ad appositi meccanismi di riconfigurazione è in

grado di irradiare sia in modo omnidirezionale che in modo direzionale e, in quest'ultimo caso, è capace di variare l'angolo di puntamento in una specifica direzione.

D'altro canto l'esigenza di avere una struttura planare e compatta limita la distribuzione di corrente sulla struttura e oltretutto la rende difficile da modificare per conseguire diversità di radiazione (in base a quanto esposto in 3.4.3).

Per questi motivi si è scelto prima di tutto un'antenna planare a forma di spira, capace di irradiare in modo omnidirezionale sul piano in cui giace, con una polarizzazione orizzontale del campo elettrico. Affinché non vi fossero deviazioni di frequenza fra le varie configurazioni è stato isolato un elemento attivo non perturbabile da elementi parassiti periferici dotati di meccanismi di riconfigurabilità che inducono modi direttivi; inoltre al fine di miniaturizzare il tutto sono stati sfruttati i vantaggi derivanti dall'utilizzo della risonanza di ordine zero, caratteristica permessa dalla struttura in metamateriale utilizzata per implementare l'elemento attivo.

4.1.1 L'antenna a spira

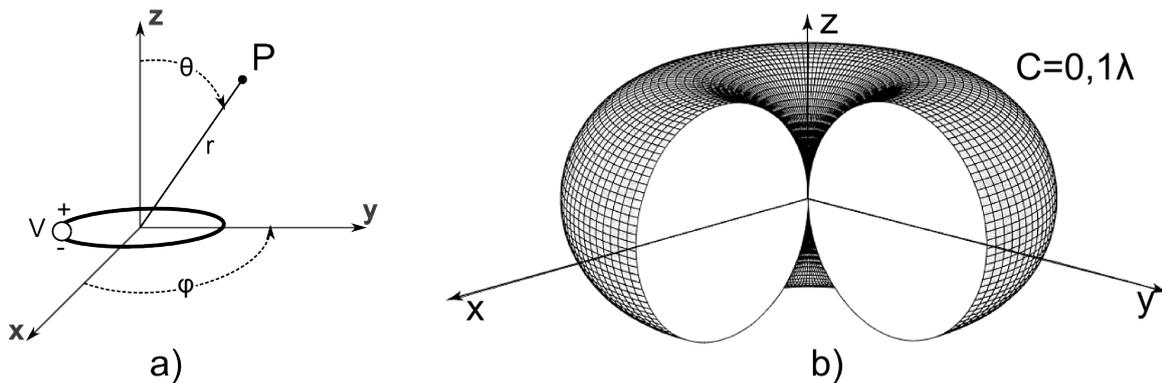


Figura 4.1: a) Antenna a spira nei sistemi di riferimento cartesiani e polari. b) Solido di radiazione di una spira con circonferenza pari a $0,1\lambda$.

L'antenna miniaturizzata a singola spira eredita le caratteristiche radiative dal dipolo elementare magnetico ed è formata da un conduttore che si ripiega su se stesso in modo da formare un percorso chiuso (tipicamente di forma circolare), di lunghezza molto inferiore alla lunghezza d'onda nel vuoto ($C < \lambda/4$).

Assumendo l'ipotesi di utilizzare una circonferenza come percorso chiuso e garantendo una lunghezza totale molto minore di λ è possibile ottenere una distribuzione di corrente caratterizzata dalla stessa fase in ogni punto del conduttore

$$I(\varphi) = I_0.$$

Le equazioni del campo elettromagnetico rispecchiano quelle di un dipolo magnetico elementare con la sola variazione del momento di dipolo magnetico, che risulta pari a $m = I_0 N A^1$, dove N è il numero di avvolgimenti. Considerando un sistema di coordinate

¹Il momento di dipolo rappresenta il contributo del magnetismo interno al campo magnetico totale della struttura.

polari come in fig. 4.1 per un punto potenziato P posto a distanza r valgono infatti:

$$E_\varphi = \frac{\zeta\beta^2 m}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{\beta r}\right) e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (4.1)$$

$$H_\theta = -\frac{\beta^2 m}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{\beta r} - \frac{1}{\beta^2 r^2}\right) e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (4.2)$$

$$H_r = \frac{\beta^2 m}{2\pi r} \left(\frac{j}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2}\right) e^{-j\beta r} \cos \theta \quad (4.3)$$

Nella regione di campo lontano contraddistinta da $\beta r \rightarrow \infty$ i termini in r di grado superiore al primo al denominatore apportano contributi trascurabili; il campo elettrico è dato dalla sola componente azimutale, indice peraltro della polarizzazione orizzontale, mentre il campo magnetico è dominato solo dalla componente di elevazione ortogonale alla precedente. Queste relazioni generano il solido di radiazione mostrato in fig. 4.1b, simile a quello di un dipolo elettrico con le configurazioni di campi magnetico ed elettrico invertite. In dettaglio:

$$E_\varphi = \frac{\zeta\beta^2 I_0 A}{4\pi r} e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (4.4)$$

$$H_\theta = -\frac{\beta^2 I_0 A}{4\pi r} e^{-j\beta r} \sin \theta \quad (4.5)$$

L'alimentazione della struttura avviene in modo bilanciato mediante un gap nella spira in cui viene applicata una sorgente a radiofrequenza; la relazione fra tensione d'ingresso e corrente d'antenna è regolata dall'impedenza d'ingresso Z_i dell'antenna. Dal punto di

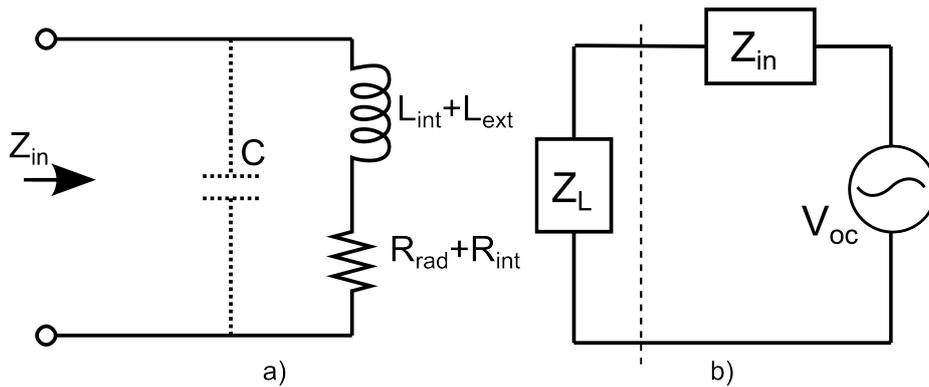


Figura 4.2: a) Impedenza vista dai terminali d'ingresso di un'antenna a spira (equivalente elettrico). b) Circuito equivalente di un'antenna a spira usata in ricezione.

vista elettrico ideale un percorso chiuso di corrente in regime variabile genera un campo magnetico ortogonale al piano della spira, ciò si traduce in una impedenza d'ingresso dominata da un effetto di tipo induttivo L_{ext} ; la parte reale R_{rad} invece tiene conto degli effetti di radiazione di tale spira. Quando la struttura è realizzata con componenti reali, a questi effetti si aggiungono gli effetti intrinseci (Z_{int}) causati dalle perdite ohmiche R_{int}

e dall'autoinduttanza L_{int} delle correnti nei conduttori. Riassumendo:

$$Z_i = Z_{int} + Z_{ext} = (R_{int} + R_{rad}) + j\omega(L_{int} + L_{ext}) \quad (4.6)$$

$$R_{rad} = \frac{\zeta}{6\pi} \beta^4 (NA)^2 \quad (4.7)$$

Se la spira è composta da più avvolgimenti l'impedenza è caratterizzata anche da una capacità parallelo che rappresenta gli accoppiamenti parassiti che inevitabilmente creano uno sfasamento di corrente lungo la struttura.

Come indicato in [17], la resistenza di radiazione è proporzionale al quadrato dell'area della spira e al quadrato del numero di avvolgimenti secondo la (4.7). In seconda analisi, nel caso di una singola spira miniaturizzata, si ottiene l'efficienza di radiazione

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{int}},$$

generalmente di valore molto basso se confrontata a quella di un dipolo elettrico, a causa del contributo dominante di R_{int} rispetto alla resistenza di radiazione. Quando utilizzata in ricezione l'antenna a spira offre elevata sensibilità al campo magnetico: il circuito equivalente in fig. 4.2b mostra la tensione indotta V_L su un carico Z_L connesso ai terminali d'ingresso, data infatti la tensione a vuoto V_{oc} , la bassa impedenza d'antenna comporta un elevato valore di tensione in uscita:

$$V_L = V_{oc} \frac{Z_L}{Z_L + Z_{in}}.$$

Per questa notevole sensibilità le antenne a spira sono solitamente impiegate in ricezione, come sonde di campo magnetico a basse frequenze, e difficilmente vengono utilizzate come trasmettitori.

In trasmissione il campo elettromagnetico irradiato è duale rispetto a quella di un dipolo elettrico e di conseguenza la direttività D assume lo stesso valore, pari a

$$D \simeq 3/2.$$

4.1.2 L'utilizzo di elementi parassiti

Una possibile tecnica che permette di variare il fascio di radiazione di un'antenna mantenendo la frequenza operativa inalterata è basata sull'utilizzo di elementi parassiti elettronicamente commutabili; l'artefice della modifica del diagramma di radiazione è lo sfasamento fra le correnti che si distribuiscono nelle varie zone della struttura. Dal punto di vista analitico il fenomeno può essere descritto dalla teoria delle schiere, con l'unica differenza che i parassiti non sono direttamente collegati a dispositivi di ricezione o trasmissione ma sono alimentati per effetto dell'accoppiamento presente con l'unico elemento alimentato.

Per comprendere come sia possibile l'impiego di questi elementi secondari isolati in un sistema riconfigurabile è bene chiarire il comportamento elettrico del fenomeno di risonanza; in presenza infatti di una corrente a radiofrequenza che si distribuisce lungo un percorso approssimativamente pari a metà della lunghezza d'onda, si ottiene la massima ampiezza

di corrente possibile in quella determinata struttura, dovuta principalmente all'annullamento della parte reattiva del circuito equivalente; qualora invece non fosse possibile raggiungere un comportamento "vicino alla risonanza" la corrente assume valori minori e, se opportunamente controllati, anche trascurabili. Quanto esposto vale principalmente per antenne che basano il loro funzionamento sul fenomeno della risonanza.

Un elemento parassita può essere reso riconfigurabile interrompendo la dimensione lungo cui si instaura il fenomeno di risonanza; in un dipolo a mezz'onda ciò si traduce nell'interruzione dell'altezza, infatti ponendo uno switch elettronicamente comandato in un apposito gap della struttura (preferibilmente al centro) in modo che l'interdizione di quest'ultimo crei due diversi percorsi isolati, si riescono ad avere due stati:

1. Quando il commutatore è acceso non vi sono interruzioni al percorso della corrente, la quale può risonare come se il parassita non fosse perturbato; tuttavia nel caso pratico l'utilizzo di *switch* reali comporta una perdita di inserzione e uno sfasamento che pesano sulle prestazioni complessive.
2. Quando l'interruttore è interdetto si creano due strutture non risonanti alla frequenza utilizzata e, essendovi generalmente una limitata quantità di corrente indotta, influenzano in maniera trascurabile l'ambiente circostante. In ambito di irradiazione, essi sono trasparenti al campo elettromagnetico che li investe e non perturbano la radiazione complessiva.

Nel caso reale la bontà del funzionamento è determinata principalmente dall'isolamento garantito dal dispositivo di commutazione.

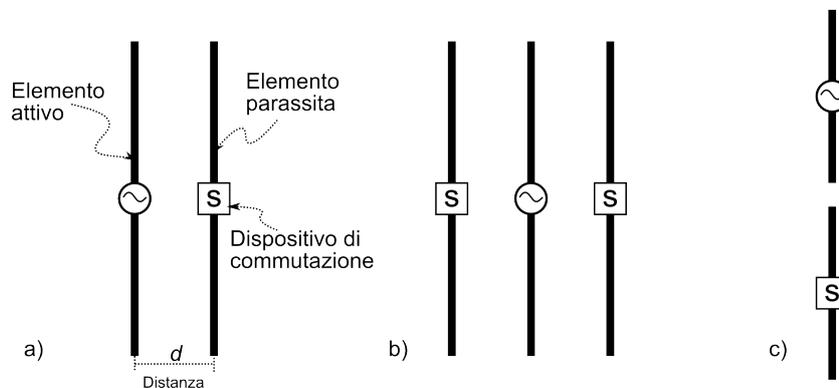


Figura 4.3: a) Sistema riconfigurabile a dipoli costituito da un elemento attivo e un elemento parassita posto a distanza d . b) Antenna riconfigurabile a due elementi parassiti commutabili. c) Antenna a parassiti collineari.

La distanza tra l'elemento attivo e i parassiti è un parametro molto sensibile poiché influenza pesantemente le caratteristiche di radiazione in campo lontano; in riferimento al caso presentato in fig. 4.3a, in risposta al cambiamento della distanza d , il parassita si comporta in modi sostanzialmente diversi: se i due elementi sono paralleli e posti a piccole distanze ($d \ll 0.1\lambda$) l'efficienza di radiazione totale diminuisce drasticamente per via dell'accoppiamento reciproco della struttura "bifilare" con correnti in opposizione di fase (similmente a quanto succede per le antenne *meandering*) che creano fenomeni di

interferenza nella regione di campo lontano; se la distanza reciproca viene invece ottimizzata, l'elemento secondario si comporta alla stregua di un piano di massa, ossia permette che le correnti su di esso svolgano il ruolo delle componenti virtuali dettate dal teorema delle immagini; in questo modo si modifica direttamente il fattore di composizione della schiera, infatti, in un punto posto a distanza r , il campo elettrico totale E_{tot} ivi presente causato del sistema a dipoli mostrato vale:

$$E_{tot} = \frac{j\omega\mu}{2\pi r\beta} \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin\theta} \underbrace{[I_V + I_S e^{-j\beta d \cos\varphi}]}_{\text{Fattore di schiera}}, \quad (4.8)$$

dove I_V ed I_S sono i fasori delle correnti rispettivamente sull'elemento attivo e sull'elemento parassita, i quali determinano la dipendenza del diagramma dall'angolo azimutale φ .

Negli esempi a) e b) in figura 4.3 gli elementi parassiti inducono un aumento di direttività, creando una direzione di massima radiazione; quando sono presenti più elementi parassiti si può modificare intenzionalmente l'angolo azimutale di puntamento agendo su dispositivi di commutazione appositamente connessi. In entrambi i casi la modifica del diagramma è determinata dalla precisa disposizione dei parassiti nei confronti dell'elemento attivo; per questo motivo utilizzando un orientamento coerente con la polarizzazione dell'elemento radiante principale è più immediata la riconfigurazione del diagramma mentre, nel caso c), siccome i dipoli sono collineari e il parassita è posizionato verso la direzione di minimo della radiazione del dipolo alimentato, il solido di radiazione è poco sensibile alla presenza del parassita.

Gli elementi parassiti possono inoltre dar origine ad antenne direttive di tipo Yagi-Uda [18],[19] dove un elemento attivo alimentato alla risonanza è posto tra elementi parassiti di dimensioni leggermente maggiori (che operano da riflettori) e uno più elementi isolati più corti, denominati direttori, che svolgono la funzione di direzionare la radiazione grazie allo sfasamento con cui il campo elettromagnetico irradiato li investe. Questa tipologia di antenna apre la strada alla possibilità di creare parassiti riconfigurabili nella forma che a seconda della loro posizione e della dimensione di volta in volta selezionata, si comportano o da direttori o da riflettori.

4.1.3 La risonanza di ordine zero

Nell'ambito della miniaturizzazione il vantaggio fondamentale derivante dall'impiego di metamateriali in strutture risonanti, come lo sono la maggior parte di antenne, si basa sulla possibilità di usufruire della *risonanza di ordine zero*. Come visto nel par. 2.3.3 a riguardo di linee risonanti periodiche costituite dalla ripetizione di celle unitarie CRLH, si possono ottenere una pluralità di modi di corrente, sia di ordine positivo (legati cioè da una costante di propagazione positiva che induce un ritardo di fase) che di ordine negativo, i quali derivano dalla caratteristica velocità di fase negativa della "propagazione negativa".

Tradizionalmente un'antenna risonante è caratterizzata da una dimensione la cui lunghezza effettiva è multiplo intero strettamente positivo di mezza lunghezza d'onda $l = m\frac{\lambda}{2}$ con $m = +1, +2, \dots$ indice del modo di risonanza; alla stessa maniera si può affermare che

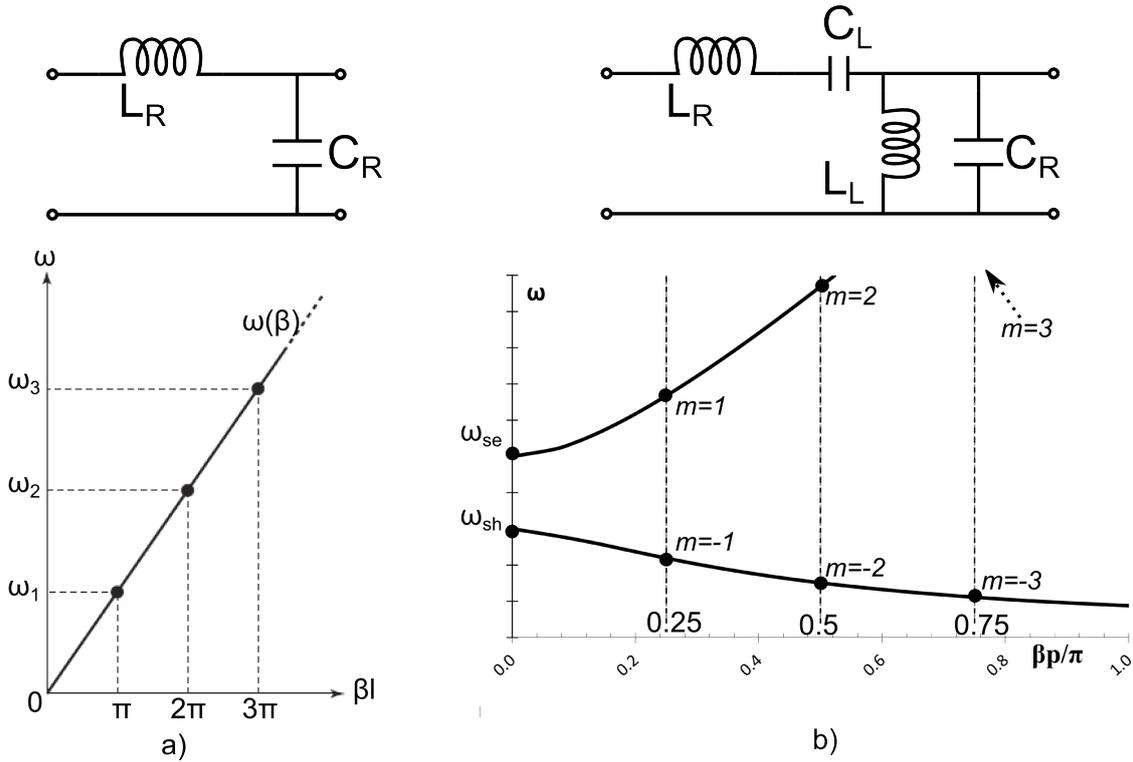


Figura 4.4: a) Circuito equivalente e diagramma di dispersione di un tratto di linea risonante infinitesimo. b) Circuito equivalente e diagramma di dispersione di una linea CRLH risonante formata dalla cascata di 4 celle elementari.

in queste strutture la lunghezza elettrica ϑ è multiplo intero di π , infatti:

$$\vartheta = \beta l = \frac{2\pi m\lambda}{\lambda} = m\pi.$$

Quanto esposto corrisponde a discretizzare il diagramma di dispersione $\omega(\beta)$ di una struttura risonante nei punti delle ascisse pari a multipli di π (fig. 4.4a), dando origine a un'infinità numerabile di frequenze di risonanza che sono in rapporto armonico rispetto alla fondamentale ω_1 . Tuttavia, nel momento in cui la struttura risonante è resa periodica e caricata da celle elementari CRLH, il diagramma di dispersione viene perturbato e, a seconda della frequenza considerata, si hanno comportamenti sinistrorsi o destrorsi. L'organizzazione periodica a M celle implica una lunghezza complessiva $l = Mp$ con p pari all'estensione della cella unitaria e il vincolo $p < \lambda/4$ per non perturbare l'isotropia della linea; per quanto detto i modi di risonanza in questo caso si ottengono da

$$\beta Mp = m\pi \tag{4.9}$$

$$\beta p = \frac{m\pi}{M} \text{ con } m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N - 1), \tag{4.10}$$

in particolare la 4.10 identifica la *prima regione di Brillouin* e i modi di risonanza avvengono in corrispondenza dei *numeri d'onda di Bloch* ($\frac{m\pi}{N}$). Come si può osservare dalla

fig. 4.4b la struttura composita così ottenuta è caratterizzata sia da $N - 1$ modi positivi² (indice del comportamento destrorso) che da altrettanti modi negativi derivanti dalla propagazione negativa, che condividono con i primi la medesima configurazione del campo elettromagnetico (stesso valore della costante di propagazione), ma con una velocità di fase discorde; inoltre a causa della non linearità della propagazione che si instaura, si perde il rapporto armonico tra di essi.

In aggiunta a questi modi la struttura supporta anche il modo di ordine zero ($m = 0$) che è caratterizzato da una costante di propagazione nulla $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = 0$ e quindi da una lunghezza d'onda infinita; più in dettaglio con riferimento alla nomenclatura di figura 4.4 e alla funzione $s(\omega)$ presentata in (2.26) si ha:

$$\beta(\omega) = \frac{s(\omega)}{p} \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \frac{L_R C_L + L_L C_R}{L_L C_L}} \quad (4.11)$$

$$\text{Zeri di } \beta(\omega): \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (4.12)$$

$$Z_C = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} \quad \text{con } Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}, \quad (4.13)$$

dove Z_C rappresenta l'impedenza caratteristica della linea e permette di collocare le pulsazioni con $\beta = 0$ nel diagramma di dispersione. In [20] si dimostra che la risonanza di ordine zero si instaura ad uno degli estremi della banda di stop (ω_{se} o ω_{sh}) a seconda che la struttura risonante sia terminata in un corto circuito o in un aperto. La risonanza con $m = 0$ è caratterizzata da uno sfasamento $\Delta\vartheta = \beta p = 0$ che scaturisce da un'opportuna scelta dei valori caratteristici della cella (L_R, C_R, L_L, C_L) ed è indipendente dalle dimensioni fisiche; la lunghezza d'onda teoricamente infinita comporta una distribuzione di campo uniforme lungo la struttura da cui si estraggono due vantaggi fondamentali nel campo delle *small antenna*:

1. diminuzione delle perdite ohmiche della struttura causate da eventuali concentrazioni di correnti nei punti di discontinuità e quindi miglioramenti tangibili nell'efficienza di radiazione complessiva.
2. incremento dell'area efficace³, parametro correlato alla direttività massima D_{max} secondo la relazione $A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_{max}$; grazie al modo di ordine zero l'area efficace assume un valore maggiore rispetto ad una pari antenna risonante nel suo modo fondamentale.

4.2 L'antenna riconfigurabile "ZOR loop"

4.2.1 Il loop con risonanza di ordine zero

La scelta dell'elemento attivo per il sistema riconfigurabile proposto è ricaduta su un'antenna a spira formata dalla cascata di 4 celle elementari CRLH; questa implementazione

²I modi con indice pari al numero di celle $m = N$ identificano la risonanza di Bragg della cella unitaria e per questo non vengono considerati ai fini della propagazione.

³L'area efficace rappresenta la potenza che è catturata dall'antenna se investita da un'onda piana [17].

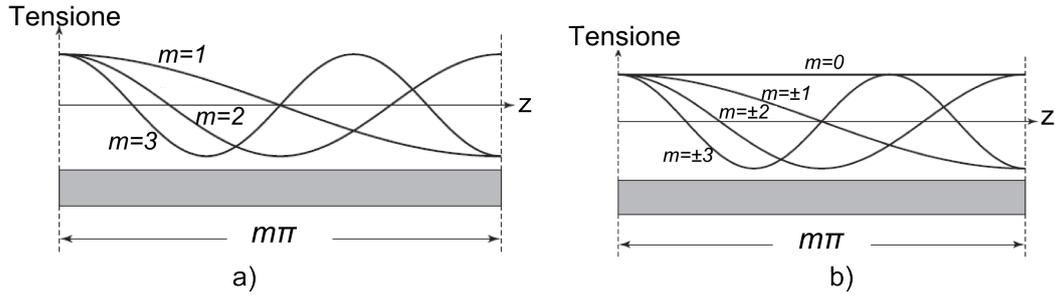


Figura 4.5: a) Tensione in funzione della posizione in una linea di trasmissione destrorsa per diversi modi positivi. b) Tensione lungo una linea CRLH per diversi modi di risonanza.

completamente planare è capace di irradiare in modo omnidirezionale nel piano in cui giace la struttura con efficienza elevata e allo stesso tempo con dimensioni compatte rispetto alla lunghezza d'onda considerata.

Il modo omnidirezionale si ottiene anche mediante l'impiego di un monopolo, ma in questo caso sarebbe necessario uno sviluppo tridimensionale dell'antenna e la presenza di un piano di massa relativamente esteso che ostacolerebbe il processo di miniaturizzazione. Dal canto suo l'antenna a spira invece permette l'omnidirezionalità fintantoché la corrente su di essa è mantenuta in fase; per questo motivo, come visto nel par. 4.1.1, la tipologia più indicata è quella del *small loop* con diametro al massimo pari a $0,1\lambda$ e una distribuzione di corrente uniforme che permette un solido di radiazione uguale a quello di un dipolo, con la configurazione dei campi duale.

Tuttavia antenne di queste dimensioni sono poco efficienti, infatti per una spira a singolo avvolgimento ($N=1$) funzionante a $f = 2.44 \text{ GHz}$ si ottiene:

$$\lambda = 123 \text{ mm} \quad d = 0,1\lambda = 12.3 \text{ mm} \quad A = 119 \text{ mm}^2 \quad (4.14)$$

$$R_{rad} = \frac{\zeta}{6\pi} \beta^4 (NA)^2 \simeq 1.9 \Omega. \quad (4.15)$$

La chiave che permette di aumentare la resistenza di radiazione (R_{rad}) è per l'appunto l'aumento dell'area efficace della spira che si ottiene intervenendo direttamente sull'area geometrica; con la circonferenza totale lunga all'incirca 1λ si ottiene un'antenna risonante che in accordo all'analisi proposta in [17] possiede le seguenti caratteristiche:

$$\lambda = 123 \text{ mm} \quad d = \frac{\lambda}{\pi} = 39.1 \text{ mm} \quad A = 1204 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

$$R_{rad} \propto (\beta r)^2 \simeq 100 \Omega, \quad (4.17)$$

oltre alla superficie 10 volte maggiore, il modo di corrente che si instaura nella spira penalizza la radiazione omnidirezionale a favore della comparsa di lobi secondari che si sviluppano nel piano ortogonale a quello su cui giace l'antenna e pertanto non utili agli scopi preposti in questo progetto.

La soluzione ottimale prevede di indurre correnti in fase lungo una spira con area elevata in modo da ottenere un diagramma omnidirezionale in campo lontano e contemporaneamente favorire la resistenza di radiazione. La sovrapposizione di una struttura

periodica tipica di una linea di trasmissione CRLH alla circonferenza lungo cui si distribuiscono le correnti porta alla formazione del loop in metamateriale; ciò comporta la presenza del modo di risonanza di ordine zero, che grazie al carico reattivo introdotto è incorrelato dalle dimensioni fisiche della geometria e riesce a mantenere lo sfasamento nullo lungo l'intera struttura risonante.

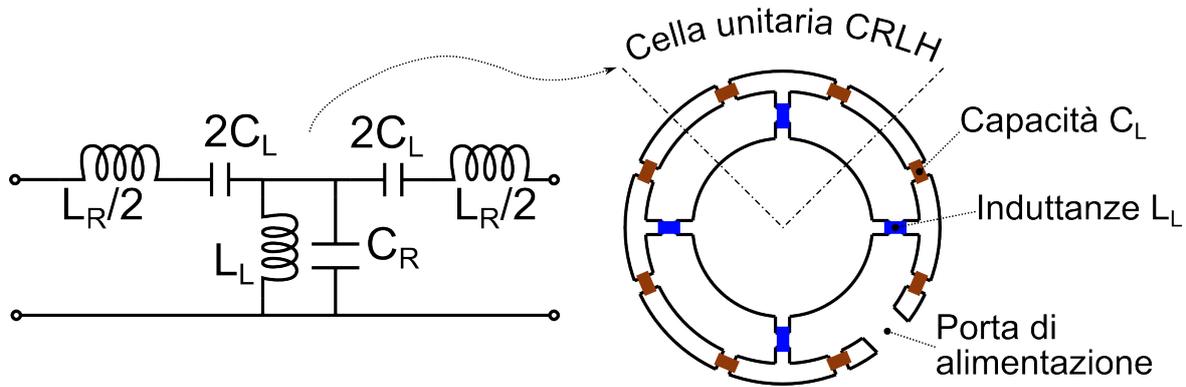


Figura 4.6: Antenna a spira realizzata mediante la ripetizione di 4 celle unitarie organizzate a "T" (circuito equivalente visibile a sinistra) in cascata.

Grandezza	Parametro	Valore
Substrato		FR4
Altezza substrato	h_s	1.6mm
Diametro antenna	d	19mm
Circonferenza spira	C	59,6mm
Larghezza linea della spira	w_f	1.3mm
Gap interno tra i due conduttori	g_1	3mm
Capacitori LH	C_L	0.8pF
Induttanze LH	L_L	1nH

Tabella 4.1: Parametri fisici dell'elemento attivo realizzato.

In fig. 4.6 è mostrato l'elemento centrale del sistema riconfigurabile proposto le cui dimensioni sono descritte nella tabella 4.1. L'implementazione è basata sulla cascata di 4 celle elementari CRLH organizzate come un quadripolo a "T", in cui cioè si dividono i contributi di C_L e L_R in due parti simmetriche. Per fornire alla cella la natura di metamateriale, oltre agli effetti parassiti reali che determinano i parametri C_R e L_R , sono stati utilizzati dei componenti discreti per L_L e C_L , i quali introducono il carico reattivo necessario per la propagazione negativa; in particolare data l'elevata reperibilità di valori commerciali e la facilità di realizzazione si è optato per componenti a montaggio superficiale (SMD).

La linea di trasmissione presentata necessita della presenza di un secondo conduttore per le correnti di ritorno che corrisponde alla metallizzazione concentrica posta all'interno del loop; teoricamente questo conduttore interno può essere a sua volta una spira concentrica, però, dato che le correnti in esso sono in opposizione di fase rispetto all'avvolgimento esterno e che queste due strutture sono molto vicine, si assisterebbe al fenomeno

di cancellazione del campo elettromagnetico lontano che rende l'antenna poco efficiente. L'utilizzo invece di una metallizzazione uniforme permette alle correnti che vi si instaurano un minore accoppiamento e in generale una minore ampiezza in modo da limitare tale fenomeno.

La scelta di una struttura circolare, anche se non indispensabile, provvede a mantenere contenute le perdite ohmiche causate dalla concentrazione di corrente in presenza di discontinuità geometriche presenti su eventuali forme poligonali.

L'analisi dei modi che si instaurano nell'antenna a spira parte dal presupposto di studiare l'andamento dei campi in funzione della posizione; in particolare indicando con ξ una qualsiasi grandezza elettromagnetica d'interesse della struttura e con ϱ_0 un angolo arbitrario che identifica un punto di essa, vale la relazione:

$$\xi(\varrho_0) = \xi(\varrho_0 + 2\pi) \quad \forall \varrho_0 \in [0, 2\pi), \quad (4.18)$$

o dal punto di vista della lunghezza fisica, con ς_0 punto arbitrario della circonferenza C

$$\xi(\varsigma) = \xi(\varsigma_0 + C) \quad \text{con } \varsigma_0 = \frac{\varrho_0}{\beta};$$

i modi risonanti della spira indicizzati da m derivano dalla soluzione di

$$C = m \frac{\lambda}{2},$$

l'insieme delle precedenti relazioni impone che gli unici modi possibili siano quelli di ordine pari e il modo di ordine zero, solo in questi casi infatti risulta vera la (4.18). Per l'antenna qui descritta i modi che si manifestano sono quelli con indici $m_1 = -2$, $m_2 = 0$ e $m_3 = +2$ mentre i modi di ordine ± 4 indicano la risonanza della cella unitaria che corrisponde alla risonanza di Bragg.

Il diagramma dell'impedenza d'ingresso Z_{11} dell'antenna in fig. 4.7a dimostra la compresenza di questi tre modi nei punti in cui si annulla la parte immaginaria; in particolare con $m_3 = 2$ si identifica la risonanza a onda intera della spira causata dalla lunghezza della circonferenza, pari a $C = \lambda_3 = \frac{c}{f_3}$. La medesima configurazione di campo elettromagnetico, dettata da un valore uguale della costante β , si ottiene con $m_1 = -2$ ad una frequenza nettamente inferiore, grazie all'utilizzo del metamateriale.

Il modo m_2 di ordine zero deriva dalla struttura risonante terminata in un corto circuito (in questo particolare caso richiusa su se stessa) e come detto in 4.1.3 la pulsazione a cui risuona è determinata dalle grandezze L_R e C_L secondo la relazione $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$. Le fig. 4.7b e 4.7c mostrano rispettivamente la distribuzione di corrente a sfasamento nullo tipica della risonanza di ordine 0 e il solido di radiazione omnidirezionale che deriva da tale simmetria. In fig. 4.19 viene mostrato invece il corrispettivo diagramma di direttività nel piano azimutale (piano $x-y$): si può osservare che la direttività media è aderente a quella teorica per un dipolo magnetico (1.5), tuttavia la perturbazione della linea causata dalla porta di alimentazione induce una leggera asimmetria sulle correnti che causa le fluttuazioni visibili nel diagramma, con valori che variano da picchi di 2 a minimi di 1.4.

Per il suo funzionamento nel modo di ordine zero l'antenna viene volutamente denominata anche "ZOR loop".

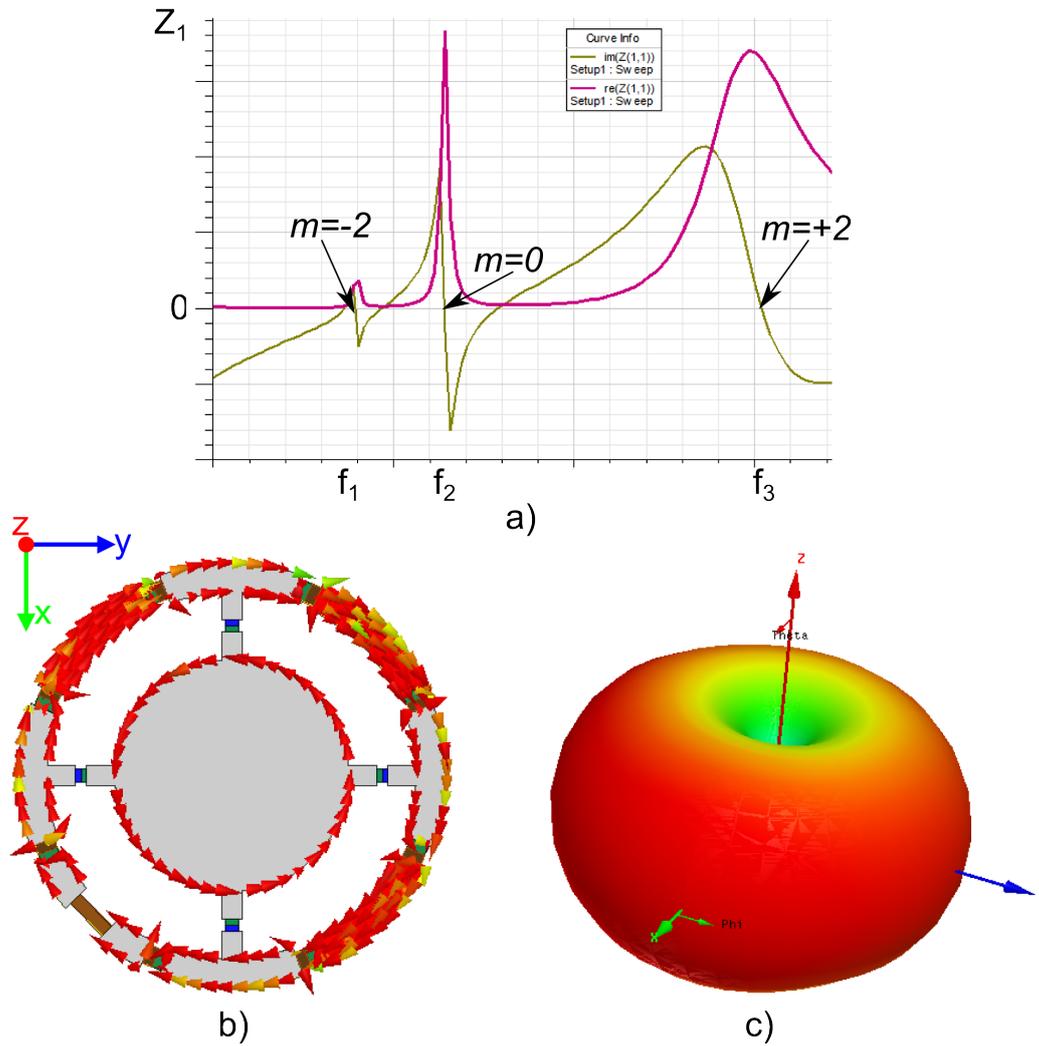


Figura 4.7: a) Impedenza d'ingresso della spira i metamateriale proposta. b) Distribuzioni coerente delle correnti nell'antenna per il modo di ordine zero alla frequenza f_2 . c) Solido di radiazione omnidirezionale del modo di ordine zero.

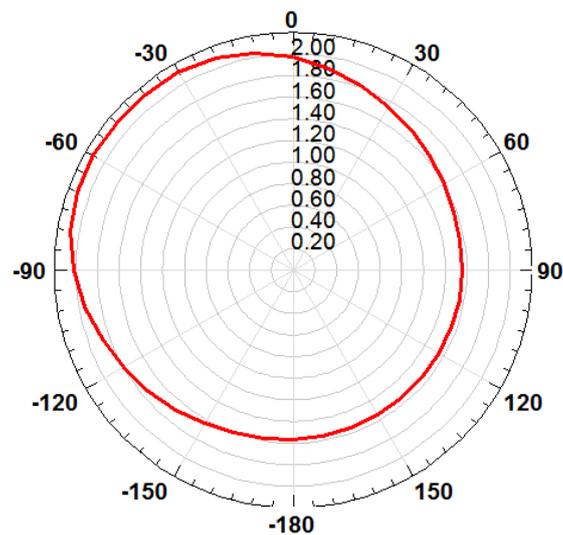


Figura 4.8: Diagramma di direttività per il modo di ordine 0 nel piano azimutale.

4.2.2 La rete di Balun

L'antenna a spira viene normalmente connessa ad un dispositivo di ricezione o trasmissione tramite un apposito gap ricavato lungo l'avvolgimento; ai morsetti d'ingresso che si ottengono in questo maniera si applica il segnale RF in tensione che viene trasformato in radiazione elettromagnetica. Questa forma di alimentazione è caratteristica di *antenne bilanciate*, ossia antenne i cui terminali d'ingresso sono sensibili ad un segnale differenziale bilanciato, non riferito cioè ad un nodo comune, che rispecchia la simmetria della struttura stessa (a valle di ogni morsetto d'ingresso infatti la geometria è identica).

Nei dispositivi radio di uso comune i frontend hardware utilizzati per modulare il segnale e pilotarlo verso gli elementi radianti dispongono di uscite sbilanciate che assumono come riferimento un nodo comune normalmente riferito a massa; la comodità di questa forma di alimentazione deriva dall'opportunità di usare guide d'onda coassiali o in microstriscia per connettere al sistema una o più antenne, usualmente situate in zone periferiche del dispositivo in modo da evitare accoppiamenti parassiti con altri circuiti.

La spira in metamateriale trattata dispone di un ingresso differenziale ricavato lungo la circonferenza esterna e per l'integrazione della stessa in un sistema di comunicazione *standard* è previsto l'utilizzo di una rete aggiuntiva che trasforma il segnale RF sbilanciato in un segnale differenziale; un tale dispositivo prende il nome di rete BALUN (*balance/unbalance*) ed è stata collocato a monte dell'antenna. I problemi più rilevanti che tale elemento apporta alla struttura riguardano i seguenti:

- aumento delle dimensioni totali. Sebbene si miri ad ottenere una struttura autorisonante, l'alimentazione da una porta differenziale richiede necessariamente una rete BALUN in prossimità dell'elemento radiante;
- l'eventuale struttura BALUN realizzata mediante transizioni da microstriscia a *stripline* richiede una porzione d'area relativamente estesa vicina all'antenna, e nel contesto della miniaturizzazione non rappresenta la scelta ottimale; in questi casi infatti si preferisce l'implementazione mediante dispositivi discreti.
- incremento delle perdite dovute alla propagazione nella rete aggiuntiva;
- perturbazione del diagramma di radiazione causata all'asimmetria introdotta e visibile sotto forma di fluttuazioni di direttività nel piano azimutale;

La fig. 4.9 mostra lo schema generale del circuito di BALUN ad elementi concentrati meglio noto come *lattice balun* [21] utilizzato per l'antenna ZOR loop. Il funzionamento del circuito si basa sulla divisione del segnale riferito al nodo comune mediante due filtri del primo ordine che operano in parallelo; questi hanno il compito di fornire alla porta differenziale d'uscita due segnali di uguale ampiezza ma in opposizione di fase, emulando quindi la distribuzione di corrente nelle linee differenziali. La realizzazione pratica supportata dall'analisi preliminare mediante il simulatore circuitale *Ansoft Designer* in fig. 4.10 mostra una prima divisione della linea mediante una "giunzione a T" da cui si creano due bracci su cui porre la fase di filtraggio: sul primo ramo viene creato un filtro LC passa basso che induce nel relativo terminale d'uscita un ritardo di fase pari a 90° ; similmente nel ramo opposto un filtro passa alto con la stessa frequenza di taglio (eguali valori degli elementi reattivi L_{bal} e C_{bal}) fornisce uno sfasamento di -90° . La porta differenziale

formata dall'insieme di questi due terminali risulta pertanto caratterizzata da un segnale differenziale, cioè con due polarità sfasate di 180° .

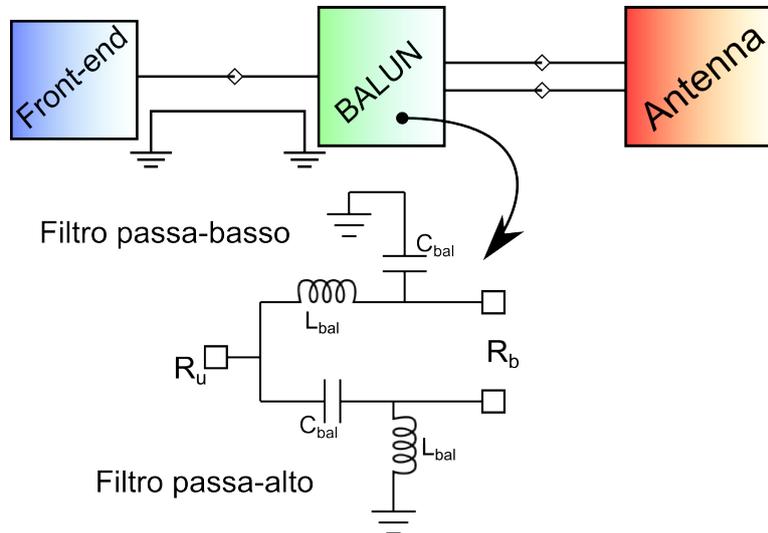


Figura 4.9: La rete di BALUN e il suo collocamento (in alto) in un sistema a radiofrequenza.

Il dimensionamento del circuito è regolato dall'impedenza desiderata alle porte (R_u per la porta sbilanciata e R_b per quella bilanciata) secondo le relazioni 4.19, 4.20, 4.21 e quindi la rete svolge anche la funzione di adattamento, molto utile per questa categoria di antenne compatte solitamente afflitte da impedenze usualmente inferiori a 50Ω ; si è assunto per la porta non bilanciata una resistenza d'ingresso $R_u = 50 \Omega$ mentre la resistenza equivalente vista alla porta differenziale in seguito ad un processo di ottimizzazione è stata posta pari a $R_b = 50 \Omega$.

$$R_{bal} = \sqrt{R_u R_b} = \sqrt{50 \cdot 50} = 50 \Omega \quad (4.19)$$

$$L_{bal} = \frac{R_{bal}}{2\pi f} = 3.3 \text{ nH} \quad (4.20)$$

$$C_{bal} = \frac{1}{2\pi f R_{bal}} = 1.3 \text{ pF} \quad (4.21)$$

Nel seguito vengono presentate le analisi simulative condotte prima a livello circuitale impiegando modelli SPICE di componenti reali e, in seconda istanza, creando una forma adatta per l'antenna proposta, mediante un simulatore di campo 3D (Ansoft HFSS). In quest'ultimo caso, nel tentativo di minimizzare l'area occupata si è optato per una forma molto compatta, con i due rami della lunghezza minima necessaria a contenere le sezioni di filtro.

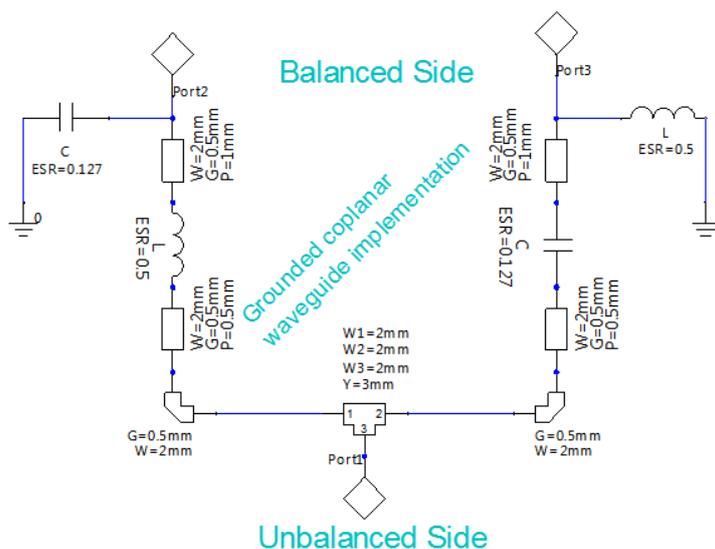


Figura 4.10: Struttura implementate in Ansoft Designer. La giunzione a T e i tratti di microstriscia (inclusi i punti di "gomito") appartengono alla libreria del software. I parametri reali dei condensatori e delle induttanze sono stati estratti dai relativi modelli SPICE resi disponibili dai produttori. I terminali indicati coi numeri 2 e 3 formano insieme la porta differenziale a cui va connessa l'antenna bilanciata.

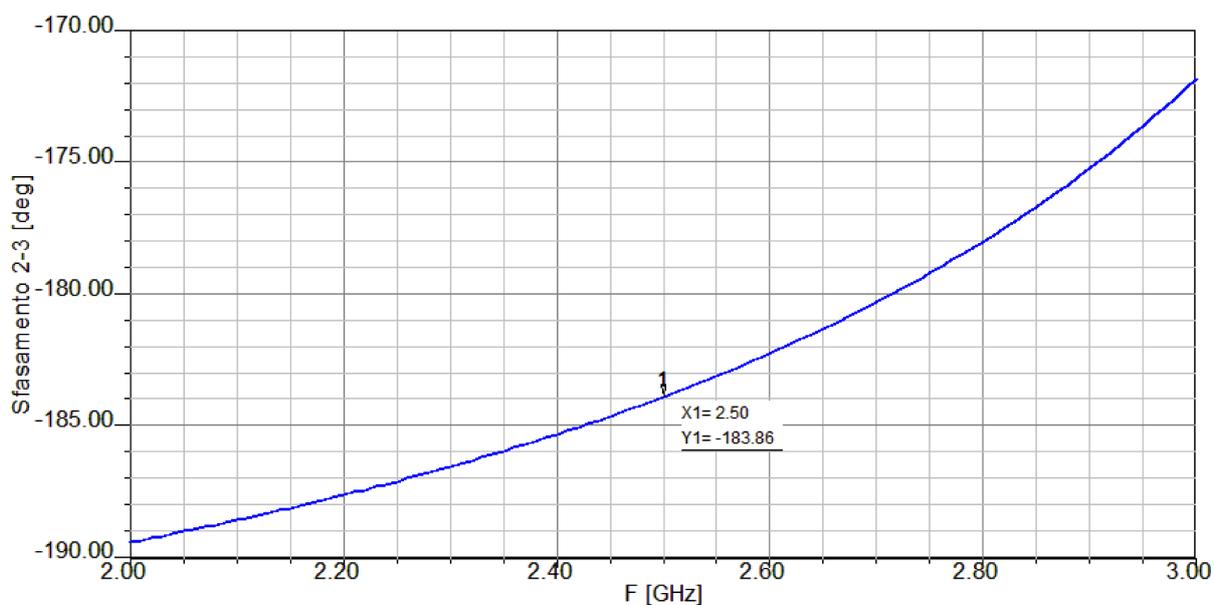


Figura 4.11: Differenza di fase tra i terminali 2 e 3 del circuito di figura 4.10. Nella banda di interesse l'ammontare dello sfasamento è mediamente pari a 183° .

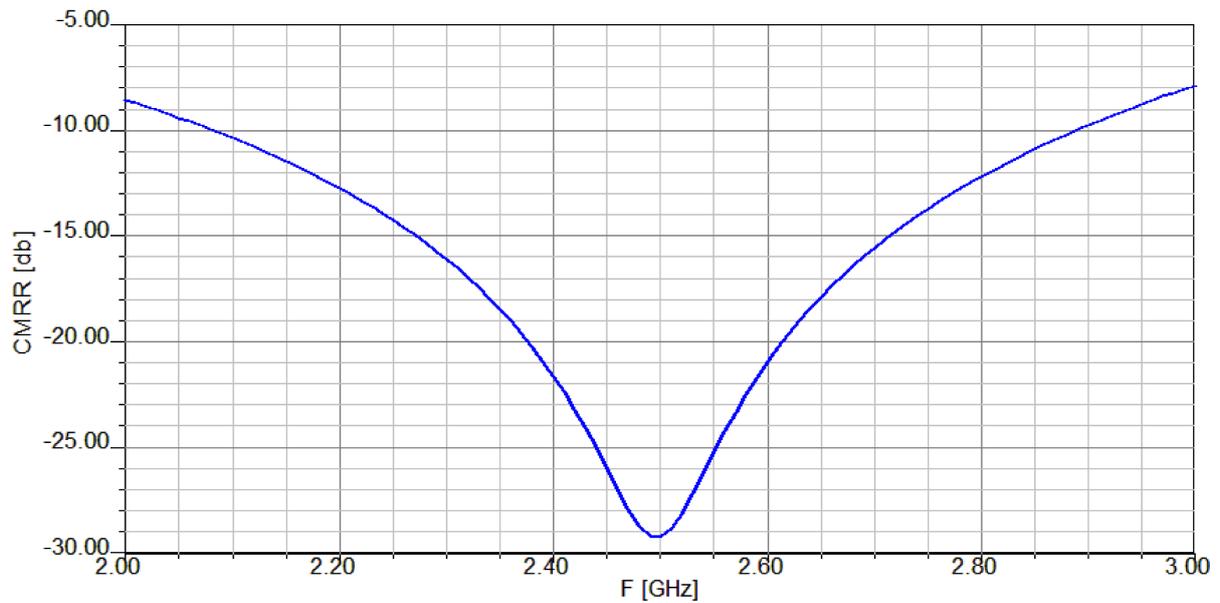


Figura 4.12: Rapporto di reiezione al modo comune (CMRR) definito come $CMRR = \frac{S_{1C}}{S_{1D}} = \frac{S_{12}+S_{13}}{S_{12}-S_{13}}$. Questa figura di merito rappresenta il rapporto tra la perdita d'inserzione nel modo differenziale rispetto al modo comune; il picco intorno a 2.5 GHz indica la predominanza in quella zona del solo modo differenziale.

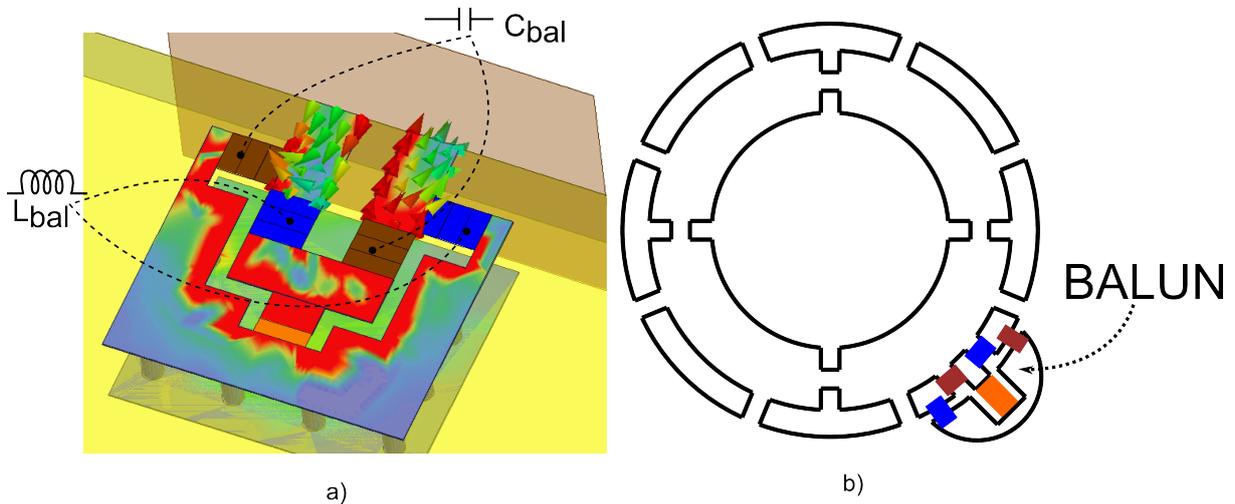


Figura 4.13: a) Esempio di struttura 3D miniaturizzata della rete di BALUN ad elementi concentrati, adatta per essere collocata nel perimetro esterno dell'antenna ZOR loop. La porta sbilanciata è stata dimensionata per accomodare un connettore di tipo U.FL. b) BALUN ottimizzato e integrato nel design definitivo dell'elemento centrale; l'ottimizzazione è stata condotta riducendo le aree di metallizzazione in cui l'intensità di corrente era minore.

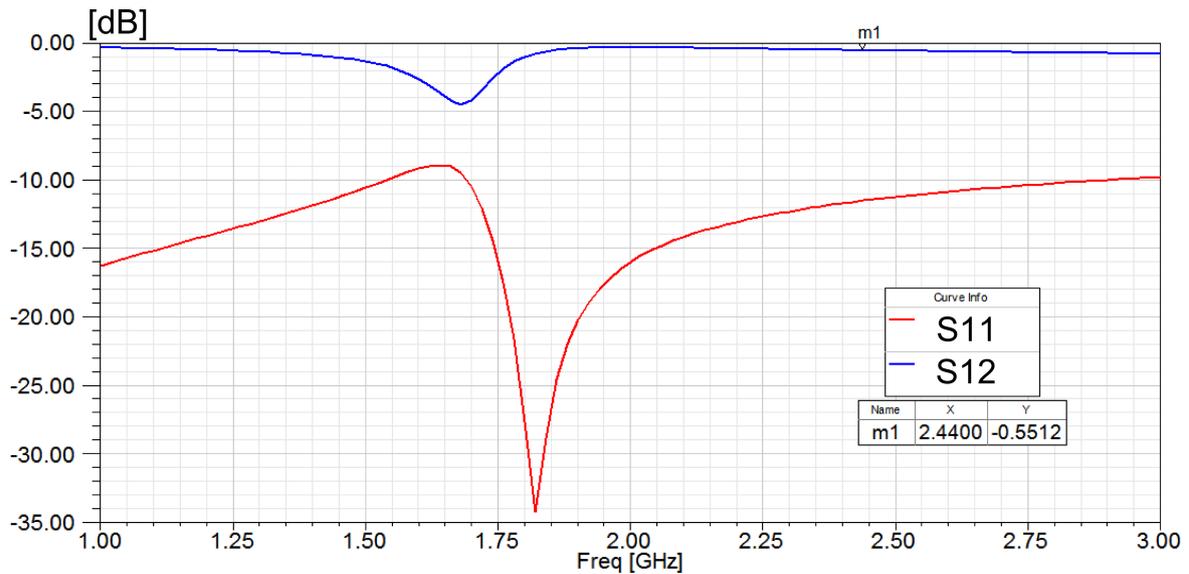


Figura 4.14: Modulo dei parametri S simulati della struttura mostrata in fig. 4.13a. La porta 1 indica l'ingresso riferito al nodo comune mentre la porta 2 rappresenta l'uscita differenziale. Il diagramma mostra una perdita di inserzione di circa 0.5 dB alla frequenza d'interesse e un livello di adattamento inferiore ai -10 dB in tutta la banda.

4.2.3 Gli elementi parassiti

In accordo a quanto precedentemente esposto, le potenzialità di riconfigurare le caratteristiche radiative dell'antenna proposta sono fornite da elementi parassiti elettricamente isolati dall'elemento attivo la cui lunghezza elettrica effettiva viene intenzionalmente modificata tramite dei commutatori a radiofrequenza; a questo scopo i diodi PIN sono risultati essere i dispositivi più agevolmente reperibili in commercio e integrabili in seguito alla fabbricazione planare utilizzata.

L'utilizzo di elementi isolati che accrescono la superficie occupata dall'antenna si scontra con l'obiettivo principale di miniaturizzare il sistema e, sebbene le analisi teoriche impongano precisi limiti di distanza reciproca per direzionare il fascio, nel lavoro proposto si analizzano le prestazioni raggiungibili dal sistema quando tali elementi parassiti sono posti in stretta vicinanza all'elemento attivo, condizione necessaria per adempiere agli obiettivi preposti in termini di dimensioni.

Dal momento che metallizzazioni e conduttori sono posti nella regione di campo vicino il loro effetto principale è indubbiamente la variazione dell'impedenza d'ingresso dell'antenna; tuttavia questo fatto può giocare a favore dell'adattamento, infatti la parte reattiva solitamente elevata dell'elemento attivo viene compensata dal carico fornito dai parassiti e la loro opportuna disposizione può indurre un aumento della resistenza di radiazione a favore dell'efficienza di radiazione totale.

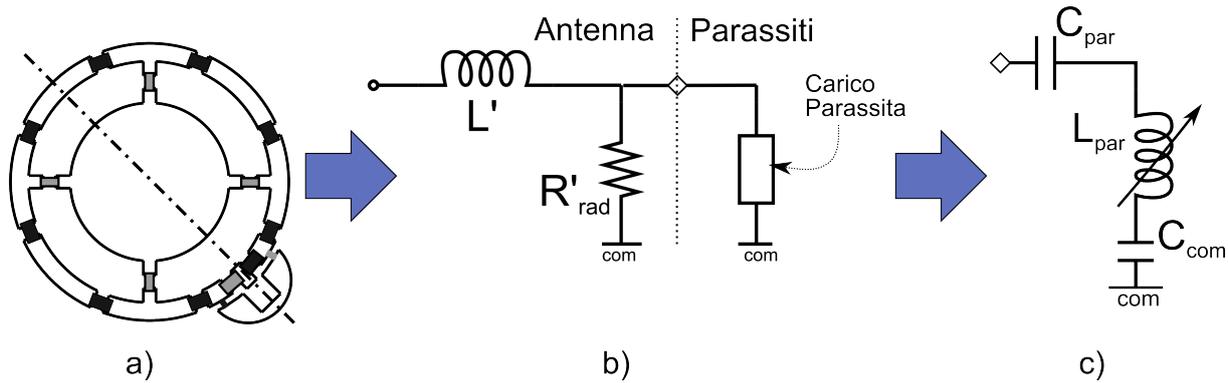


Figura 4.15: a) Piano di simmetria dell'antenna. b) Circuito equivalente dell'antenna considerando il modo pari. c) Circuito equivalente del carico parassita, C_{par} rappresenta l'accoppiamento con l'elemento attivo mentre l'induttanza variabile L_{par} indica il contributo induttivo dato dalle correnti nelle diverse configurazioni; l'isolamento delle strutture parassite dal nodo comune è rappresentato da C_{com} solitamente di valore molto basso.

La spira miniaturizzata è caratterizzata da un'impedenza d'ingresso prevalentemente induttiva che viene parzialmente compensata con l'implementazione in metamateriale; l'ausilio di perturbazioni controllate della regione di campo vicino fornisce la possibilità di un'ulteriore compensazione della reattanza e quindi una maggiore flessibilità di ottimizzazione.

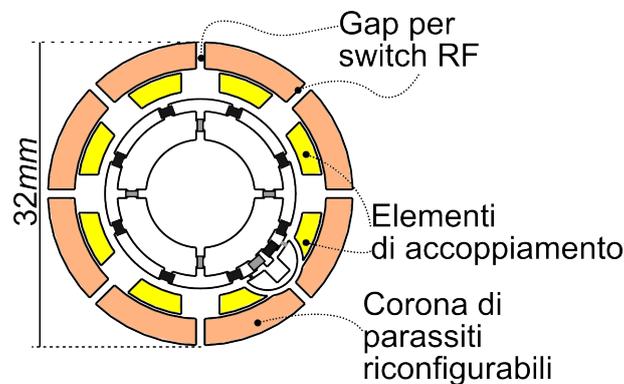


Figura 4.16: Antenna con elementi parassiti e elementi ausiliari di accoppiamento.

L'organizzazione dei parassiti mostrata in fig. 4.16 rispecchia questo principio: la struttura assume la forma di una corona circolare posta alla distanza di circa 4 mm dall'avvolgimento della spira e presenta delle interruzioni ogni 22.5° in cui vengono posizionati i dispositivi di commutazione; attivando o disabilitando tali switch si ottengono metallizzazioni più o meno lunghe che, all'evenienza, si comportano da riflettori, direttori o risultano trasparenti al campo. L'intercapedine che si viene a formare tra l'elemento radiante e gli elementi esterni è adatta a contenere interamente la rete BALUN, tuttavia dal punto di vista simulativo, l'accoppiamento capacitivo fornito non è risultato sufficiente a ottenere un struttura auto-risonante. L'aumento della capacità equivalente prevede

di diminuire la distanza, ma ciò comporta la diminuzione della resistenza di radiazione per via delle correnti in opposizione di fase su strutture accoppiate; con riferimento alle figg. 4.15 e 4.16, l'alternativa proposta prevede invece l'utilizzo di elementi ausiliari di accoppiamento isolati collocati nello spazio a disposizione tra le due strutture, con dimensioni ottimizzate da simulazione, in modo da aumentare l'accoppiamento capacitivo (modellizzato come C_{par}) senza modificare le distanze in gioco.

L'ottimizzazione delle distanze e delle dimensioni (riportate in tab 4.2) di tutti questi elementi permette di ottenere l'auto-risonanza dell'antenna nell'intera banda d'interesse.

Grandezza	Parametro	Valore
Raggio corona parassita	rp	16 mm
Larghezza corona parassita	wp	2.9 mm
Larghezza intercapedine	g2	3.6 mm
Lunghezza arco terzi elementi	a3	59,6 mm
Larghezza terzi elementi	la	2 mm
Gap tra terzi elementi e parassiti	g3	0.2 mm
Capacitori balun	C_{bal}	1.4 pF
Induttanze balun	L_{bal}	3 nH
Gap per switch RF	lc	0.6 mm

Tabella 4.2: Parametri fisici dell'intera antenna realizzata.

4.2.4 Il meccanismo di riconfigurazione

La corona parassita descritta nel par. 4.2.3 permette di congiungere i vari settori in cui è suddivisa mediante l'attivazione di diodi PIN posizionati negli spazi predisposti; i dispositivi utilizzati nello sviluppo del progetto sono i diodi PIN *Infineon BAR50-02V* le cui caratteristiche a radiofrequenza (isolamento e perdita di inserzione) misurate mediante un analizzatore di rete vettoriale sono presentate in fig. 4.17. I diodi (8) sono stati posizionati a passi di 22.5° e dotano l'antenna di 8 configurazioni direzionali; attivandone infatti 3 di adiacenti e uno diametralmente opposto a questi si ottiene una struttura che riprende il principio di funzionamento di un'antenna Yagi-Uda in cui l'elemento alimentato è posto tra un direttore ed un riflettore. Le dimensioni compatte e la vicinanza degli elementi parassiti comporta direttività generalmente minori rispetto ad antenne direttive di grandi dimensioni e di conseguenza un rapporto avanti-indietro minore, ciononostante gli ambiti d'impiego di antenne miniaturizzate richiedono specifiche diverse, generalmente più rilassate e perciò l'approccio utilizzato riesce a soddisfare con buone prestazioni tali requisiti.

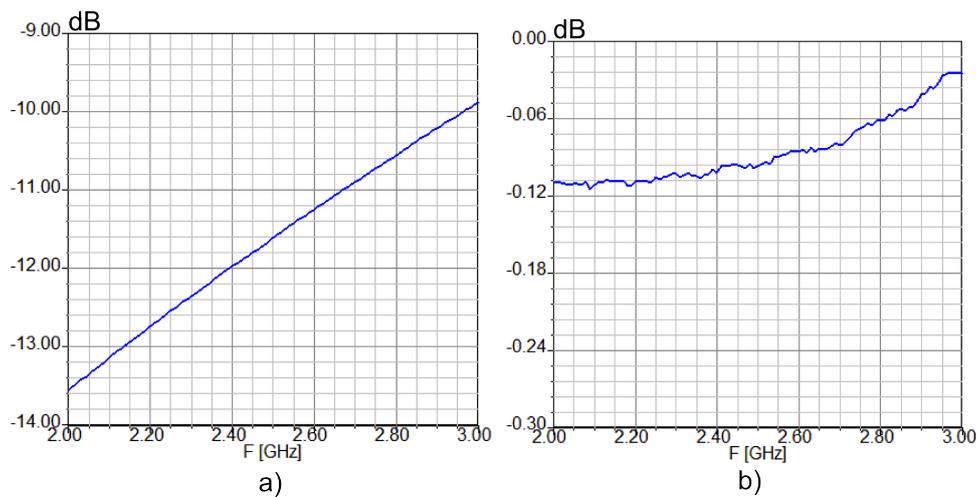


Figura 4.17: a) Isolamento misurato del diodo BAR50-02V in interdizione, con una differenza di potenziale di 0 V ai capi. b) Perdita di inserzione del diodo BAR50-02V con una differenza di potenziale di 1 V applicata ai capi.

Il modo omnidirezionale è intrinseco dell'elemento attivo e il suo utilizzo è preventivato dal fatto di tenere i vari settori della corona isolati elettricamente, con i diodi cioè tutti interdetti; in questo modo i singoli settori, essendo di estensione molto minore rispetto alla lunghezza d'onda del campo elettromagnetico risultano trasparenti alla radiazione. Benchè con tale configurazione l'omnidirezionalità venga mantenuta, la bassa resistenza di radiazione può essere incrementata utilizzando una particolare configurazione della corona circolare che prevede l'attivazione di 4 diodi posti come in fig. 4.19b; nella stessa figura sono mostrate due esempi di configurazioni che generano altrettanti modi direttivi.

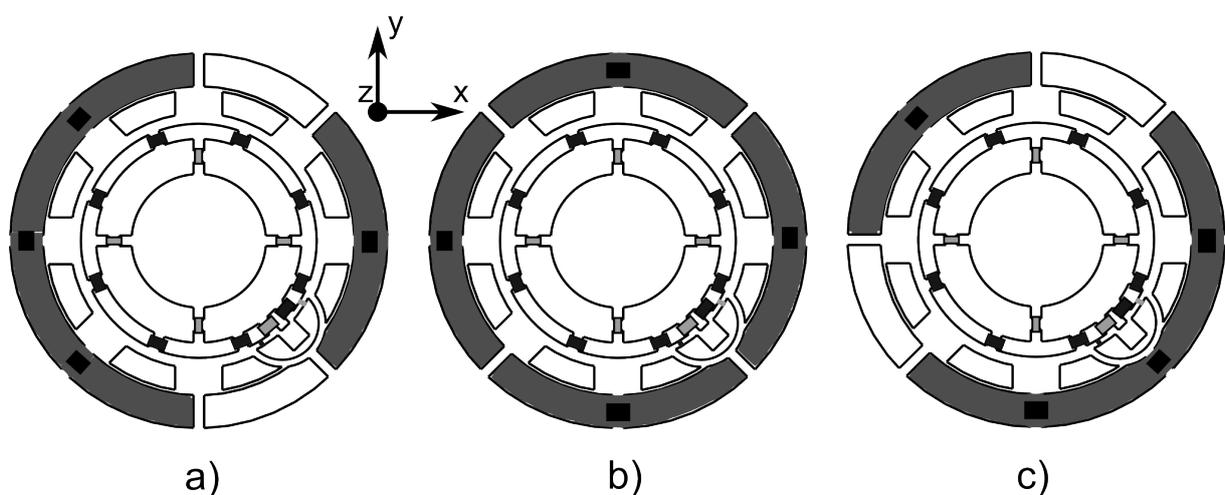


Figura 4.18: Configurazioni della corona parassita. a) Modo direzionale con orientazione 0° . b) Modo omnidirezionale. c) Modo direzionale con orientazione 135° .

Il sistema così composto è predisposto per funzionare nel modo di ordine nella banda $2.41 - 2.49 \text{ GHz}$, tuttavia l'effetto di celle reattive che emulano il metamateriale provoca un aumento dell'energia immagazzinata e, di conseguenza, del fattore di merito Q . La variazione del fattore di merito condiziona necessariamente la banda di adattamento [11]; di conseguenza i meccanismi di riconfigurazione che agiscono sui parassiti modificando l'impedenza d'ingresso provocano un vero e proprio spostamento della banda in funzione della configurazione selezionata (fig. 4.19a). Ciò trova conferma anche nel modello presentato in fig. 4.15, dove l'induttanza variabile modella i diversi percorsi di corrente che si instaurano per le diverse configurazioni.

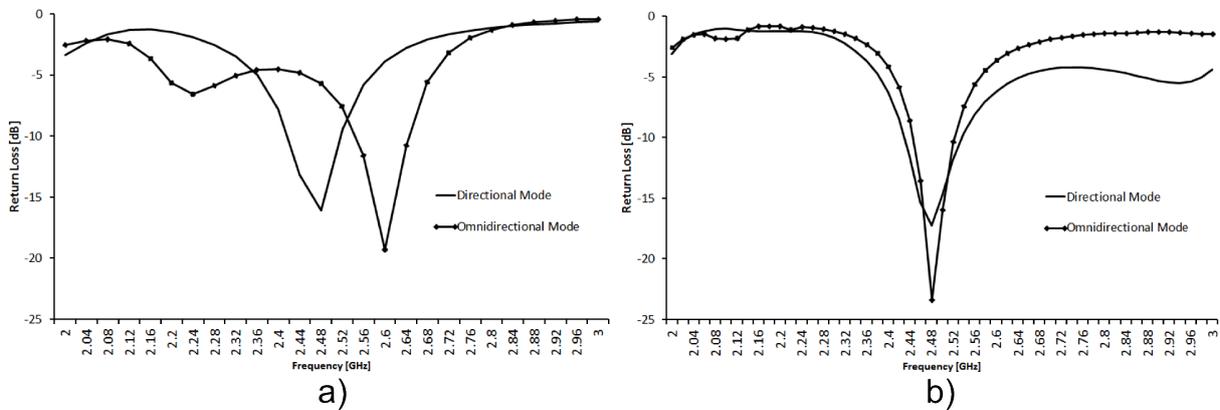


Figura 4.19: a) Spostamento di banda di adattamento causata dalla compresenza di radiazioni omnidirezionali e direzionali nel caso senza rete induttiva. b) Diagramma della perdita di ritorno dell'antenna con ulteriori strutture induttive.

Il problema appena esposto impedisce l'utilizzo delle funzionalità offerte dall'antenna riconfigurabile quando viene integrata in un sistema radio poichè solo alcune delle configurazioni risultano adattate e con accettabili valori di efficienza totale. Per risolvere tale inconveniente si è sfruttata la faccia del substrato opposta alla spirale in cui sono state create delle strutture secondarie il cui obiettivo principale è quello di rendere l'impedenza d'antenna il più possibile indipendente dal tipo di configurazione; si è scelto pertanto di agire direttamente sulla parte reattiva introdotta dagli elementi parassiti e in particolare sull'induttanza variabile, ponendo in parallelo ad ognuno dei settori della corona circolare un'induttanza fissa opportunamente dimensionata (realizzata mediante linee di conduttori e stub) e richiudendo l'insieme di queste linee in un nodo comune; si introduce così un ulteriore carico induttivo di impedenza complessiva minore rispetto all'induttanza dei parassiti L_{par} , che ne maschera la variabilità.

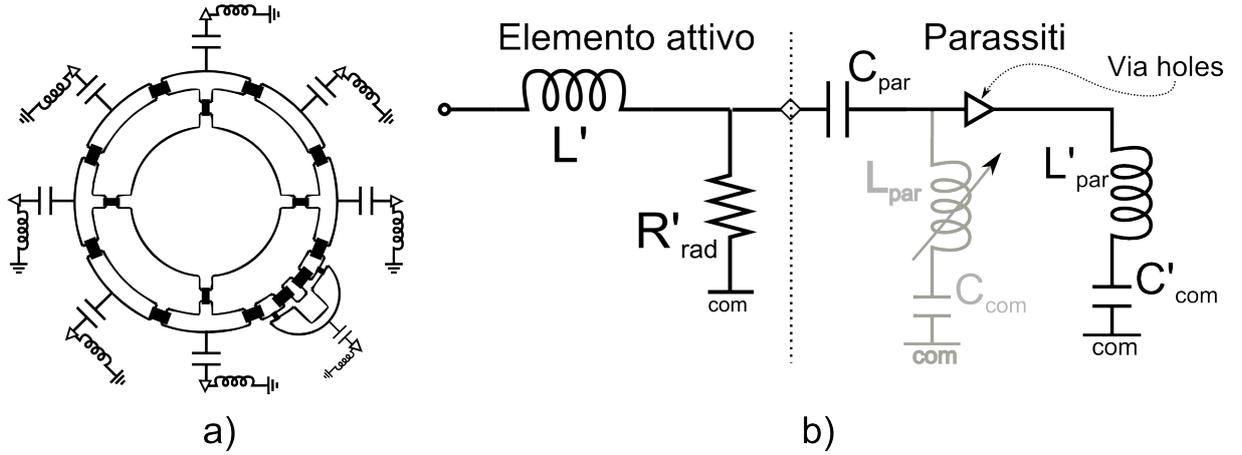


Figura 4.20: Schemi equivalenti della struttura di adattamento per le varie configurazioni.

In riferimento alla fig. 4.20, utilizzando dei fori metallizzati (*via holes*) e ulteriori linee per portare la corrente sul lato opposto, sono stati creati dei percorsi a minore impedenza per ogni arco della corona parassita che permettono alla corrente d'antenna di distribuirsi in modo simile tra le varie configurazioni. In termini elettrici ciò equivale a rendere costante la pulsazione di risonanza intrinseca dei parassiti; dato che per ogni arco parassita vale $\omega_{par} = \frac{1}{\sqrt{C_{par}L'_{par}}}$ ⁴ e assumendo che siano attivati il numero necessario di diodi per collegare p settori parassiti su un totale di $P = 8$, si può dimostrare che in prima approssimazione la loro risonanza è indipendente dal numero di settori elettricamente connessi:

$$\omega_{par}^{tot} = \frac{1}{\sqrt{C_{par}^{tot}L'_{par}{}^{tot}}} = \frac{1}{\sqrt{pC_{par}\frac{L'_{par}}{p}}} = \frac{1}{\sqrt{C_{par}L'_{par}}} = \omega_{par} \quad (4.22)$$

dove ω_{par}^{tot} , C_{par}^{tot} e $L'_{par}{}^{tot}$ identificano i valori delle grandezze quando vi sono p settori connessi. Il layout mostrato in fig. 4.21b mostra l'effettiva realizzazione del carico induttivo additivo determinato dalle linee connesse ai parassiti mediante fori metallizzati che convergono verso un nodo comune rappresentato dall'anello centrale. Questi tratti di linea sono stati appositamente sviluppati nel verso radiale per evitare accoppiamenti indesiderati con le correnti della faccia superiore; inoltre sono meno sensibili al campo elettromagnetico irradiato poichè sono ortogonali alla polarizzazione del vettore campo elettrico caratteristico dell'antenna. La perdita di ritorno dell'antenna dotata di tali linee induttive in fig. 4.19b mostra chiaramente come la banda di funzionamento sia indipendente dalle configurazioni scelte.

⁴La geometria introdotta permette un buon accoppiamento al nodo comune e conseguentemente C'_{com} può venire trascurata se si considera la sola corrente d'antenna.

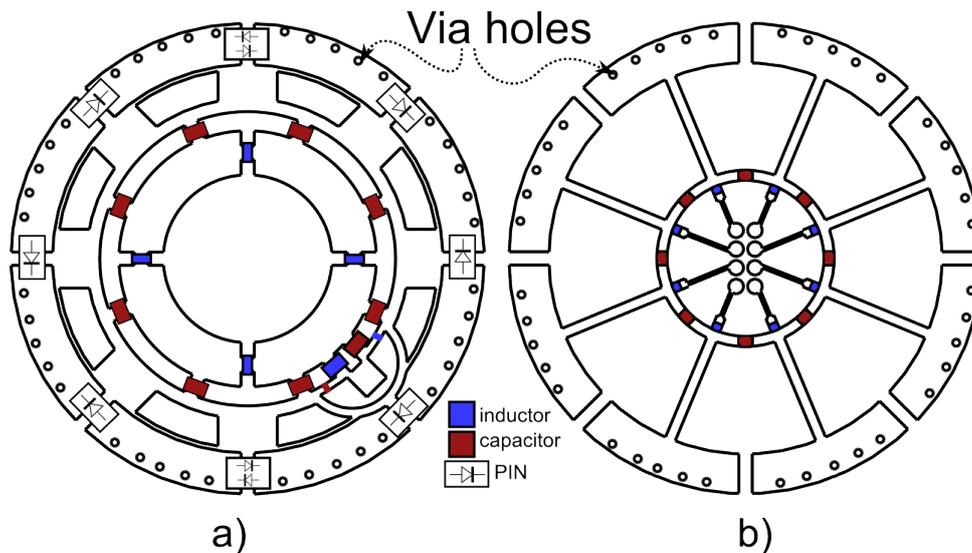


Figura 4.21: a) Strato superiore dell'antenna con fori metallizzati (*via holes*) sui diversi settori della corona parassita. b) Strato inferiore del substrato con linee di adattamento e linee di polarizzazione per i diodi.

4.2.5 Le linee di bias

La polarizzazione dei diodi avviene applicando un'opportuna differenza di potenziale ai loro capi, il che corrisponde a fornire tensioni diverse in ognuno dei settori in cui risulta divisa la corona; in particolare il vantaggio apportato dall'utilizzo di *switch* al posto di *varactor* sta nella possibilità di utilizzare due soli livelli di tensione, usualmente 0 V e 1 V, che sono compatibili con le più comuni famiglie logiche (ad esempio TTL, LVTTTL, CMOS, LVCMOS ecc...). Il controllo indipendente di ogni diodo presente nella corona parassita richiede una particolare disposizione dei componenti, i quali alternano organizzazioni a catodo comune a collegamenti ad anodo comune; in più, per riuscire ad ottenere la configurazione omnidirezionale mostrata in fig. 4.19b, in due posizioni sono stati posti due diodi uguali in anti-parallelo, per un totale complessivo di 10 diodi.

Dal punto di vista elettrico l'attivazione di ogni diodo corrisponde a polarizzare in diretta la giunzione p-n in esso contenuta; l'utilizzo di dispositivi attivi che operano con corrente continua, su strutture a radiofrequenza come le antenne, dove il campo elettromagnetico irradiato è funzione della distribuzione di corrente RF, richiede la sovrapposizione delle due forme di corrente in specifiche zone dell'antenna opportunamente dimensionate. Le linee di polarizzazione dei diodi o *linee di bias* necessitano in particolare di una fase di disaccoppiamento, utile ad evitare che segnali a radiofrequenza vengano iniettati nella circuiteria di controllo degli *switch*.

La struttura induttiva implementata sulla faccia inferiore dell'antenna facilita nel contempo anche l'implementazione delle linee di controllo fornendo al suo centro un punto idoneo per collocare il connettore di alimentazione; il filtro passa basso richiesto da quest'ultime (si veda a riguardo il par. 5.2.3 a pagina 100) è realizzato mediante 8 induttanze connesse radialmente fra ogni linea di controllo e l'anello centrale il quale è interrotto regolarmente

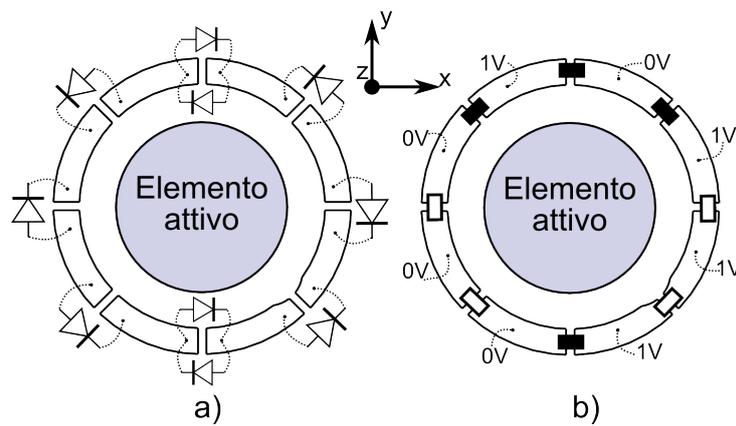


Figura 4.22: a) Disposizione dei diodi sui settori della corona e b) esempio di attivazione per il modo direzionale con fascio a 270°.

ogni 22.5° da un condensatore che permette il passaggio della corrente RF ma blocca la continua, isolando di conseguenza il riferimento di tensione da un settore all'altro.

I principali parametri della struttura qui descritta sono forniti nella tab. 4.3.

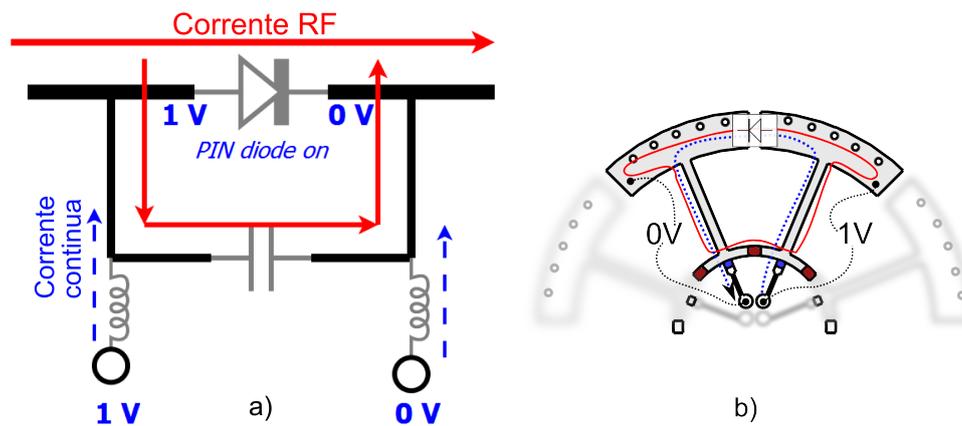


Figura 4.23: a) Schema generale di polarizzazione di un diodo PIN, b) Implementazione del filtro passa basso nell'antenna proposta.

Grandezza	Parametro	Valore
Numero fori per settore	N.f	5
Larghezza linea induttiva	wlp	0.6 mm
Raggio anello centrale	r2	6 mm
Larghezza corona dell'anello	w3	0.6 mm
Larghezza linee bias	wb	0.2 mm
Capacitori Anello	C_{block}	68 pF
Induttanze Bias	L_{block}	27 nH

Tabella 4.3: Parametri fisici della struttura additiva sullo strato inferiore dell'antenna.

4.2.6 La rete di controllo

Le potenzialità di un sistema riconfigurabile che riesce ad adattare la radiazione in risposta alle variazioni del canale radio sono fornite da una forma di "intelligenza" che opera in parallelo al normale funzionamento dell'antenna e invia a questa l'informazione necessaria a variare la configurazione prescelta; lo stimolo per fare ciò corrisponde alle tensioni da fornire ai terminali dei diodi PIN. Risulta chiaro che affinché il meccanismo funzioni è strettamente necessario un segnale che contenga l'informazione dello stato del canale e soprattutto del collegamento che si instaura tra i dispositivi interessati; tale segnale corrisponde ad una sorta di retroazione inviata dal ricevitore al trasmettitore mediante il mezzo di trasmissione, in accordo ad un preciso protocollo noto ad entrambi. La circuiteria di controllo di un sistema riconfigurabile è allo stesso tempo l'interprete di queste informazioni e l'interfaccia verso l'antenna; essa infatti riceve l'informazione elaborata dal processore dell'apparato radio su cui è inglobato e in base a questa genera i comandi per l'antenna. Per quanto detto, il circuito analizzato in questa sezione opera esclusivamente in banda base dal momento che i suoi segnali sono incorrelati a quelli a radiofrequenza captati o trasmessi dall'antenna o elaborati dal processore principale.

Il circuito si compone principalmente di un microcontrollore *PIC18F14K50* dotato di 16 pin di ingresso/uscita e di un cristallo a 12 MHz che genera il segnale di clock necessario per la temporizzazione dell'algoritmo e per la comunicazione con l'interfaccia USB. Ogni diodo nel momento in cui è polarizzato in diretta, drena verso il catodo una determinata corrente, il cui ammontare determina univocamente la perdita di inserzione in funzione della frequenza; alla stessa maniera, quando viene interdetto, il valore della tensione inversa determina le caratteristiche di isolamento. Per questo progetto si è scelto di polarizzare il diodo in modo che assorba circa 10 mA per una caduta di tensione su di esso di circa 0.9V mentre nello stato di interdizione viene mantenuta una differenza di potenziale pari a 0 V tra anodo e catodo.

Uno dei vantaggi principali a favore dell'utilizzo di diodi PIN risiede proprio nelle esigue richieste in termini di corrente; il microcontrollore infatti è capace di erogare al massimo 25 mA su ogni uscita per un massimo di 90 mA mentre riesce ad assorbire all'incirca 10 mA su ogni linea di I/O. Questo si sposa bene con le caratteristiche elettroniche dell'antenna: in ogni configurazione vi sono al massimo 4 diodi attivi; il dimensionamento eseguito prevede quindi un assorbimento di corrente pari a 40 mA indipendentemente dalla configurazione e tale corrente può essere ragionevolmente erogata dal microcontrollore stesso, senza la necessità di stadi inseguitori che richiederebbero ulteriori transistor e resistori di polarizzazione e di *pull-down*. Come visibile nello schema in fig. 4.25, per un livello logico alto pari a $V_{mcu} = 3.3 V$, una resistenza di limitazione della corrente pari a $R_{out} = 220 \Omega$ è sufficiente a fornire al diodo la giusta corrente di polarizzazione, infatti, assumendo una caduta di tensione $V_d = 0.9 V$ sul diodo attivato, si ha:

$$I_{out} = \frac{V_{mcu} - V_d}{R_{out}} \simeq 11 \text{ mA}$$

Il computo della potenza dissipata in essa vale:

$$P_{dis}^{R_{out}} = R_{out} \cdot |I|^2 = 26 \text{ mW}$$

a cui si aggiunge quella dissipata dal diodo a monte della resistenza pari a 10 mW. In prima approssimazione quindi per ogni configurazione vengono dissipati 150 mW ol-

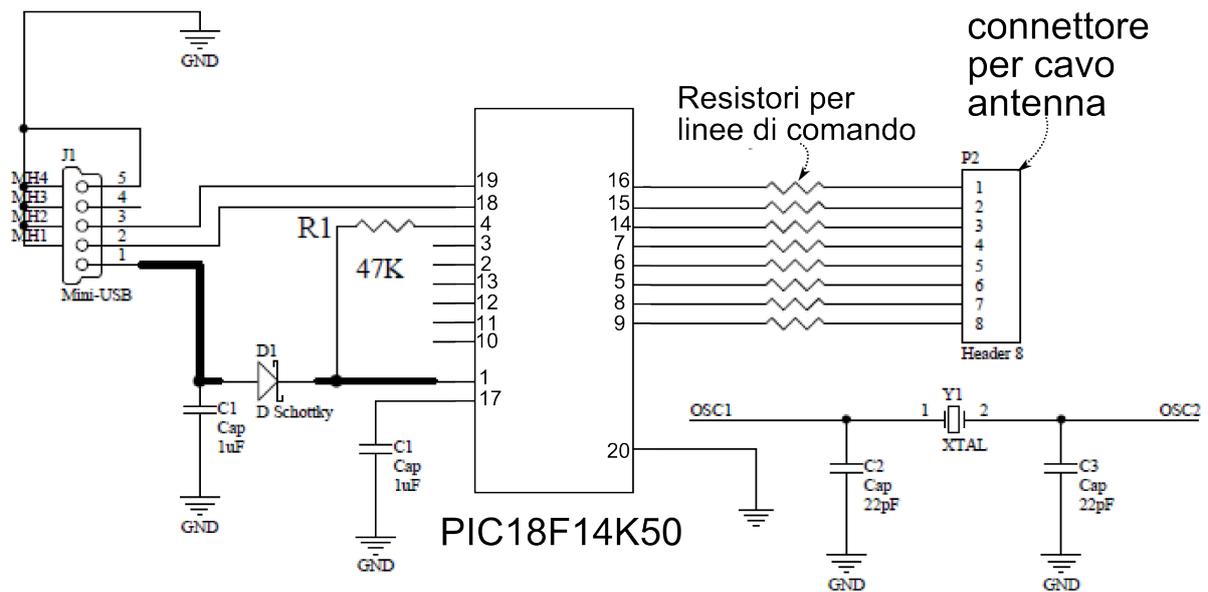


Figura 4.24: Schema del circuito di controllo per l'antenna riconfigurabile ZOR Loop in fig. 4.21

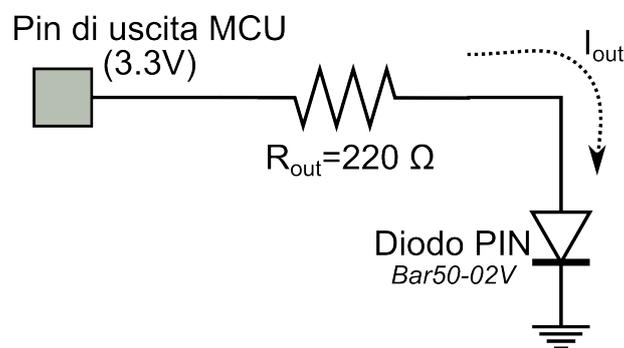


Figura 4.25: Linea di alimentazione per un diodo PIN.

tre a quelli necessari per il funzionamento del microcontrollore che incidono all'incirca per una quota simile. Queste esigue richieste energetiche permettono di alimentare il dispositivo direttamente con la tensione presente all'interfaccia USB, che svolge quindi la duplice funzione di porta di alimentazione DC e porta per la programmazione del microcontrollore⁵.

L'algoritmo che permette all'antenna di orientare il diagramma di radiazione nel modo ottimale si basa sulla stima del canale secondo uno o più parametri prestazionali preventivamente scelti e viene effettuata con una ben precisa periodicità in modo da cogliere la tempo-varianza del canale; le richieste computazionali necessarie per tale tipo di ela-

⁵In questo caso è necessario un frammento di codice denominato *bootloader* collocato nei primi indirizzi della memoria programma del controllore e contenente le funzioni del protocollo di comunicazione USB.

borazione sono demandate al processore principale dell'apparato, il quale a sua volta invia il risultato dell'elaborazione al microcontrollore dell'antenna che estrapola le configurazioni per i diodi. Grazie a questa infrastruttura, assumendo fissate le posizioni del ricevitore e del trasmettitore, l'algoritmo seleziona la direzione ottima, nella quale cioè si massimizza/minimizza il parametro sensibile scelto come indice per la stima del canale.

4.3 Le caratteristiche elettromagnetiche

Impedenza d'antenna

Un interessante studio delle caratteristiche elettromagnetiche proprie dell'antenna viene condotto attraverso una prima analisi dell'impedenza tipica di una struttura risonante nel modo di ordine zero. A tal fine si fa riferimento alle relazioni 4.11 e 4.12 e in generale ai concetti espressi nel par. 4.1.3.

Nella cella unitaria mostrata in fig. 4.4b si possono identificare le seguenti grandezze:

$$Z' = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (4.23)$$

$$Y' = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right), \quad (4.24)$$

continua inoltre a valere la relazione che determina l'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione $Z_C = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}}$; in essa, sostituendo le (4.23) e (4.24) si ottiene

$$Z_C = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} \quad (4.25)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}, \quad (4.26)$$

ossia una funzione che denota uno zero in ω_{se} ed un polo in ω_{sh} . A seconda delle relazioni d'ordine tra le due pulsazioni si ottengono gli andamenti in fig. 4.26 che mostrano come sia possibile ottenere un comportamento indipendente dalla frequenza facendo in modo che $\omega_{sh} = \omega_{se} = \omega_0$; in quest'ultimo caso si può dimostrare [20] che la frequenza del modo diventa strettamente correlata a tutti i parametri della linea (L_R , C_R , L_L , C_L) e la struttura viene denominata *bilanciata*.

L'antenna realizzata riprende i concetti di linea di trasmissione in metamateriale essendo essa stessa una struttura risonante e l'analisi vista sin qui continua a valere anche in questo caso; la conformazione a spira richiede inoltre che il modo di ordine zero corrisponda alla pulsazione ω_{se} ; sulla base di ciò il comportamento ottimale, a cui la realizzazione del progetto mira, è quello di raggiungere un dimensionamento dell'elemento centrale tale per cui valga $\omega_{se} \simeq \omega_{sh}$.

Gli andamenti asintotici dell'impedenza caratteristica mostrano come essa tenda al valore di Z_L per la maggior parte di frequenze tranne agli estremi della banda proibita (tra ω_{sh} e ω_{se}). Più la struttura è bilanciata ($L_R C_L = L_L C_R$) più la banda proibita si restringe e rende l'andamento di Z_C/Z_L meno sensibile alla frequenza, sino al caso degenerare in cui tale rapporto è unitario.

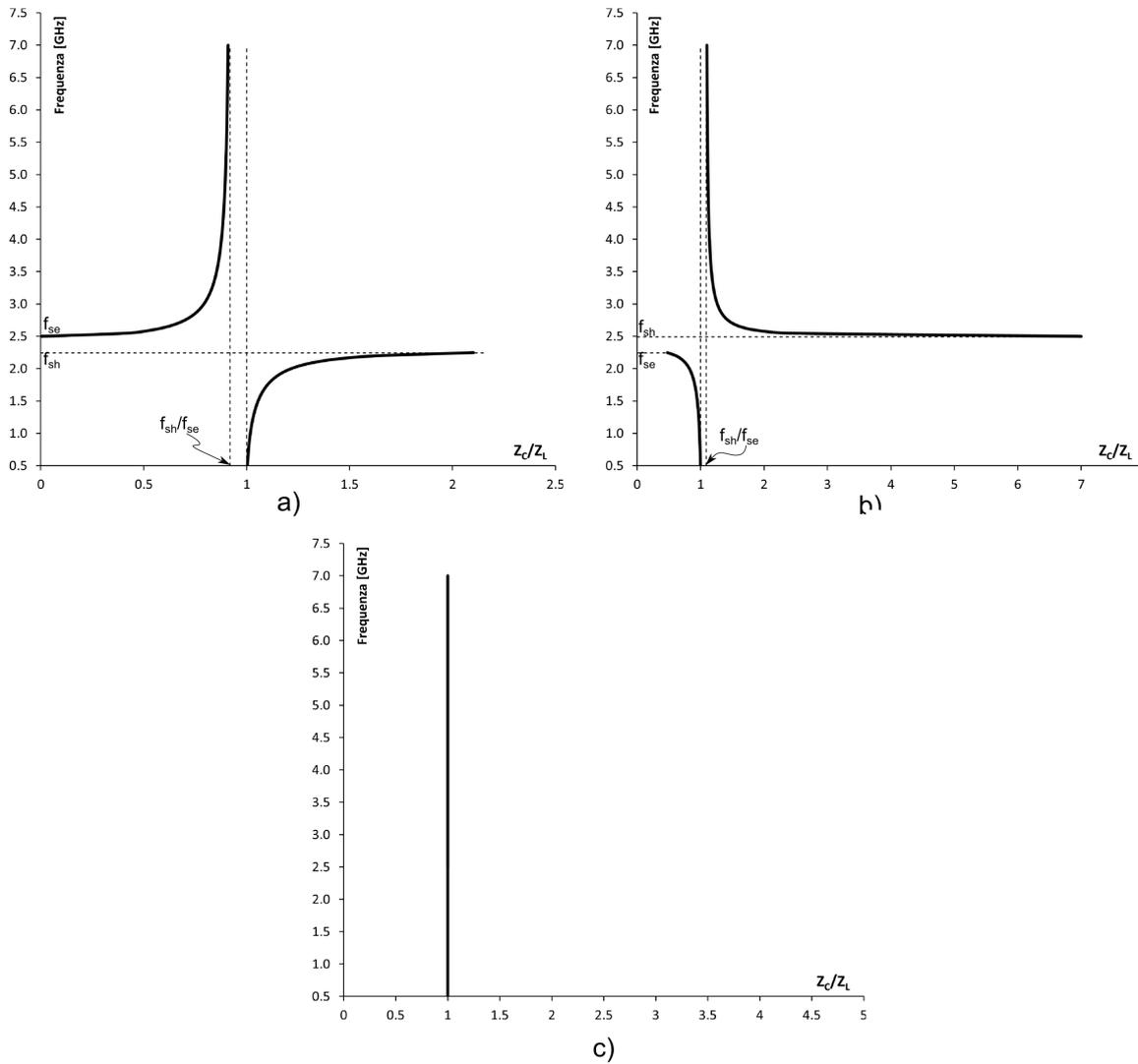


Figura 4.26: Impedenza caratteristica normalizzata rispetto a Z_L in funzione della frequenza. a) Caso $f_{se} > f_{sh}$. b) Caso $f_{se} < f_{sh}$. c) Caso bilanciato $f_{se} = f_{sh}$.

Fattore di merito Q e guadagno

L'antenna proposta comprende un elemento attivo centrale ed un numero adeguato di parassiti periferici che rendono l'antenna riconfigurabile. Le dimensioni massime della struttura sono quelle di una circonferenza di raggio 16 mm ; per quanto esposto al cap. 2 il prodotto ka discrimina l'appartenenza o meno alla categoria delle *ESA* o *electronically small antenna*; nel caso in esame si ha $ka = 0.81$ che identifica sicuramente un'antenna miniaturizzata ma rende poco precisa l'analisi di Wheeler/Chu che infatti parte dal presupposto di avere $ka \ll 1$. Il fatto stesso di aver reso l'antenna riconfigurabile e dotata di un circuito BALUN ha contribuito ad aumentare le dimensioni, tuttavia l'analisi può essere ritenuta valida se applicata al solo elemento attivo centrale: la spirale in metamateriale di raggio 9.5 mm si presta bene alle approssimazioni richieste, per essa infatti si

ottiene $ka \simeq 0.5$, situazione che può fornire risultati più attendibili.

Assumendo una struttura reale di queste dimensioni e con una buona efficienza di radiazione ($\eta \geq 0.7$), il valore minimo del fattore di merito Q vale

$$Q_{min} = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \simeq 7.5,$$

e di conseguenza un modo unidirezionale presenta un rapporto guadagno/fattore di merito pari a

$$\max(G/Q)|_{dir, ka < 1} \approx \frac{6(ka)^3}{2(ka)^2 + 1} \simeq 0.5.$$

Queste equazioni approssimate pongono un limite teorico superiore al guadagno raggiungibile che equivale a $G \simeq 3.75 \rightarrow 5.7 \text{ dB}$.

Banda d'adattamento

In una struttura risonante la banda relativa a -3dB è inversamente proporzionale al fattore di merito. In prima approssimazione con $Q \simeq 10$ si ottiene una banda relativa dell'ordine del 10% abbondantemente sufficiente a soddisfare le specifiche di adattamento sulla banda delle WLAN centrata a 2.44 GHz ; dal punto di vista reale il valore di Q è verosimilmente maggiore e di conseguenza la larghezza di banda risulta inferiore. L'obiettivo che si è perseguito è quello di rendere l'antenna operante su una banda relativa a -10 dB pari al 4%, utile cioè a coprire l'intervallo $2.41 - 2.49 \text{ GHz}$.

4.4 La realizzazione pratica

Il prototipo dell'antenna con cui sono state condotte le successive misure è stato realizzato mediante fabbricazione meccanica utilizzando una microfresatrice CNC; lo strumento dispone di una precisione di circa $200 \mu\text{m}$ che permette agevolmente la realizzazione con accuratezza adeguata. Inizialmente è stato realizzato il solo elemento centrale, ossia la spira in metamateriale con la relativa rete BALUN, in modo da ottenere una prima conferma delle simulazioni eseguite e, di conseguenza, un'indicazione dei parametri fisici da modificare in ambito di simulazione (ad esempio la costante dielettrica ϵ_r del substrato). Questa prima forma di confronto permette di ottimizzare le simulazioni successive e raggiungere risultati più aderenti alle condizioni reali. L'elemento attivo singolo inoltre si presta anche per estrapolare l'impedenza vista ai terminali d'ingresso dell'antenna, utile per dimensionare in ambito simulativo le strutture parassite da aggiungere in un secondo momento per la riconfigurabilità.

In seguito all'ottimizzazione del software guidata dalle misure effettuate sull'elemento centrale implementato è stata creata la geometria dell'antenna completa, comprensiva di parassiti e modelli degli elementi concentrati utilizzati (4.28 e 4.29). La faccia inferiore denota al suo centro le piazzole per la connessione delle linee di comando provenienti dal circuito a microprocessore; essa è stata effettuata in modo filare, cablando gli 8 pad opportunamente disposti con altrettanti cavi che terminano nell'apposito connettore nella scheda di controllo; una vista d'insieme è mostrata in fig. 4.30.

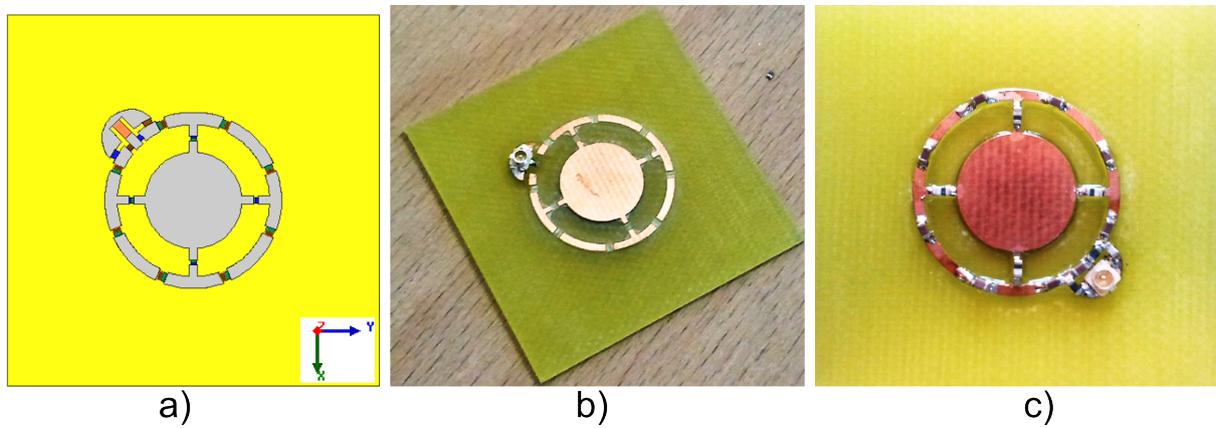


Figura 4.27: a) Geometria creata al simulatore 3D. b) Realizzazione dell'elemento centrale senza componentistica. c) Elemento centrale con componenti SMD.

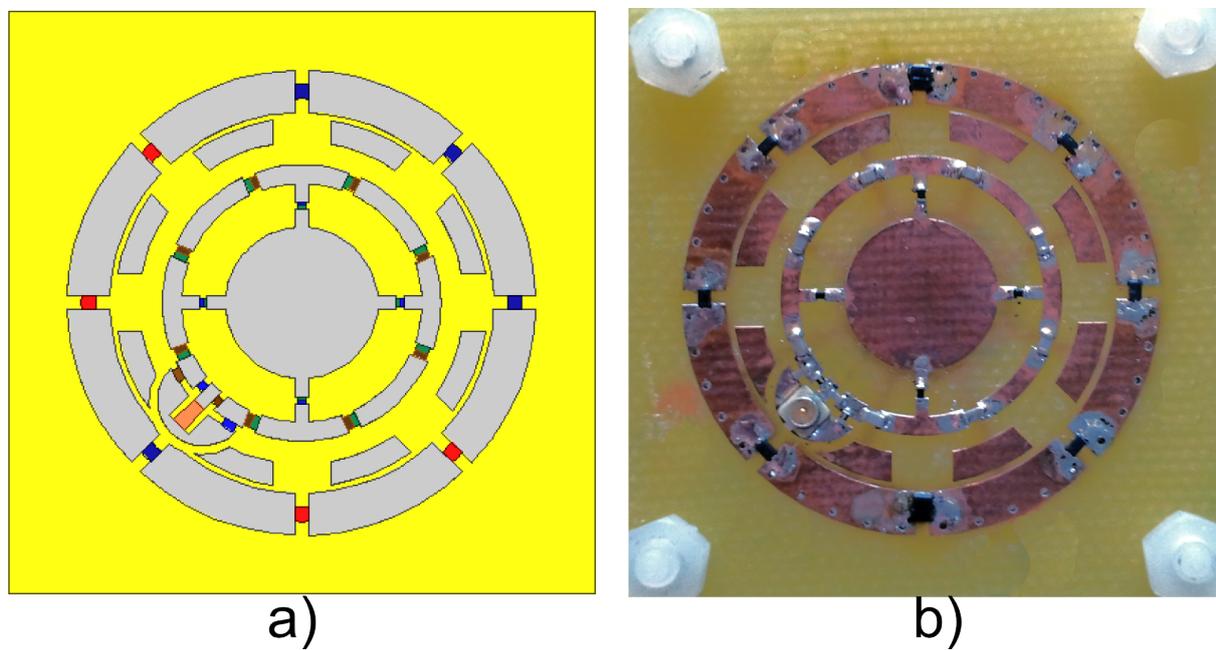


Figura 4.28: Strato superiore dell'antenna. a) Geometria creata al simulatore 3D. b) Realizzazione effettiva tramite microfresatura.

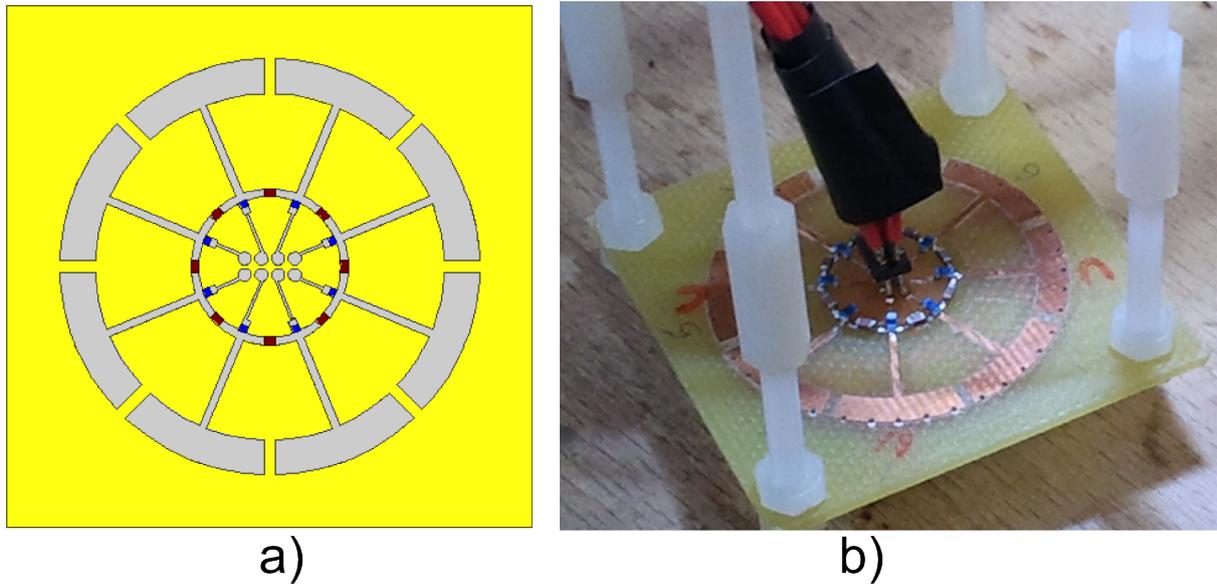


Figura 4.29: Strato inferiore dell'antenna. a) Geometria creata al simulatore 3D. b) Realizzazione effettiva tramite microfresatura.

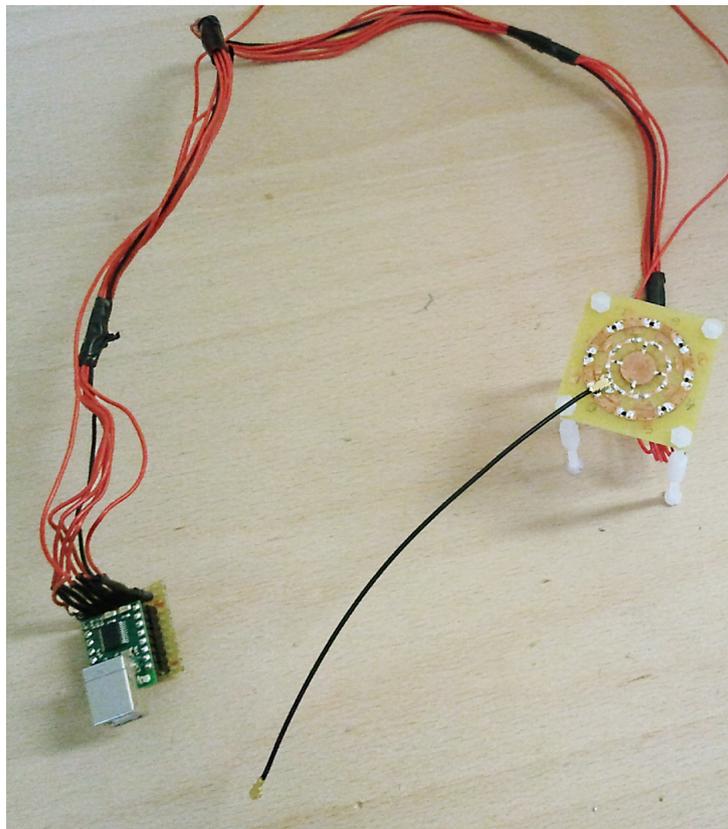


Figura 4.30: Foto d'insieme del sistema riconfigurabile formato dall'antenna (a destra) e dal circuito di controllo a microcontrollore (a sinistra).

SIMULAZIONI E RISULTATI SPERIMENTALI

Nel seguente capitolo vengono forniti i risultati delle simulazioni del sistema d'antenna riconfigurabile progettato e, ove disponibili, il confronto tra questi e le relative grandezze misurate; i software e gli strumenti utilizzati per tali scopi sono:

- *Ansoft Designer*: simulatore circuitale e planare operante nel dominio della frequenza e con risolutore basato sul metodo dei momenti (MoM).
- *Ansoft HFSS*: simulatore di campo elettromagnetico completo nel dominio della frequenza. Mediante il metodo degli elementi finiti (FEM) e la funzione di calcolo adattativo della mesh, tale software è indicato per l'analisi accurata di antenne e circuiti a radiofrequenza.
- *Agilent VNA E5071C*: analizzatore di rete vettoriale utilizzato per misurare l'adattamento dell'antenna ed estrapolare i parametri S di componenti discreti mediante calibrazione SOLT e TRL [22].

5.1 Metodologie di simulazione

Tutte le simulazioni effettuate si compongono principalmente di due fasi che vedono inizialmente l'utilizzo di condizioni ideali per il calcolo preventivo dei valori nominali e, successivamente, l'uso di valori più aderenti a quelli misurati in modo da rendere l'analisi coerente con il risultato della fabbricazione.

Le simulazioni preliminari effettuate per il solo elemento centrale e per l'antenna completa prevedono l'utilizzo di conduttori perfetti per le metallizzazioni e un substrato dielettrico privo di perdite (tangente dell'angolo di perdita nulla, $\tan \delta = 0$). Lo stesso principio viene impiegato anche nei modelli degli elementi concentrati: i condensatori e induttori che l'antenna richiede sono rappresentati da condizioni al contorno $R - L - C$ sui gap in cui sono posizionati; il simulatore impone una struttura costituita dal parallelo di una resistenza, un condensatore e un'induttanza e, a seconda della precisione voluta, si può assegnare il valore opportuno ad uno o a più di questi parametri, in modo da formare il modello equivalente del componente reale, come mostrato nella fig. 5.1a. La seconda fase consiste nell'inglobare nella simulazione tutti gli effetti di non idealità tra i quali si annoverano principalmente:

- perdite nel dielettrico, rappresentate dalla tangente dell'angolo di perdita $\tan \delta = 0.02$ come indicato dalle specifiche del produttore;
- perdite nei conduttori dovute alla resistività del rame cui sono costituiti; in simulazione ciò corrisponde ad assegnare i valori corretti alle metallizzazioni;
- mezzo trasmissivo reale che corrisponde all'aria;
- fenomeni parassiti nei componenti discreti, soprattutto le resistenze serie di ognuno di essi.

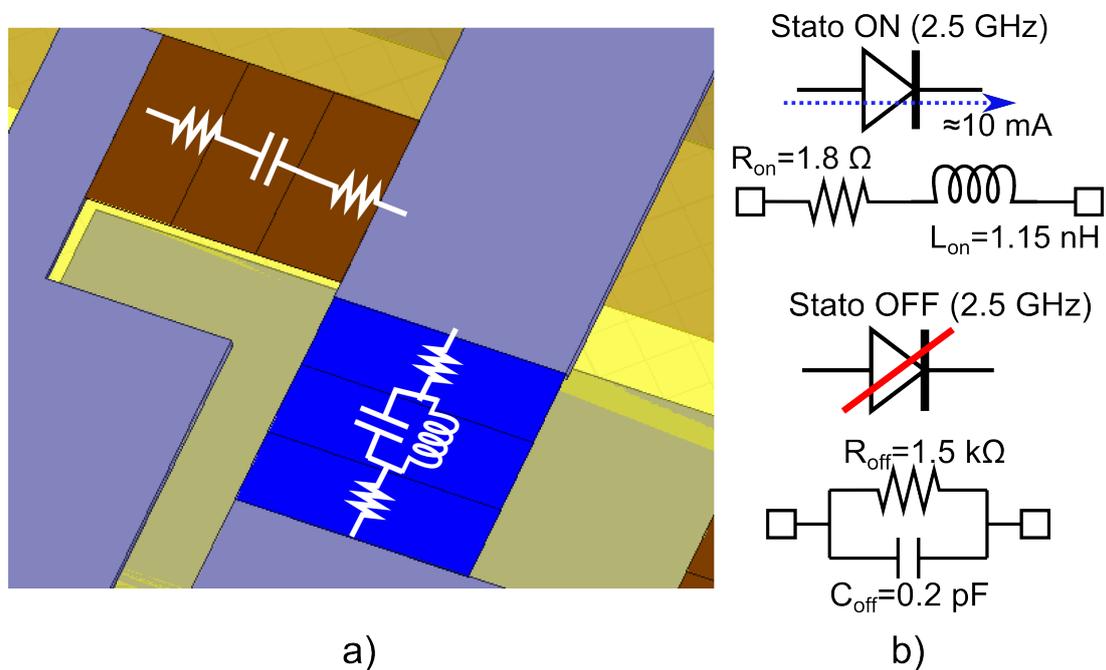


Figura 5.1: a) Esempio di condizioni al contorno per un'induttanza e un condensatore. b) Modelli equivalenti estratti dalle misure di impedenza condotte al VNA relativi al diodo PIN nello stato di conduzione (sopra) e nello stato di interdizione (sotto).

Per ogni componente discreto il modello monofrequenziale d'interesse viene estratto direttamente dalla corrispondente impedenza a larga banda misurata dal VNA dopo adeguata calibrazione TRL. Mentre per i componenti passivi come condensatori e induttori si possono utilizzare i valori dichiarati dal produttore, questo procedimento risulta indispensabile per i diodi PIN che necessitano di una caratterizzazione precisa nel contesto in cui vengono utilizzati; i modelli estratti dalle misure sono mostrati in fig. 5.1b.

Le linee di controllo rappresentano un altro elemento di non idealità che può indurre fenomeni di accoppiamento non desiderati e per questo non sono state inglobate nelle simulazioni iniziali inerenti al comportamento elettromagnetico dell'antenna, ma solo nelle simulazioni finali eseguite dopo un'opportuna analisi della fase di filtro necessaria per l'attivazione dei diodi PIN (si veda il par. 5.2.3).

5.2 Dimensionamenti effettuati

5.2.1 Ottimizzazione della frequenza di risonanza dell'elemento attivo

Inizialmente l'attenzione è stata indirizzata al dimensionamento e alla sensitività dell'elemento attivo centrale nei confronti dei componenti discreti e dei parametri costituenti che contraddistinguono il comportamento CRLH; questo ha reso possibile l'identificazione del modo di ordine zero e dei parametri di cella (par. 4.1.3) da cui dipende la relativa frequenza di risonanza. In dettaglio:

- la capacità C_R deriva dalla distanza tra l'avvolgimento della spira e la metallizzazione circolare centrale (g_1);
- l'induttanza L_R deriva dalla larghezza dell'avvolgimento (wf) e dal raggio (rad) della spira che ne determina la circonferenza e quindi la lunghezza di ogni cella elementare.
- la capacità C_{LH} è direttamente identificata con i capacitori in serie posti lungo l'avvolgimento esterno; la struttura a "T" della cella implica la presenza di due capacitori di valore C_L in serie per ogni cella, il contributo totale da essi apportato è dunque pari a $C_{LH} = C_L/2$.
- l'induttanza L_L è rappresentata dall'induttore discreto tra l'avvolgimento della spira e il piano centrale.

Nella fig. 5.2 si può osservare l'intensità della corrente per i diversi modi risonanti nella struttura ($m = 0, \pm 2$) e, a causa dell'uguaglianza della costante di propagazione β nei modi ± 2 , deriva un comportamento elettromagnetico simile. Le distribuzioni di corrente e le configurazioni dei campi irradiati hanno permesso di identificare il modo zero, utile per ottenere l'omnidirezionalità nella radiazione.

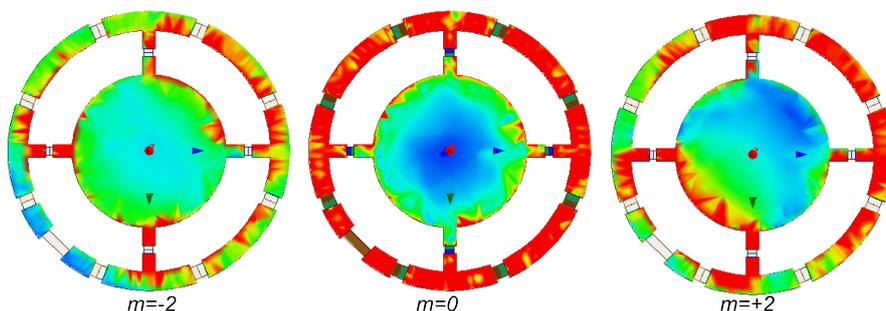


Figura 5.2: Intensità di corrente nei modi $m=-2, 0, +2$.

Dopo aver identificato la banda di funzionamento si è studiata la sensitività del sistema (in termini della perdita di ritorno) al variare dei parametri caratteristici di cella; i risultati sono proposti in fig. 5.3 e, con riferimento alla nomenclatura in tab. 4.1 a pagina 72, mostrano come la banda utile dipenda in particolar modo dalla capacità C_L , dalla distanza g_1 e dal raggio dell'avvolgimento $rad = d/2$, mentre è meno sensibile al valore

dell'induttanza in parallelo L_L ; questo fatto comporta la necessità di avere un'ottima precisione di fabbricazione e di identificare un condensatore commerciale con tolleranza idonea per far operare l'antenna nella banda d'interesse; tuttavia la molteplicità di parametri in gioco incrementa la flessibilità dell'ottimizzazione.

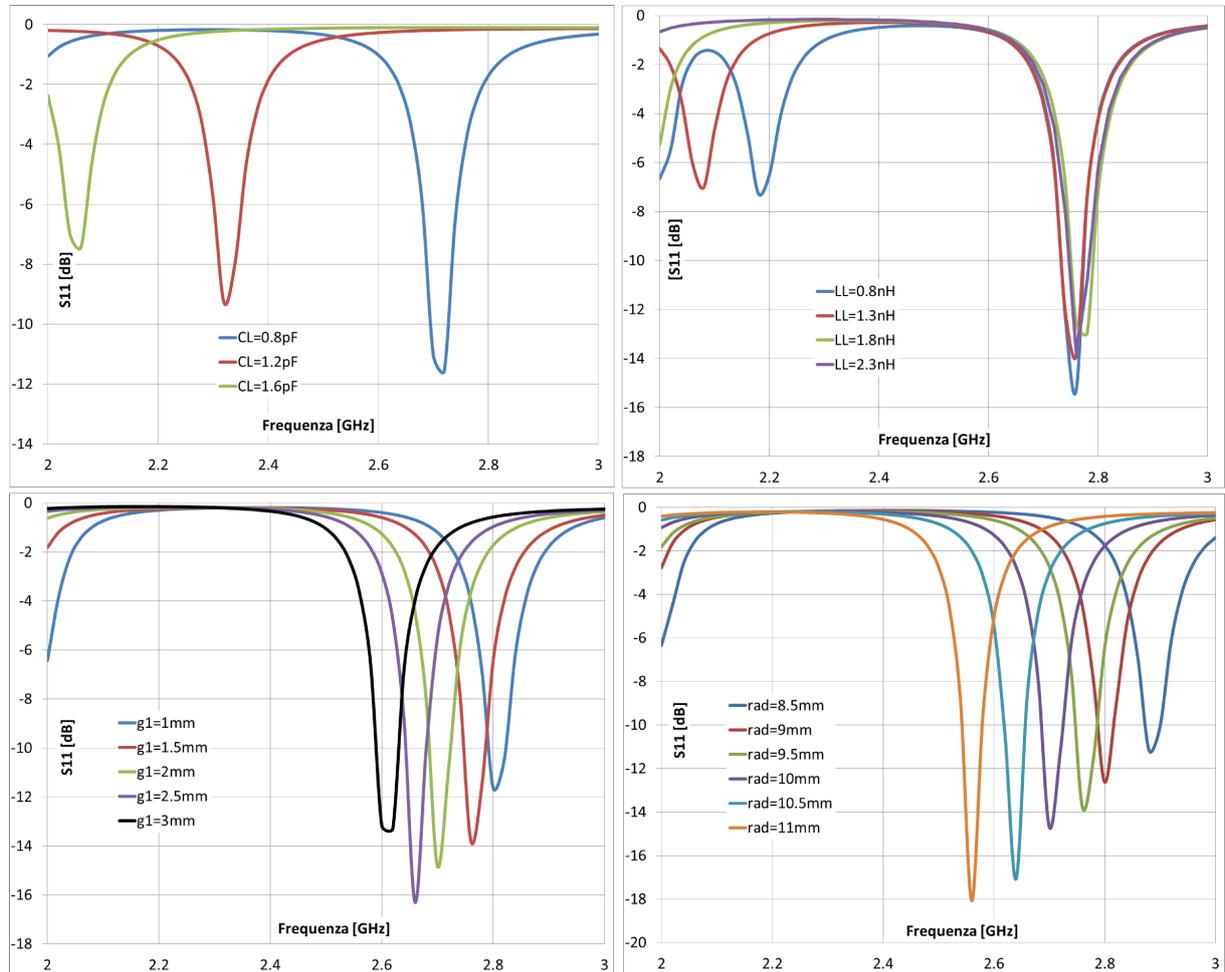


Figura 5.3: Diagramma della perdita di ritorno per diversi parametri di cella. a) $|S_{11}|$ al variare della capacità C_L . b) $|S_{11}|$ al variare dell'induttanza L_L . c) $|S_{11}|$ al variare della distanza g_1 . d) $|S_{11}|$ al variare del raggio dell'avvolgimento rad .

5.2.2 Dimensionamento della corona parassita

Il dimensionamento degli elementi parassiti è stato condotto in modo da ottenere sia un buon livello di adattamento dell'antenna che un guadagno sufficientemente elevato nel modo direzionale, senza trascurare il rispettivo rapporto avanti-indietro. I parametri che giocano i ruoli principali in questo caso sono la larghezza degli elementi parassiti wp e la loro distanza rispetto all'elemento centrale, determinata dal raggio esterno della corona $radp$; d'altra parte l'intento di miniaturizzare il sistema ha reso la soluzione finale un compromesso fra questi obiettivi e la necessità di mantenere l'intera struttura compatta.

La distanza minima a cui la corona di elementi parassiti è situata è limitata inferiormente dalle dimensioni della rete BALUN situata all'esterno rispetto alla spira centrale; ciò comporta un basso accoppiamento capacitivo tra le due strutture che ostacola l'adattamento complessivo. Tuttavia grazie all'ausilio di ulteriori metallizzazioni poste nello spazio a disposizione tra spira ed elementi parassiti (visibili in fig. 4.16) è possibile aumentare la capacità equivalente e compensare in modo migliore la reattanza induttiva della spira. I diagrammi della perdita di ritorno di fig. 5.4 mostrano come varia l'adattamento per

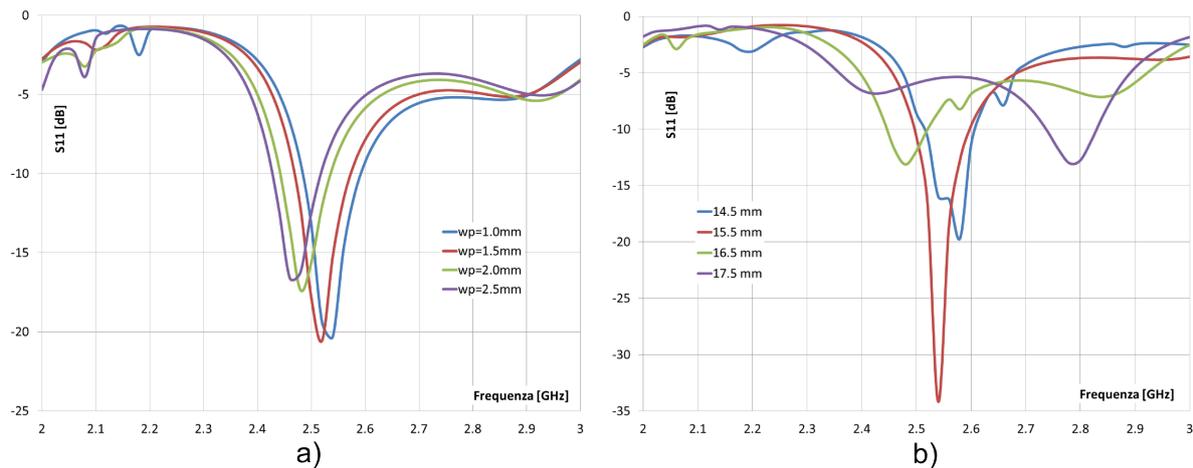


Figura 5.4: a) Perdita di ritorno dell'antenna con corona di elementi parassiti di raggio esterno $radp = 16 \text{ mm}$ e con diversi valori di larghezza wp . b) Perdita di ritorno dell'antenna con corona di elementi parassiti di larghezza $wp = 2 \text{ mm}$ e con diversi valori del raggio esterno $radp$.

diverse larghezze e diverse distanze degli elementi parassiti.

L'analisi condotta sui parassiti mette in luce l'influenza esercitata sulle caratteristiche del campo elettromagnetico irradiato e in generale sul fattore di composizione che modifica il solido di radiazione quando si attiva una delle possibili configurazioni direzionali; questo fatto si traduce in differenti valori sia di guadagno massimo che del rapporto avanti-indietro: con una distanza maggiore infatti viene marcato il comportamento da riflettore e direttore caratteristico della configurazione direzionale mentre, diminuendo la distanza reciproca, diminuisce sia il guadagno massimo che l'ammontare del rapporto avanti-indietro; i dati forniti in tab. 5.1 e i diagrammi di radiazione in fig. 5.5 ottenuti in diverse simulazioni parametriche confermano queste affermazioni e forniscono un'indicazione di massima anche sui valori ottimali da utilizzare in sede di fabbricazione.

Un'ulteriore fase di ottimizzazione è stata effettuata anche per dimensionare la grandezza delle strutture interposte tra elemento attivo ed elementi parassiti. Per questi si sono studiati l'estensione, la larghezza e l'angolo di posizionamento. La forma finale di questi elementi richiama quella di archi di circonferenza di estensione minore rispetto agli elementi parassiti e distanziati da questi di 0.3 mm .

Come visibile in fig. 5.6, variando la larghezza $wp2$ di queste metallizzazioni ausiliarie si

radp [mm]	wp [mm]	G_{max} [dB]
14.5	2.0	2.14
15.5	2.0	3.21
16.5	2.0	3.48
17.5	2.0	3.78
16.0	1.0	2.83
16.0	1.5	3.02
16.0	2.0	3.14
16.0	2.5	3.10

Tabella 5.1: Guadagno massimo G_{max} per diversi dimensionamenti della corona parassita.

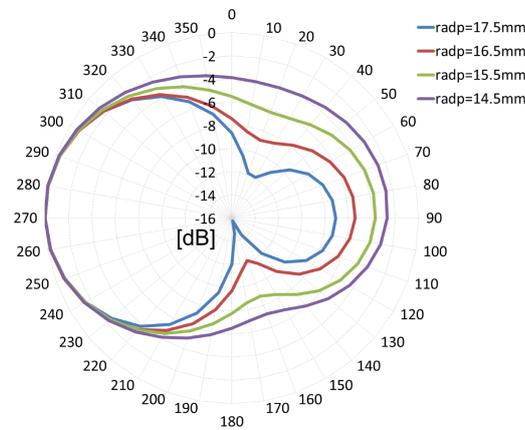


Figura 5.5: Diagrammi polari nel piano azimutale normalizzati rispetto al guadagno massimo per il modo di orientazione -90° per diversi valori del raggio esterno $radp$.

riesce ad ottenere un migliore adattamento dell'antenna complessiva, visibile sotto forma di valori minori della perdita di ritorno.

5.2.3 Dimensionamento del filtro per il controllo dei diodi PIN

Per ottimizzare la fase di filtro atta a fornire la corrente continua necessaria alla polarizzazione dei diodi PIN si è scelto di utilizzare per ogni linea un filtro passa basso costituito da un induttore in serie e un condensatore in parallelo; l'implementazione realizzata mediante elementi SMD è posta in prossimità della zona centrale nello strato inferiore, dove arriva il cavo dall'elettronica di controllo. Grazie all'ausilio del simulatore circuitale è stato possibile estrapolare un modello equivalente del filtro e studiare su questo il comportamento in frequenza di una tale configurazione, prima utilizzando componenti puramente ideali e in un secondo momento inglobando nell'analisi gli elementi di non idealità forniti dal produttore di ogni componente.

Il circuito utilizzato per la simulazione è mostrato in fig. 5.7; le porte 1 e 2 indicano il percorso della corrente continua dall'elettronica di controllo al diodo PIN mentre la porta 3 è utilizzata per ricavare l'informazione del percorso della corrente RF. In accordo alle specifiche fornite dal produttore, l'induttore di 27 nH selezionato per bloccare la

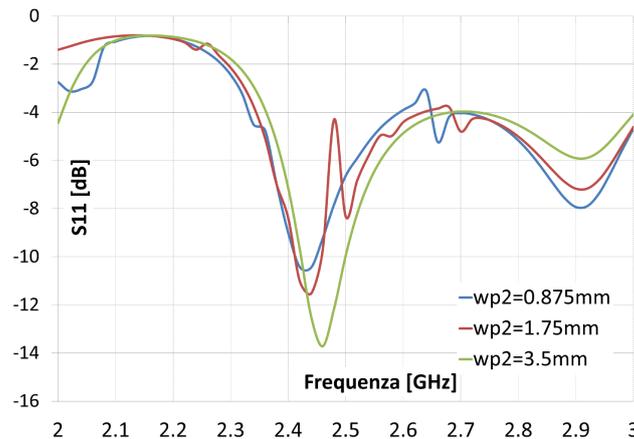


Figura 5.6: Perdita di ritorno dell'antenna per diverse larghezze degli elementi di adattamento $wp2$. Il raggio esterno della corona è 16 mm ed è larga 2.5 mm .

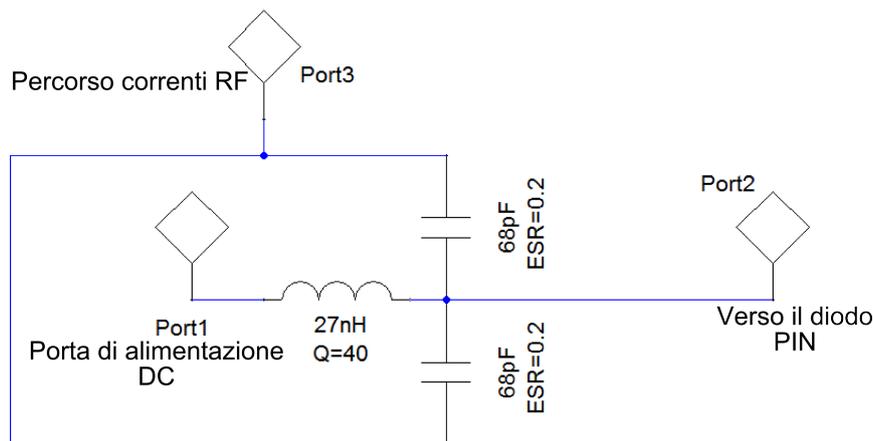


Figura 5.7: Circuito equivalente del filtro passa basso valido per una linea di controllo.

componente a radiofrequenza è caratterizzato da un valore minimo del fattore di merito pari a 40, frequenza di autorisonanza a 3.7 GHz e supporta sino a 440 mA di corrente continua; allo stesso modo il capacitore da 68 pF scelto per il filtro instaura un percorso a bassa impedenza per la corrente d'antenna e presenta una resistenza serie parassita di $0.2\ \Omega$. Tutte le caratteristiche appena citate sono state inglobate nei rispettivi modelli usati per la simulazione, la quale ha fornito i risultati presentati in fig. 5.8: la trasmittanza $|S_{12}|$ assume valori molto bassi ($\simeq -25\text{ dB}$) alla frequenza di funzionamento dell'antenna, indice del fatto che le componenti a frequenza elevata si distribuiscono verso il percorso a bassa impedenza fornito dal capacitore e, a conferma di ciò, il valore del parametro $|S_{13}|$ a 2.44 GHz risulta pressochè trascurabile. A frequenza nulla tuttavia l'induttanza equivale ad un corto circuito e quindi permette la corretta polarizzazione del diodo posto a monte del filtro.

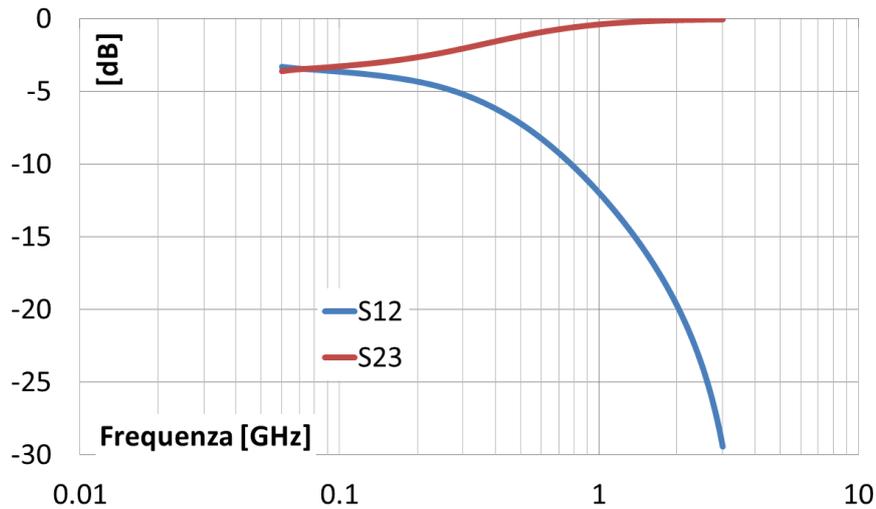


Figura 5.8: Modulo dei parametri S12 e S23 per il circuito di fig 5.7 a pagina 101.

5.3 Le caratteristiche radiative dell'antenna

La fabbricazione e successiva implementazione della struttura d'antenna miniaturizzata studiata è subordinata alla scelta di componenti discreti SMD adatti al comportamento elettromagnetico desiderato; dopo diversi tentativi pratici che hanno permesso di focalizzare l'attenzione sui componenti più sensibili e quindi contraddistinti da tolleranze minori si è raggiunta una soluzione che ricalca quanto visto nelle fasi simulative.

Il confronto su banda larga della perdita di ritorno tra la struttura reale e quella simulata viene mostrato in fig. 5.9; in particolar modo si può notare che la presenza dei diversi modi di risonanza nell'andamento simulato (si veda il par. 4.1.3) vengono mantenuti anche nell'antenna reale malgrado siano caratterizzati da valori di adattamento diversi, dovuti principalmente alle non idealità e tolleranze dei componenti discreti utilizzati.

Nel seguito vengono raggruppati i risultati delle simulazioni del campo elettromagnetico irradiato per varie configurazioni dell'antenna; ogni configurazione viene affiancata dalla relativa distribuzione di corrente superficiale, dal rispettivo diagramma della perdita di ritorno e, dove disponibili, dalle misure condotte in camera anecoica.

E' doveroso notare che i diagrammi di radiazione presentati comprendono solamente la componente di co-polarizzazione in quanto l'implementazione totalmente planare comporta livelli di cross-polarizzazione prevalentemente trascurabili; alcuni esempi dei diagrammi di cross-polarizzazione ottenuti mediante simulazioni sono forniti in fig. 5.10 e mostrano i bassi livelli di radiazione per la polarizzazione ortogonale, vale a dire la componente verticale del campo elettrico.

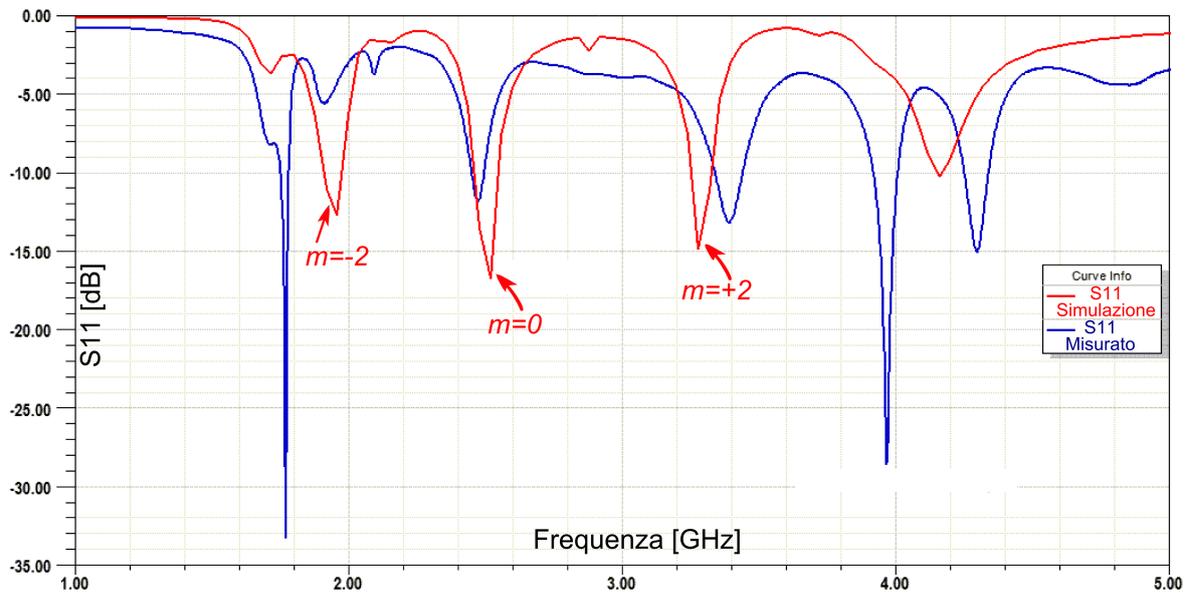


Figura 5.9: Confronto a banda larga della perdita di ritorno ($|S_{11}|$) misurata e simulata nella configurazione omnidirezionale; i modi di risonanza tipici sono contraddistinti dall'indice m .

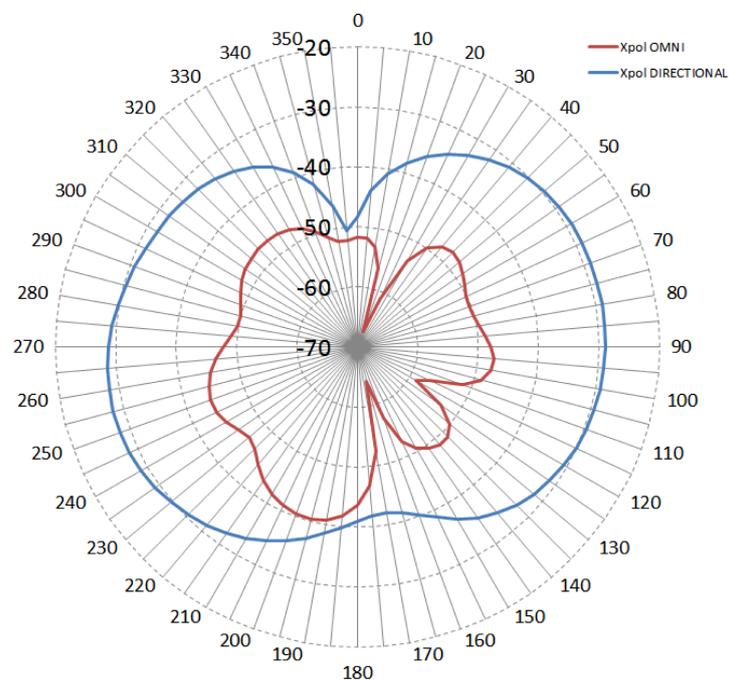


Figura 5.10: Diagrammi di radiazione nel piano azimutale della cross-polarizzazione per il modo omnidirezionale (in rosso) e per un modo direzionale (in blu).

5.3.1 Il modo omnidirezionale

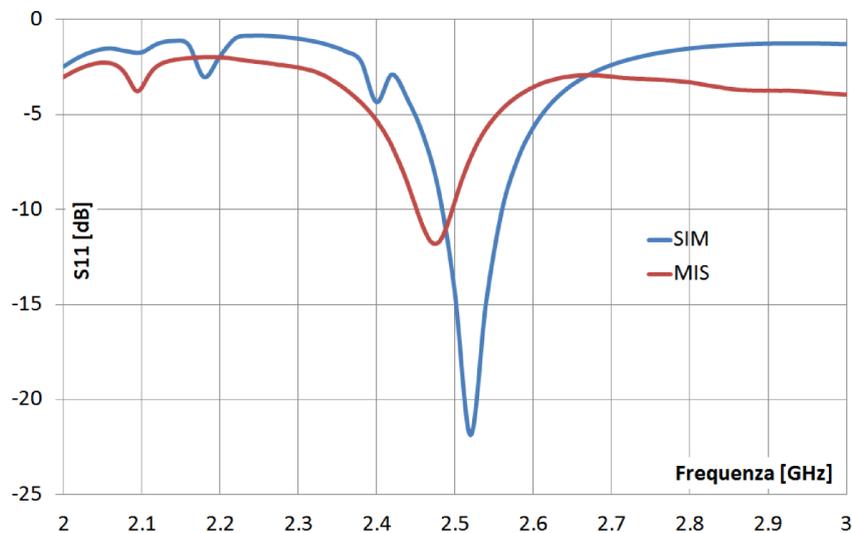


Figura 5.11: Confronto della perdita di ritorno della configurazione omnidirezionale tra il caso simulato (in blu) e i valori misurati (in rosso) mediante il VNA.

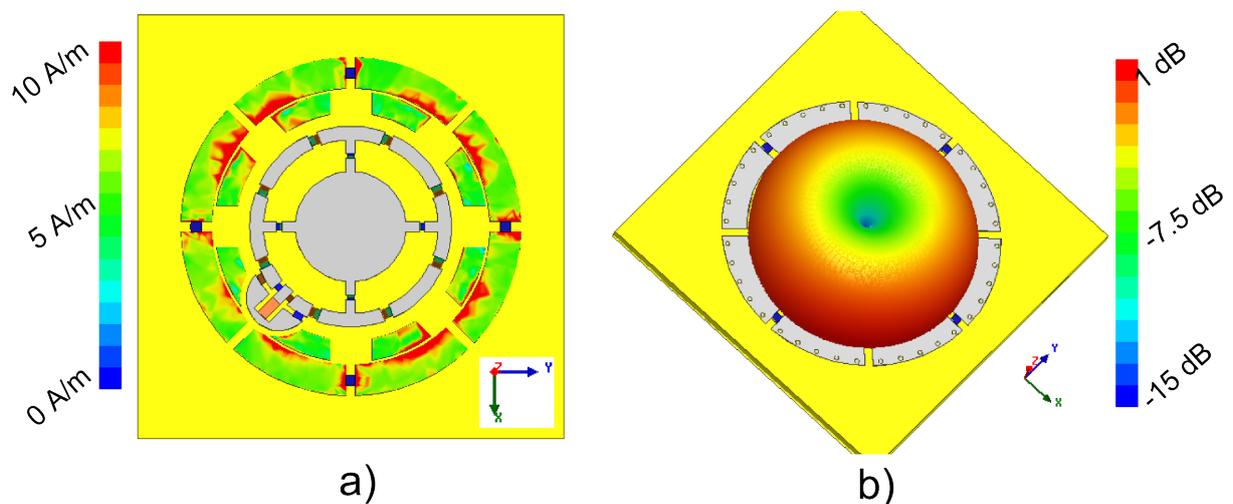


Figura 5.12: a) Ampiezza della corrente superficiale (in A/m) negli elementi parassiti. b) Solido di radiazione del guadagno totale (in dB) sovrapposto all'antenna. Nelle immagini i quadrati in blu sono i diodi attivi.

Gli andamenti del modulo del parametro S_{11} in fig. 5.11 per il modo omnidirezionale sono caratterizzati da uno scostamento in frequenza di circa 50 MHz tra misura e simulazione imputabile presumibilmente alle caratteristiche intrinseche poco precise del substrato $FR4$ utilizzato. La radiazione elettromagnetica che ne scaturisce è mostrata nella fig. 5.12 dove viene evidenziata la disposizione dei diodi attivati, la distribuzione di

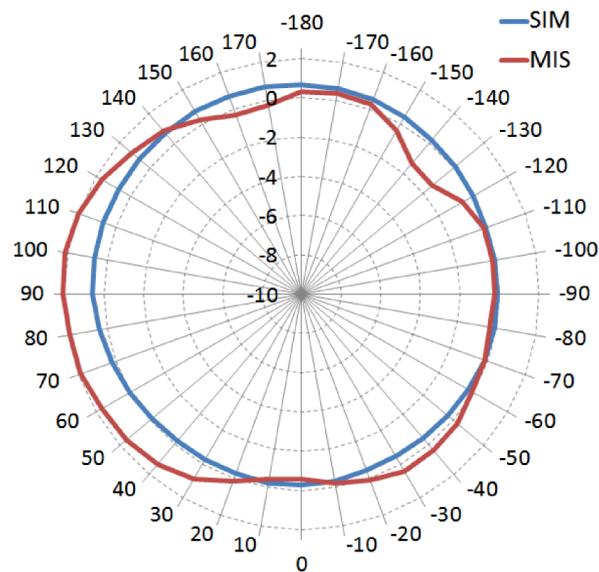


Figura 5.13: Confronto fra diagrammi di radiazione nel piano azimutale della configurazione omnidirezionale nel caso simulato (in blu) e misurato (in rosso).

corrente e il solido di radiazione che tale configurazione induce, con guadagno massimo simulato pari a 0.9 dB . Infine le misure di co-polarizzazione condotte in camera anecoica relative al piano azimutale (fig. 5.13) confermano i risultati della simulazione e mostrano come l'effetto di alcuni elementi di non idealità (ad esempio la presenza del cavo di alimentazione e del connettore) possano modificare localmente il diagramma complessivo, creando zone con fluttuazioni di guadagno mediamente pari a 1 dB .

5.3.2 I modi direzionali

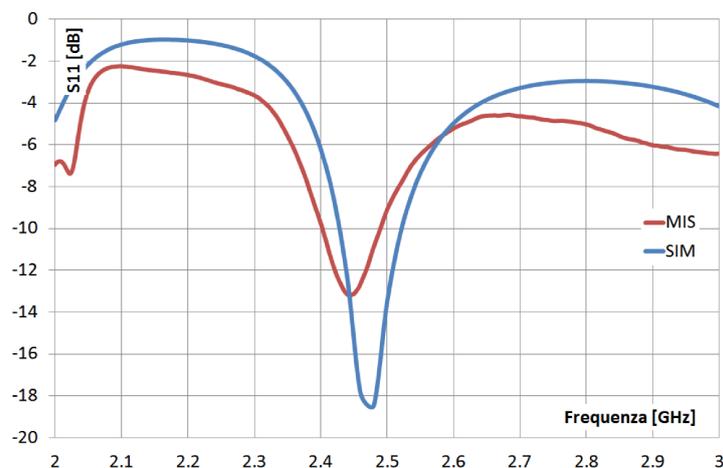


Figura 5.14: Confronto della perdita di ritorno della configurazione direzionale a 0° tra il caso simulato (in blu) e i valori misurati (in rosso) mediante il VNA.

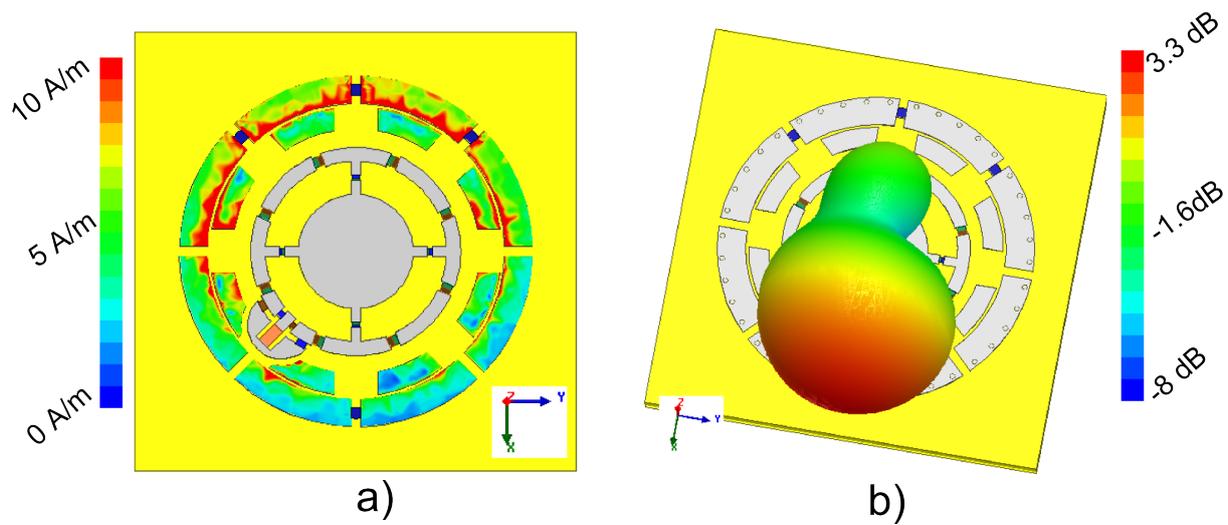


Figura 5.15: a) Ampiezza della corrente superficiale (in A/m) negli elementi parassiti. b) Solido di radiazione del guadagno totale (in dB) sovrapposto all'antenna. Nelle immagini sono evidenziati con quadrati blu i soli diodi attivi.

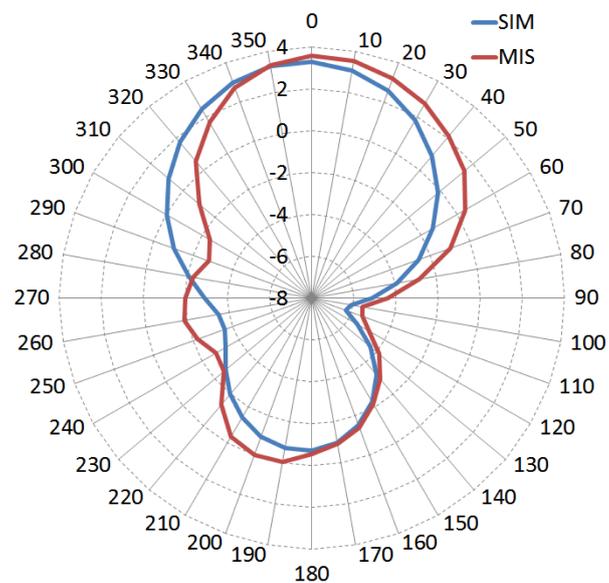


Figura 5.16: Confronto fra diagrammi di radiazione nel piano azimutale della configurazione direzionale a 0° nel caso simulato (in blu) e misurato (in rosso).

Per il modo direzionale con orientazione a 0° qui analizzato la perdita di ritorno di fig. 5.14 mostra il medesimo scostamento in frequenza osservato anche nel caso omnidirezionale; inoltre le misure all'analizzatore di rete dimostrano come la banda di adattamento sia centrata pressocchè alla stessa frequenza grazie all'apposita struttura progettata nello strato inferiore del substrato dell'antenna, descritta al par. 4.2.4. Le correnti superficiali sugli elementi parassiti, a differenza del caso omnidirezionale do-

ve la simmetria della struttura ne provoca l'equa distribuzione lungo l'intera corona, presentano intensità maggiore nell'elemento riflettore, la cui maggior lunghezza facilita l'instaurarsi del fenomeno di risonanza. Il solido di radiazione che l'antenna presenta in questa configurazione e, più in generale, in tutte le configurazioni direzionali, mostra un guadagno massimo nella direzione di puntamento che si aggira intorno ai 3.2 dB e un rapporto avanti-indietro di circa 4 dB ; questi valori tuttavia sono subordinati alla scelta di mantenere il diametro totale limitato a 32 mm . Per la configurazione a 0° è stato misurato il diagramma di radiazione nel piano azimutale in camera anecoica e in fig 5.16 viene presentato il confronto con quello ottenuto per via numerica: le misure seguono abbastanza fedelmente l'andamento simulato nonostante la presenza del cavo coassiale di alimentazione e del connettore U.FL (non modellati tramite software) perturbi leggermente il diagramma reale. Il guadagno massimo misurato nella direzione di puntamento corrisponde a 3.6 dB .

Variando i diodi di volta in volta attivati è possibile ottenere 8 diversi modi direzionali i cui diagrammi di radiazione polari e normalizzati rispetto al guadagno massimo sono rappresentati in fig. 5.17; per ognuno di essi infine sono stati estrapolati i parametri riassunti in tab. 5.2. Una rapida analisi dei dati forniti mostra come le configurazioni con orientazioni multiple di 45° soffrano di un rapporto avanti-indietro generalmente minore e la configurazione a 135° sia caratterizzata da un guadagno più basso rispetto alle altre, dovuto probabilmente all'asimmetria causata dalla rete BALUN posizionata dalla stessa parte dell'insieme di elementi parassiti che, per questa specifica configurazione, costituisce il riflettore.

Configurazione	$G_{max} \text{ [dB]}$	$HPBW^1$	Rapporto avanti-indietro [dB]
0°	3.3	90°	4.2
45°	3.0	90°	3.8
90°	3.2	100°	4.4
135°	2.8	100°	3.8
180°	3.2	90°	4.2
225°	3.0	110°	3.8
270°	3.5	110°	4.2
315°	3.0	110°	3.8

Tabella 5.2: Tabella riassuntiva dei parametri estratti dalle diverse simulazioni per ogni modo direzionale contraddistinto dal relativo angolo di puntamento.

¹ $HPBW$ o *Half Power Beamwidth* corrisponde alla larghezza del fascio a -3 dB .

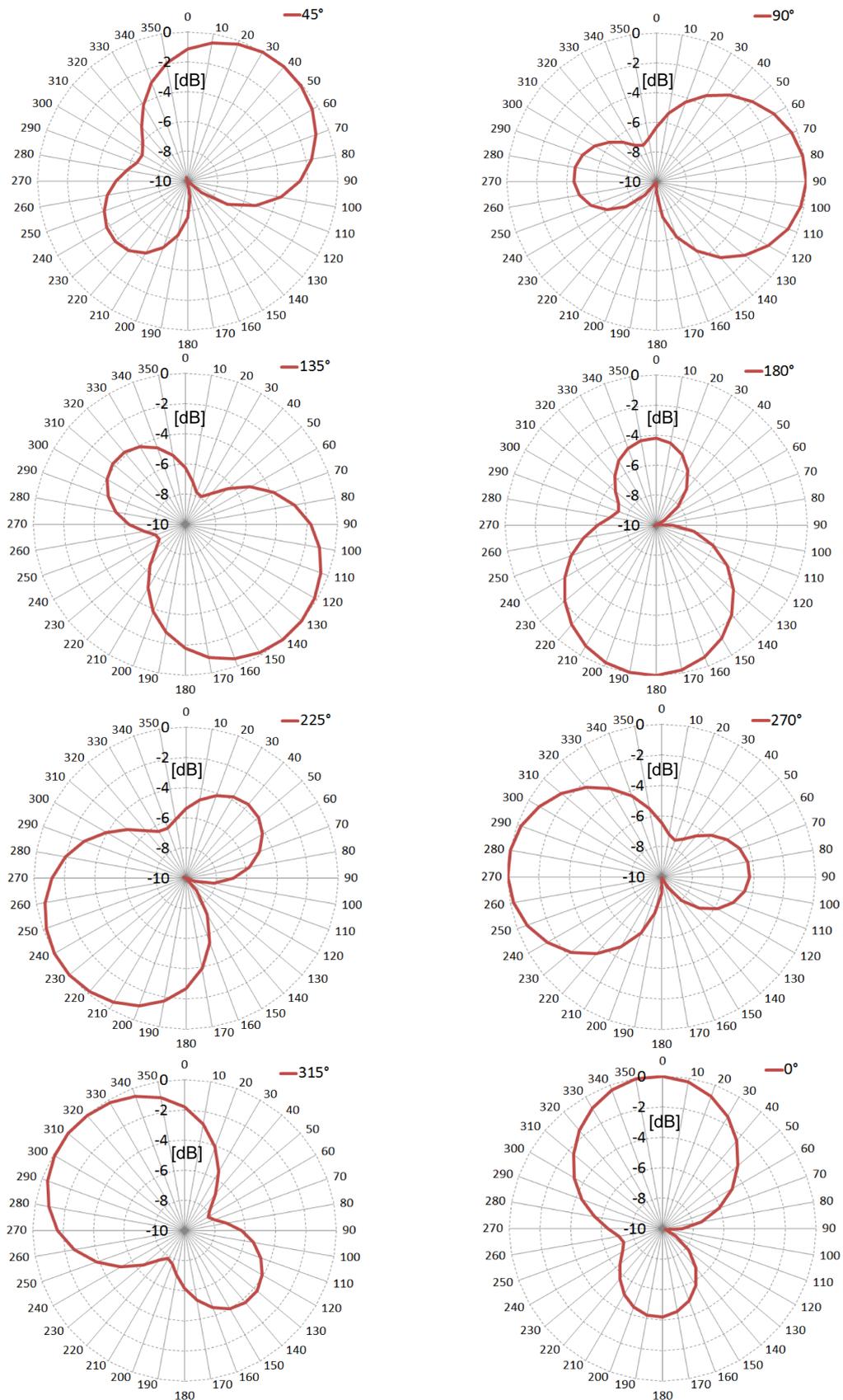


Figura 5.17: Diagrammi di radiazione polari normalizzati rispetto al guadagno massimo per i diversi modi direzionali, ottenuti mediante simulazione alla frequenza di 2.48 GHz .

5.4 Osservazioni

Efficienza di radiazione

Il parametro che aiuta a comprendere le prestazioni dell'antenna proposta in modo riassuntivo è senza dubbio l'efficienza di radiazione complessiva; in accordo alla definizione fornita nel par. 2.2.1 a pagina 22, questa comprende tutti gli effetti che comportano perdite di energia dovute a fenomeni parassiti e di non idealità, i quali si identificano principalmente nelle perdite nel dielettrico, nei conduttori e nel non perfetto adattamento dell'antenna.

A causa della difficoltà della misura diretta di questo parametro e ai metodi poco precisi proposti in letteratura, il valore di efficienza è stato estratto mediante simulazione sia per una configurazione direzionale focalizzando l'attenzione nella direzione di massimo puntamento che per la configurazione omnidirezionale eseguendo una media aritmetica su 4 direzioni equispaziate nel piano azimutale. Il grafico di fig. 5.18 mostra che limitando

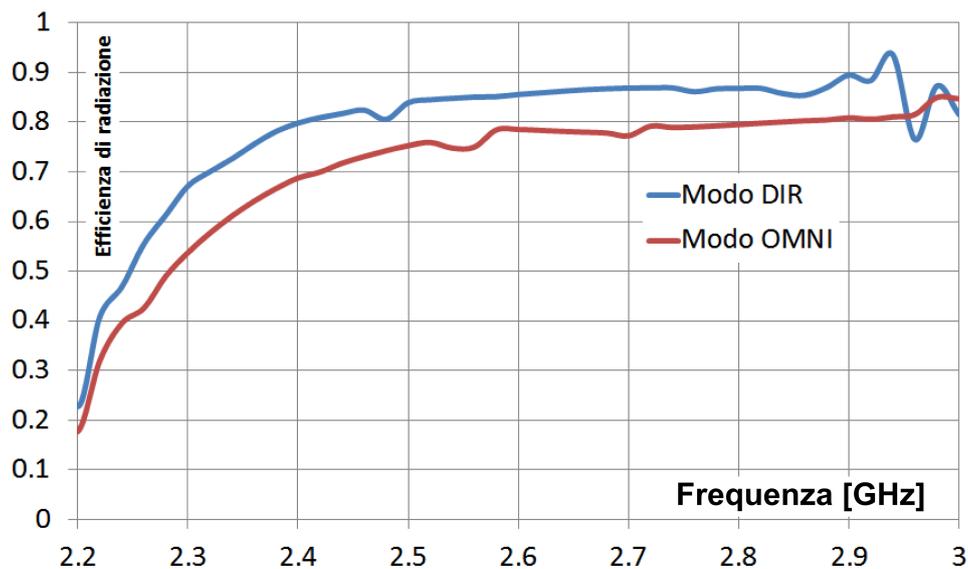


Figura 5.18: Efficienza di radiazione totale per una configurazione direzionale e per la configurazione omnidirezionale.

l'analisi alla banda d'interesse l'antenna presenta un valore di efficienza superiore all'80% nel caso direzionale considerato mentre, per il modo omnidirezionale, tale valore si assesta su percentuali minori, comunque superiori al 70%; questi elevati valori di efficienza indicano che l'antenna riesce a trasformare la maggior parte di energia elettrica accettata ai suoi terminali d'ingresso in energia elettromagnetica irradiata, permettendo di raggiungere così livelli di radiazione pari ad antenne convenzionali o meno efficienti, con minor potenza uscente dal dispositivo di trasmissione a monte dell'antenna.

L'alimentazione coassiale e il connettore U.FL

Le misure condotte in camera anecoica hanno chiarito l'influenza del sistema di alimentazione sul campo elettromagnetico irradiato. A causa della compattezza della struttura è risultato indispensabile utilizzare un connettore U.FL saldato direttamente sulla rete BALUN appositamente progettata e un cavetto coassiale di lunghezza pari a 15 cm con diametro esterno di 1.37 mm, idoneamente connettorizzato, per guidare il segnale a radiofrequenza proveniente dal dispositivo di trasmissione sino all'antenna (e viceversa nel caso di ricezione). Durante le misure effettuate in camera anecoica si sono provate due diverse

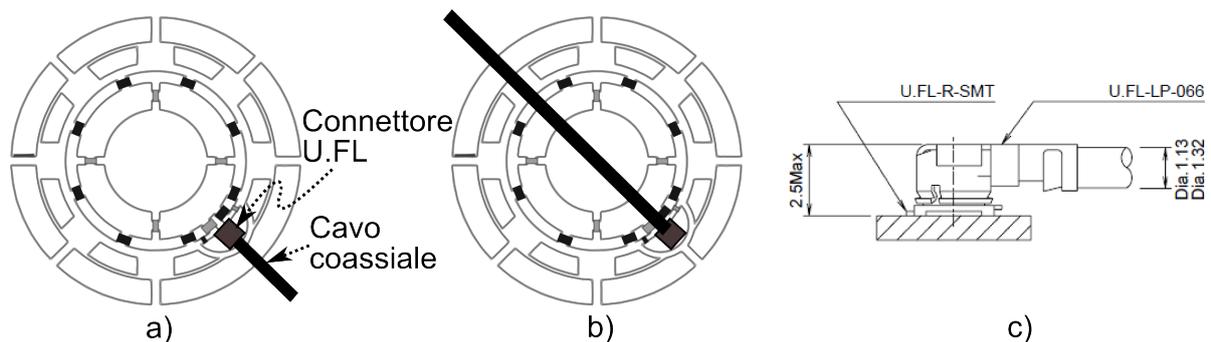


Figura 5.19: Disposizione del cavo coassiale di alimentazione rispetto all'antenna. a) Alimentazione periferica. b) Alimentazione centrale. c) Transizione da cavo coassiale a connettore U.FL (dimensioni in mm).

disposizioni del cavo coassiale di alimentazione e si è potuto notare che l'alimentazione periferica mostrata nella figura 5.19a provoca fluttuazioni più marcate del diagramma di radiazione omnidirezionale a causa di probabili interferenze tra il campo elettromagnetico irradiato e la zona di connettorizzazione; rivolgendo il cavo coassiale verso la direzione di zero del solido di radiazione (che per il caso omnidirezionale è simile ad un toroide) e quindi tagliando trasversalmente l'antenna (fig. 5.19b), l'influenza si è dimostrata minore e pertanto le successive misure sono state condotte con tale predisposizione. Con buone probabilità la soluzione ottimale prevede di curvare in corrispondenza del centro dell'antenna il cavo coassiale e mediante l'eventuale ausilio di un foro passante, convogliarlo verso il dispositivo di trasmissione, come mostrato in fig. 5.20.

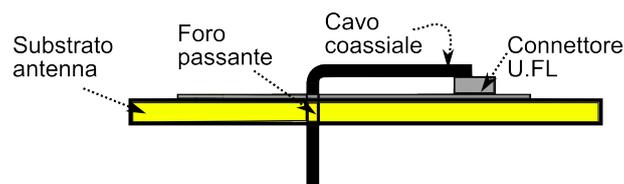


Figura 5.20: Metodo ottimale di disposizione del cavo coassiale di alimentazione.

L'effetto di un piano di massa esteso

Al fine di studiare il comportamento dell'antenna quando viene integrata in un dispositivo radio che ingloba una molteplicità di circuiti elettronici ausiliari (posizionati il più delle volte su un unico circuito stampato), sono state condotte delle simulazioni in cui l'antenna è stata posta in diverse posizioni rispetto ad un piano di massa esteso, che, dal punto di vista elettromagnetico, emula il comportamento della scheda elettronica principale dell'apparato.

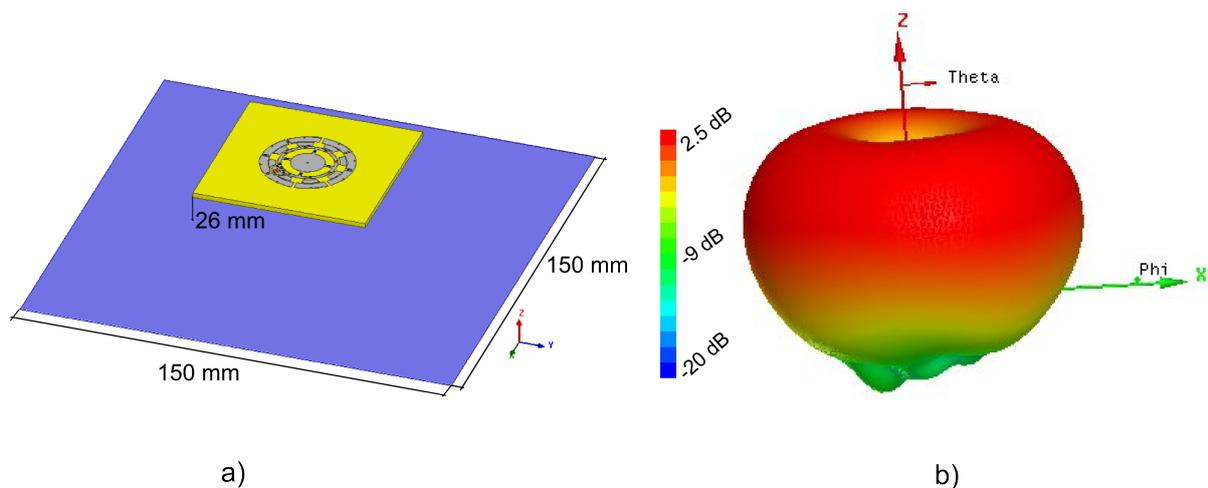


Figura 5.21: a) Organizzazione della simulazione con antenna parallela al piano di massa. b) Solido di radiazione a 2.48 GHz (simulazione).

Nella prima simulazione presentata in fig. 5.21a, l'antenna è stata posizionata con il substrato parallelo al piano di massa, ad una altezza di 26 mm ; il modo omnidirezionale simulato risente pesantemente del piano conduttore sottostante, tanto che questo si comporta alla stregua di un piano riflettente e causa un piegamento di circa 50° del solido verso la direzione opposta al piano, con conseguente incremento del guadagno massimo causato dalla riflessione stessa. Per limitare questo fenomeno di riflessione, l'antenna è stata posizionata ortogonalmente al piano di massa e ad una distanza dal profilo di questo pari a 8 mm . Il solido di radiazione risultante in questo caso (fig. 5.22b) non risente della presenza del piano conduttore e mantiene il comportamento già visto nel caso dell'antenna isolata, con guadagni allineati ai valori precedentemente esposti.

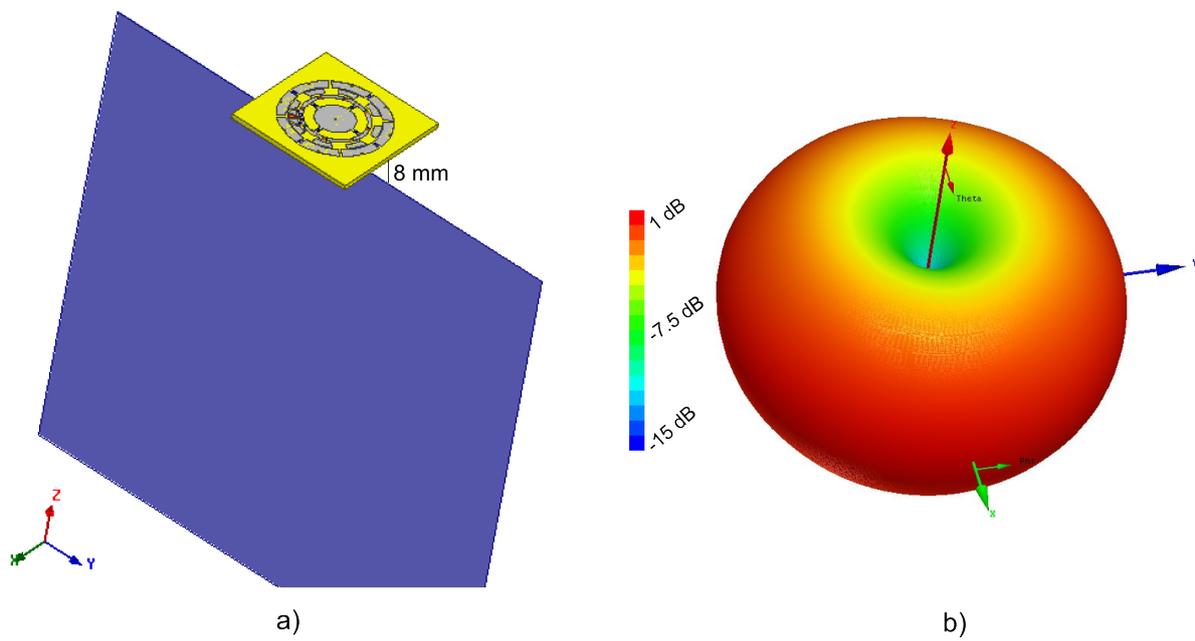


Figura 5.22: a) Organizzazione della simulazione con antenna ortogonale al piano di massa. b) Solido di radiazione a 2.48 GHz (simulazione).

Conclusioni

Nel panorama dei dispositivi radio attuali ha cominciato a prendere piede la necessità di incrementare le prestazioni massime raggiungibili e di diminuire nel contempo la potenza consumata in modo da fornire a dispositivi con stringenti richieste energetiche, quali sono i dispositivi portatili dotati di batteria, una pleora di servizi multimediali e di comunicazione che dal punto di vista della comunicazione radio sono esosi di risorse. Nell'ambito delle Wireless LAN qui analizzate, lo standard attuale (*802.11n*) è nato per assecondare gli obiettivi appena esposti e richiede pertanto un attento studio della parte responsabile della radiazione che corrisponde al sistema d'antenna utilizzato, il quale deve massimizzare la capacità del canale radio che si instaura fra trasmettitore e ricevitore.

L'opportunità fornita da antenne riconfigurabili consiste nel miglioramento dell'efficienza spettrale [23][24][25], ossia nella capacità di controllare intenzionalmente l'energia irradiata sotto forma di campo elettromagnetico, minimizzando di conseguenza gli sprechi del sistema. Inoltre, a differenza delle schiere adattative che ostentano un comportamento simile, questa concezione d'antenna permette di mantenere compatte le dimensioni complessive, rendendole compatibili a quelle tipiche di antenne standard, comunemente impiegato per il loro basso costo ma sicuramente meno efficienti dal punto di vista elettromagnetico.

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è stato quello di conciliare le nozioni teoriche proprie delle antenne miniaturizzate con i principi di riconfigurabilità del diagramma di radiazione in modo da rendere possibile l'ingegnerizzazione del solido di radiazione anche per antenne caratterizzate da distribuzioni di corrente limitate e generalmente difficili da perturbare. La tecnica scelta prevede l'utilizzo di elementi parassiti posti nelle immediate vicinanze dell'elemento radiante primario, nella cosiddetta regione di campo vicino; la conseguente ed inevitabile modifica dell'impedenza d'antenna causata da tali elementi fornisce un metodo ausiliario per adattare l'antenna miniaturizzata prescelta, la quale è notoriamente caratterizzata da un'ingente componente reattiva.

Il sistema formato dall'antenna "*ZOR loop*" e dal relativo circuito elettronico di controllo riprende fedelmente questi concetti proponendo una struttura completamente planare e utilizzando come elemento attivo la spira in metamateriale funzionante nel modo di risonanza di ordine zero (par. 4.1.3) alimentata mediante una rete BALUN appositamente progettata e circondata da una molteplicità di elementi parassiti periferici che conferi-

scono all'intera struttura le dimensioni massime pari a un quarto della lunghezza d'onda del campo elettromagnetico irradiato. In aggiunta a questo, la possibilità di variare le distribuzioni di corrente su tali elementi parassiti mediante commutatori a radiofrequenza (diodi PIN) apporta il duplice vantaggio di diminuire gli scostamenti di frequenza e banda di funzionamento e di ottenere la completa riconfigurabilità del diagramma di radiazione su tutto il piano azimutale cui l'antenna giace.

L'antenna proposta controllata elettronicamente dal circuito a microcontrollore realizzato è in grado di generare 8 differenti modi direzionali con orientazioni equispaziate nel piano azimutale e 1 configurazione omnidirezionale, tutte contraddistinte da un'elevata efficienza di radiazione (maggiore del 70%) ed elevati guadagni. Queste peculiarità rendono tale sistema adatto all'integrazione su dispositivi di ricezione che richiedono allo stesso tempo bassi consumi ed elevata sensibilità in ricezione, ma anche su apparati trasmettenti che riescono in questo modo a ottimizzare il campo elettromagnetico irradiato in risposta alla variabilità del canale radio, al fine di massimizzarne di volta in volta la capacità e quindi l'efficienza spettrale.

Alcuni interessanti sviluppi futuri prevedono di conferire all'antenna un migliore guadagno di direttività e un conseguente incremento del rapporto avanti-indietro senza modificare radicalmente le dimensioni massime, caratteristiche necessarie in contesti MIMO dove l'isolamento tra le diverse antenne utilizzate è un prerequisito di fondamentale importanza.

Tabella dei simboli e glossario

Simbolo	Descrizione
SISO	Single input - single output
MISO	Multiple input - single output
SIMO	Single input - multiple output
MIMO	Multiple input - multiple output
ISM	Industrial - scientific - medical
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
TX	Trasmettitore
RX	Ricevitore
PDP	Power delay profile
SNR	Rapporto tra segnale e rumore
LOS	Line of sight
NLOS	Non line of sight
OLOS	Obstructed line of sight
ESA	Electronically small antenna
$TM_{x,y}$	Modo di propagazione trasverso magnetico
$TE_{x,y}$	Modo di propagazione trasverso elettrico
FB	Fractional bandwidth - Banda relativa
VSWR	Voltage standing wave ratio - Rapporto di onda stazionaria
ILA	Antenna a "L rovesciata"
IFA	Antenna a "F rovesciata"
PIFA	Antenna planare a "F rovesciata"

Simbolo	Descrizione
EBG	Electronic band gap
NRI	Indice di rifrazione negativo
LH	Left-handed
RH	Right-handed
TL	Linea di trasmissione
CRLH-TL	Linea di trasmissione composita RH/LH
DRA	Antenna a risonatore dielettrico
GA	Algoritmo genetico
ZOR	Risonanza di ordine zero
VNA	Analizzatore di reti vettoriale
λ	Lunghezza d'onda
ϵ	Permittività dielettrica
μ	Permeabilità magnetica

Bibliografia

- [1] A.A.M. Saleh and R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2):128–137, February 1987.
- [2] Kyohei Fujimoto John L. Volakis, Chi-Chih Chen. *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill Professional, 2010.
- [3] R M Fano. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. *Journal of the Franklin Institute*, 249(2):139–154, 1950.
- [4] H.A. Wheeler. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, 35(12):1479 – 1484, Dec. 1947.
- [5] H. Wheeler. Small antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 23(4):462 – 469, Jul 1975.
- [6] L J Chu. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, 19(12):1163, 1948.
- [7] R. F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, 64D:1–12, 1960.
- [8] R. Collin and S. Rothschild. Evaluation of antenna Q . *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 12(1):23 – 27, Jan 1964.
- [9] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 44(5):672, May 1996.
- [10] A.D. Yaghjian and S.R. Best. Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 53(4):1298 – 1324, April 2005.
- [11] S.R. Best. Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pages 647–650, July 2006.

- [12] W. Geyi. Physical limitations of antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 51(8):2116 – 2123, Aug. 2003.
- [13] L.A. Griffiths, C. Furse, and You Chung Chung. Broadband and multiband antenna design using the genetic algorithm to create amorphous shapes using ellipses. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(10):2776 –2782, Oct. 2006.
- [14] Ali Ramadan, Mohammed Al-Husseini, Youssef Tawk, Karim Y. Kabalan, and Ali El-Hajj. A novel frequency/pattern-reconfigurable microstrip antenna for wlan applications. In *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pages 1 –3, April 2010.
- [15] J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, and J.T. Bernhard. Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 13(3):120 – 122, Mar 2003.
- [16] Do-Hoon Kwon. On the radiation q and the gain of crossed electric and magnetic dipole moments. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 53(5):1681 – 1687, May 2005.
- [17] C.A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. Harper & Row series in electrical engineering. Harper & Row, 1982.
- [18] S. Uda. *On the wireless beam of short electric waves: a new electric wave projector*. 1927.
- [19] Hidetsugu Yagi. Beam transmission of ultra short waves. *Proceedings of the IRE*, 16(6):715–741, 1928.
- [20] C. Caloz and T. Itoh. *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications : the engineering approach*. Wiley-Interscience, 2006.
- [21] W. Bakalski, W. Simburger, H. Knapp, H.-D. Wohlmuth, and A.L. Scholtz. Lumped and distributed lattice-type lc-baluns. In *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, volume 1, pages 209 –212, 2002.
- [22] Agilent Technologies. Productnote 8510-5, specifying calibration standards for use with the agilent 8510 network analyzer.
- [23] D. Piazza, N.J. Kirsch, A. Forenza, R.W. Heath, and K.R. Dandekar. Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for mimo systems. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 56(3):869 –881, March 2008.
- [24] D. Piazza, M. D’Amico, and K.R. Dandekar. Performance improvement of a wideband mimo system by using two-port rlwa. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 8:830 –834, 2009.
- [25] D. Piazza, P. Mookiah, M. D’Amico, and K.R. Dandekar. Experimental analysis of pattern and polarization reconfigurable circular patch antennas for mimo systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(5):2352 –2362, Jun 2010.