



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Sviluppo di un sistema d'antenna a doppia banda con diagramma di radiazione riconfigurabile

Tesi svolta in collaborazione con ADANT S.R.L.



Candidato:
Riccardo Bersan
Matricola 1020255

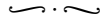
Relatore:
Prof. Andrea Galtarossa
Correlatore:
Dott. Daniele Piazza

Anno Accademico 2013–2014

Riccardo Bersan
Progetto di un sistema d'antenna a doppia banda riconfigurabile,
Tesi di Laurea Magistrale, © dicembre 2013.
✉ riccardo.bersan@gmail.com

Padova, dicembre 2013

You see things as they are and ask, "Why?"
I dream things as they never were and ask, "Why not?"



George Bernard Shaw,
Premio Nobel per la letteratura (1925)

SOMMARIO

Questa tesi tratta la possibilità di ottenere antenne a doppia banda con diagramma di radiazione riconfigurabile mediante la tecnica degli elementi parassiti commutati. Con l'uso di elementi parassiti caricati con impedenze risonanti è possibile scegliere in modo indipendente la forma e la direzione del solido di radiazione nelle due bande. L'idea è dimostrata con simulazioni in diversi scenari ed è stata validata con la realizzazione e la misura di prototipi.

PAROLE CHIAVE: antenna, riconfigurabile, dual-band, wifi.

ABSTRACT

In this work, I present the possibility of obtaining a radiation pattern reconfigurability in dual-band antennas by means of the switched parasitic element technique. Using resonant loaded parasitic elements it's possible to choose independently the shape and the maximum direction of the radiation solid in both the bands. The idea is demonstrated by means of various simulations in different scenarios and validated by measurement on real prototypes.

KEYWORDS: antenna, reconfigurable, dual-band, wifi.

INDICE

INTRODUZIONE	ix
1 TEORIA DELLE ANTENNE	1
1.1 Definizioni	1
1.1.1 Definizione di antenna	1
1.1.2 Sorgenti generiche	1
1.1.3 Regioni di funzionamento	2
1.2 Parametri d'antenna	3
1.2.1 Parametri di Scattering e impedenza di ingresso	4
1.2.2 Diagramma di radiazione, direttività e guadagno	6
1.2.3 Polarizzazione	9
1.3 Tipi di antenne elementari	9
1.3.1 Antenne filiformi	9
1.3.2 Antenne planari	11
1.3.3 Schiere di antenne	12
2 ANTENNE MULTI-BANDA	15
2.1 Definizione	15
2.2 Teoria delle antenne multibanda	15
2.3 Classificazione generale	17
2.3.1 Modi ortogonali o modi di ordine superiore	17
2.3.2 Strutture risonanti multiple	18
2.3.3 Antenne con risonatori parassiti	20
2.3.4 Antenne caricate con corti, aperture o impedenze	20
2.3.5 Antenne in metamateriale con modi di ordine diverso	22
3 ANTENNE RICONFIGURABILI	25
3.1 Introduzione	25
3.2 Tecniche di riconfigurabilità	26
3.2.1 Riconfigurabilità della rete di adattamento	26
3.2.2 Riconfigurabilità dell'elemento radiante	27
3.2.3 Riconfigurabilità per mezzo di elementi parassiti	28
3.3 Diversi tipi di riconfigurabilità	29
3.3.1 Riconfigurabilità della frequenza di risonanza	29
3.3.2 Riconfigurabilità della polarizzazione	30
3.3.3 Riconfigurabilità del pattern di radiazione	31
3.4 Tecnologie per la riconfigurabilità	32
3.4.1 Attuatori meccanici	32
3.4.2 Interruttori RF	33
3.4.3 Varactor	36
3.4.4 Materiali riconfigurabili	36
4 ANALISI TEORICA E SIMULAZIONI	39
4.1 Introduzione	39
4.2 Antenna a doppia banda	40
4.3 Prima soluzione	41
4.4 Seconda soluzione	44
4.4.1 Elementi parassiti per la banda inferiore	44
4.4.2 Modifica dell'elemento parassita per la bassa frequenza	48

4.4.3	Elementi parassiti per la banda superiore	52
4.5	Simulazioni di sistema	53
5	PROGETTO DELL'ANTENNA	57
5.1	Scelta dell'elemento attivo	57
5.2	Design della riconfigurabilità	59
5.3	Realizzazione e misure	66
5.3.1	Miglioramento del prototipo	66
5.4	Misura dei diagrammi di radiazione	68
5.5	Sviluppi futuri	73
	CONCLUSIONI	75
	BIBLIOGRAFIA	79

INTRODUZIONE

Negli ultimi anni si è registrato un notevole incremento del numero di dispositivi in grado di stabilire comunicazioni senza fili come pure del numero di applicazioni della tecnologia wireless e del numero utenti interessati al loro utilizzo.

Secondo un'indagine compiuta da Cisco [34] il traffico dati derivante dall'uso di apparecchi mobili è aumentato del 70% nel 2012 rispetto all'anno precedente, con una crescita media dei dati derivanti da *smartphone* dell'81%. Secondo le proiezioni dello stesso rapporto, la quantità di informazioni scambiati per anno è destinata ad aumentare di circa 13 volte entro il 2017, anno in cui due terzi dei trasferimenti avrà come oggetto lo scambio di video.

Far fronte a questa richiesta di comunicazioni wireless ad alta velocità è una delle sfide del mondo della tecnologia dell'informazione.

Una delle risposte a questa necessità è l'uso di sistemi d'antenna intelligenti, che differentemente da quelle tradizionali, possono modificare il loro comportamento al cambiamento di requisiti o di condizioni ambientali in modo da funzionare anche nelle condizioni più critiche.

Per esempio, un'antenna a pattern riconfigurabile può essere utilizzata per la soppressione di disturbi interferenti con un determinato angolo di arrivo, oppure per ridurre la potenza di trasmissione contribuendo ad aumentare l'autonomia di dispositivi mobili. Inoltre, alcuni studi hanno messo in evidenza come le prestazioni di sistemi MIMO possono essere migliorate con l'impiego di antenne a diagramma di radiazione riconfigurabile, sottolineando che il miglioramento ottenibile cresce proporzionalmente con il numero di configurazioni disponibili. Confrontando un sistema di comunicazione WiFi MIMO tradizionale e uno che monta antenne con diagramma di radiazione riconfigurabile, è possibile riscontrare:

- maggiori velocità di trasferimento dati;
- una maggiore copertura del segnale wireless;
- una maggior efficienza di comunicazione, riducendo la potenza trasmessa;
- una riduzione delle dimensioni degli apparecchi e del costo, a parità di prestazioni.

Con queste premesse ho analizzato la possibilità di applicare il concetto di riconfigurabilità del diagramma di radiazione anche ad antenne a doppia banda. Il protocollo di comunicazione IEEE 802.11 nelle sue versioni n e più recentemente ac introduce, infatti, la possibilità di utilizzare due bande per la ritrasmissione di dati. La prima è la banda ISM con frequenza centrale 2.45 GHz, utilizzata già nelle precedenti versioni protocollari: a questa ne viene affiancata una seconda, di maggiore ampiezza, che si estende da 5 GHz a 6 GHz. L'uso di due bande distinte consente di migliorare l'efficienza spettrale e si propone anche come soluzione al problema del "sovraffollamento" che era stato osservato per la banda inferiore.

Con l'introduzione di questa seconda banda è raddoppiato il numero di antenne necessarie per ogni dispositivo e conseguentemente è aumentato

lo spazio occupato dagli elementi radianti. Una soluzione semplice che permette l'uso di entrambe le bande senza bisogno di ulteriori antenne è l'impiego di soluzioni a doppia banda.

Tuttavia, combinare le tecniche di riconfigurabilità all'impiego di antenne a doppia banda pone una serie di problematiche che è necessario risolvere per ottenere i vantaggi di entrambe le tecnologie. In quest'ottica si sviluppa il lavoro di tesi qui presentato; lo scopo è quello di analizzare e studiare l'applicazione dei concetti di riconfigurabilità del diagramma di radiazione per antenne dual-band che possano operare alle frequenze della banda WiFi.

La tesi è suddivisa in questo modo:

IL PRIMO CAPITOLO presenta le basi per la comprensione del funzionamento delle antenne, illustra gli esempi più classici di antenne tradizionali e delinea la nomenclatura utilizzata nel corso dell'opera.

IL SECONDO CAPITOLO introduce le antenne a doppia banda e multibanda, indicando le principali tecniche utilizzate per il loro progetto, corredando la spiegazione con esempi presi dalla letteratura.

IL TERZO CAPITOLO descrive il concetto di riconfigurabilità applicata alle antenne, definendone le caratteristiche e gli scopi principali. Tra le tecniche per la riconfigurabilità del diagramma di radiazione viene presentata quella basata sugli elementi parassiti commutati, che farà poi da riferimento nel corso della successiva trattazione.

IL QUARTO CAPITOLO illustra il procedimento utilizzato per ottenere antenne riconfigurabili a doppia banda. Inizialmente vengono presentati brevemente i risultati di altre ricerche in materia; successivamente si introduce l'analisi di monopoli caricati con impedenze risonanti e di elementi parassiti riflettori a doppia banda. Poi viene presentata una modifica della tecnica degli elementi parassiti commutati che, grazie all'inserimento di opportune impedenze risonanti, consente di ottenere un controllo indipendente sul diagramma di radiazione nelle bande di interesse. Le analisi sono corredate dai risultati ottenuti mediante simulazioni numeriche, che mostrano il raggiungimento degli obiettivi prefissi in diversi scenari.

IL QUINTO CAPITOLO mostra i passi necessari per trasporre la tecnica descritta nel capitolo precedente ad una generica realizzazione planare su substrato; vengono presentati i principali risultati di simulazione utilizzando approssimazioni di crescente complessità per modellare le impedenze risonanti. Sulla base dei risultati da simulazione, si sono realizzati due prototipi, necessari per validare sperimentalmente quanto ottenuto da simulazione; si sono quindi condotte misure del coefficiente di riflessione e di diagramma di radiazione nelle diverse configurazioni, confrontandole con i risultati attesi. Infine, sono descritte alcune possibili modifiche da apportare all'antenna in analisi al fine di migliorarne le prestazioni.

1.1 DEFINIZIONI

1.1.1 Definizione di antenna

Secondo quanto riportato da “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas” [19], l’antenna è per definizione:

quella parte di un sistema trasmettitore o ricevitore designata ad irradiare o ricevere onde elettromagnetiche.

Si tratta quindi di un dispositivo attraverso il quale le onde elettromagnetiche passano da una struttura guidante allo spazio libero e viceversa, negli atti che prendono il nome di trasmissione e ricezione. La struttura guidante, che costituisce una linea di trasmissione, effettua il collegamento tra l’antenna e la parte restante del circuito.

I fenomeni fisici legati alla produzione, propagazione e ricezione di onde elettromagnetiche sono descritti per mezzo delle equazioni di Maxwell: analizzando il problema dal punto di vista della trasmissione, l’applicazione di queste equazioni consente di ottenere un legame tra le eccitazioni impresse all’antenna e il campo elettromagnetico irradiato.

Da un punto di vista più pratico si può pensare che il fenomeno dell’irradiazione avvenga ogni volta che si ha un’accelerazione o decelerazione di cariche elettriche. Per esempio, in figura 1, sono mostrate varie fasi dell’oscillazione di una coppia di cariche in un dipolo: nell’evoluzione del loro moto armonico, queste creano un campo elettrico – le cui linee di campo sono mostrate in figure – e uno magnetico. Si può notare che il campo elettrico è più intenso in corrispondenza della massima accelerazione delle cariche mentre si annulla quando la loro accelerazione è nulla, ovvero quando le cariche si trovano al centro del dipolo; al trascorrere di mezzo periodo di oscillazione, le linee di campo vanno a formare dei *fronti d’onda* che, a seguito della propagazione, sembrano staccarsi dal dipolo. Questa stessa immagine fornisce una prima idea di come l’irradiazione sia un fenomeno dotato di *direzionalità* e mostra, quindi, che ci saranno direzioni spaziali in cui il campo ha un’intensità maggiore ed altre in cui il campo è meno intenso.

1.1.2 Sorgenti generiche

Lo studio e il calcolo completo del campo elettromagnetico generato da una sorgente generica si basano sulla risoluzione delle equazioni di Maxwell, a partire dalla loro formulazione armonica. Vengono qui riportati alcuni dei risultati più importanti, rimandando alla letteratura specifica [1] [21] [24] per una trattazione più dettagliata.

Mediante la scelta di Lorenz, è possibile giungere alla formula risolvante:

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \sigma^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}_i \quad (1)$$

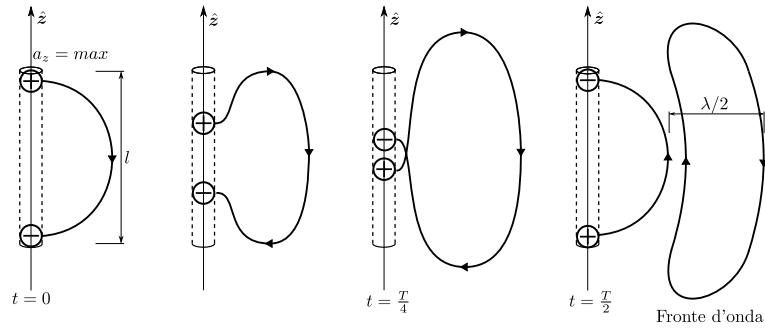


Figura 1: Linee di campo elettrico generate da due cariche che si muovono di moto armonico [21].

in cui \mathbf{A} è il potenziale vettore del campo magnetico, \mathbf{J}_i è la densità delle correnti impresse e σ è la costante di propagazione dell'onda. È importante osservare che la densità di corrente impressa in un punto $\mathbf{J}_i(\mathbf{P})$ è una funzione vettoriale complessa, scomponibile in un contributo di modulo $J_i(\mathbf{P})$ e in un contributo versoriale $\hat{\mathbf{c}}(\mathbf{P})$. Per una sorgente estesa, il potenziale magnetico vettore si calcola con la relazione:

Potenziale vettore
magnetico

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{e^{-\sigma|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|}}{|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|} \mathbf{J}_i(\boldsymbol{\rho}) dV \quad (2)$$

in cui \mathbf{r} è il vettore distanza del punto di osservazione dall'origine sistema di riferimento, mentre $\boldsymbol{\rho}$ è il vettore distanza del punto-sorgente dall'origine del sistema di riferimento.

Il calcolo del potenziale magnetico vettore conduce alla risoluzione completa del problema tramite il calcolo del campo elettrico e del campo magnetico, che si ricavano per derivazione tramite le equazioni:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \\ \mathbf{E} &= \frac{\mu}{j\omega\epsilon_c\mu} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - j\omega\mathbf{A} \end{aligned} \quad (3)$$

In una grande quantità di casi di interesse pratico, la risoluzione dell'equazione 2 risulta difficile o conduce a espressioni complesse e poco maneggevoli: in questi casi, per una risoluzione con elevato grado di approssimazione, si ricorre all'uso di software di calcolo numerico oppure si possono introdurre delle approssimazioni, che permettono un calcolo semplificato limitatamente ad alcune regioni dello spazio.

1.1.3 Regioni di funzionamento

La presenza del termine $|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|$ all'interno dell'espressione del potenziale vettore magnetico, permette di individuare tre *regioni di funzionamento* in cui si possono adottare diverse approssimazioni sull'andamento del campo irradiato. Questa suddivisione, illustrata in figura 2, è possibile poiché il campo generato da un'antenna è strettamente legato alle dimensioni fisiche dell'antenna stessa e alla lunghezza d'onda della radiazione emessa.

Regione di campo
vicino reattivo

In prossimità dell'antenna possiamo trovare una concentrazione di energia reattiva che viene immagazzinata sotto forma di campo, mentre il campo irradiato è trascurabile. Questa prima regione, denominata *zona di campo vicino reattivo*, si estende per qualche lunghezza d'onda e si identifica generalmente con una sfera di raggio $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$, in cui D rappresenta la massima

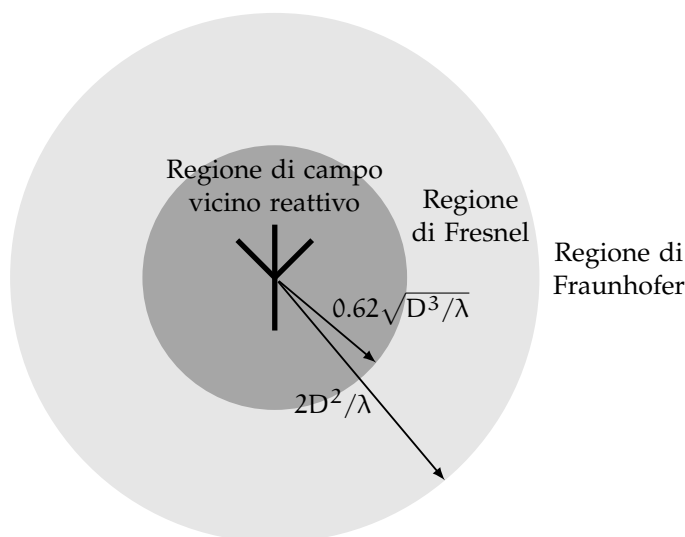


Figura 2: Regioni di funzionamento di un'antenna.

dimensione dell'antenna. Ogni oggetto che viene a trovarsi in questa regione può modificare anche fortemente le caratteristiche dell'antenna a causa del notevole scambio di energia che si instaura tra i corpi.

All'aumentare della distanza dall'antenna si passa alla *zona di campo vicino radiativo*, o *zona di Fresnel*, in cui il campo reattivo diventa sempre più trascurabile rispetto alla componente radiativa. Tuttavia in questa regione il campo presenta ancora una forte dipendenza radiale, poiché i contributi provenienti da punti diversi dell'antenna si sommano in fase o in controfase dando luogo a fluttuazioni spaziali del campo. Questa condizione si mantiene fino a una distanza radiale pari a $2D^2/\lambda$ oltre cui l'errore di fase nel approssimare il termine $|\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}|$ con $|\mathbf{r}|$ non supera il valore soglia di $\frac{\pi}{8}$ e può essere trascurato.

Regione di Fresnel

Questa è la regione più interessante dal punto di vista della radiocomunicazione, denominata *regione di campo lontano*, o di *Fraunhofer*. Quando la distanza radiale supera $2D^2/\lambda$, le componenti di campo disposte radialmente sono trascurabili e, quindi, le componenti risultano essere disposte trasversalmente alla direzione di propagazione. In campo lontano la radiazione ha le caratteristiche di un'onda sferica uniforme e la sua valutazione diventa più semplice.

Regione di Fraunhofer

È importante precisare che, in un mezzo privo di perdite, la potenza attiva che attraversa una sfera centrata sulla sorgente non dipende dal raggio della sfera stessa; nella regione di campo vicino è presente potenza attiva ma questa è trascurabile rispetto a quella reattiva. Quest'ultima ha una decadenza cubica all'aumentare della distanza di osservazione mentre la potenza attiva irradiata non ha alcuna dipendenza dalla distanza: allo stesso modo la *densità di potenza attiva* decresce con il quadrato della distanza perché aumenta la superficie della sfera di integrazione.

1.2 PARAMETRI D'ANTENNA

Per la classificazione delle antenne si utilizzano alcune figure di merito che ne descrivono in modo compatto le caratteristiche principali senza bisogno di ricorrere a formulazioni di campo.

1.2.1 Parametri di Scattering e impedenza di ingresso

Adattamento di
impedenza

L'impedenza di ingresso è un parametro di fondamentale importanza per il design di antenne: per massimizzare il trasferimento di potenza tra la sorgente e l'antenna è necessario che sussista la condizione di *adattamento di impedenza*, ovvero l'impedenza offerta dall'antenna Z_A deve essere pari al complesso coniugato dell'impedenza del generatore Z_G , cioè:

$$Z_A = Z_G^* \quad (4)$$

Questa condizione non è sempre facile da raggiungere e, in alcuni casi, si ricorre all'uso di una rete di adattamento di impedenza che trasforma l'impedenza dell'antenna in quella richiesta.

Per motivazioni storiche è consuetudine utilizzare come impedenza di riferimento per i generatori, le linee di trasmissione e le antenne, il valore reale di 50Ω o, in casi meno frequenti, 75Ω : nei casi in cui non è specificato, l'impedenza di riferimento è sempre 50Ω .

L'impedenza di ingresso di un'antenna si compone di tre contributi serie fondamentali:

- la resistenza di radiazione R_R , che modella il trasferimento di potenza dal generatore al mezzo trasmissivo;
- la resistenza di perdita R_P , che modella la parte di potenza che viene persa per effetto di dissipazione;
- la reattanza d'antenna X_A , che modella la parte di energia reattiva scambiata.

L'obiettivo del design d'antenna è produrre un dispositivo che abbia resistenza di radiazione più possibile vicina a 50Ω , minimizzando al contempo la resistenza di perdita e la reattanza d'antenna. Inoltre, noto che questi tre parametri sono funzione della frequenza, gli obiettivi di progetto devono essere mantenuti per tutto il range di frequenze di interesse: la figura 3 illustra questo concetto.

Tuttavia, nel campo delle microonde, all'indicazione di impedenza di ingresso, che è basata su un rapporto tra tensioni e correnti, si preferisce una descrizione fondata su rapporti di potenze, che prendono il nome di *parametri di scattering*. Questi parametri consentono di definire il comportamento

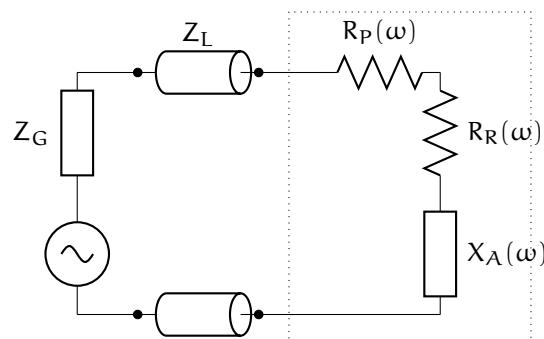
Parametri di
Scattering

Figura 3: Schema elettrico equivalente di un'antenna (indicata dal rettangolo tratteggiato) collegata al generatore per mezzo di una linea di trasmissione.

di un generico dispositivo n -porte tramite il rapporto delle potenze entranti e uscenti, misurate tra coppie di porte, ponendo in adattamento anche quelle non in uso.

Per un dispositivo ad una porta come un'antenna tradizionale, il coefficiente $S_{1,1}$ è l'unico parametro di scattering che può essere definito, ed esprime il rapporto tra la potenza che viene iniettata nel dispositivo attraverso la sua porta di ingresso e la potenza che viene riflessa al generatore dalla porta stessa.

Contestualmente al coefficiente di riflessione si definisce il *Return Loss*, una rappresentazione in scala logaritmica della stessa grandezza, definito come:

$$RL = 20 \log_{10} |S_{1,1}| \quad [\text{dB}] \quad (5)$$

Il legame tra l'impedenza di ingresso e il coefficiente di riflessione, per un dispositivo ad una porta è dato dalla relazione:

$$\Gamma(\omega) = S_{1,1}(\omega) = \frac{Z_{\text{in}}(\omega) - Z_0}{Z_{\text{in}}(\omega) + Z_0} \quad (6)$$

in cui Z_0 rappresenta l'impedenza di riferimento. Da questa espressione notiamo che il coefficiente di riflessione è tanto più prossimo allo zero quanto più l'impedenza di ingresso si avvicina a quella di riferimento, mentre valori prossimi all'unità indicano che la potenza viene in gran parte riflessa al generatore.

È consuetudine dire che un'antenna è *adattata* se il suo *return loss* è inferiore a -10 dB alle frequenze di interesse: questo equivale a richiedere un coefficiente di riflessione inferiore a 0.32 ovvero un massimo di potenza riflessa del 32%. In alcuni casi, come quando si ha a che fare con antenne ad alto livello di integrazione, questo limite è considerato troppo restrittivo e si accettano valori di *return loss* inferiori a -6 dB.

Considerato che il coefficiente di riflessione è funzione della frequenza, si ricorre molto frequentemente alla sua rappresentazione grafica, generalmente in scala logaritmica. Questi grafici consentono immediatamente di valutare la bontà dell'adattamento di impedenza e di verificare per quali frequenze questo si verifica, cioè di osservare quella che prende il nome di *banda di adattamento*. Un grafico di esempio è mostrato in figura 4. Da questo tipo di grafici, assieme alla banda di adattamento, è possibile estrarre informazioni sulla banda frazionaria, o *fractional bandwidth*, ovvero il rapporto tra la banda di adattamento e la frequenza centrale della banda stessa.

Con riferimento alla teoria dei risonatori RLC, per la cui trattazione si rimanda in testi più specifici, è possibile evidenziare che la banda frazionaria è legata da proporzionalità inversa ad un'altra figura di merito, il *fattore di qualità*, generalmente indicato con la lettera Q . Questo è definito dal rapporto tra l'energia media immagazzinata in un ciclo e la potenza dissipata, tramite la relazione:

$$Q = \omega \frac{W_m + W_e}{P_\ell} \quad (7)$$

in cui i termini W_m e W_e rappresentano l'energia media immagazzinata rispettivamente in forma magnetica ed elettrica, mentre il termine P_ℓ rappresenta la potenza dissipata.

Dalla relazione di proporzionalità inversa con la banda frazionaria è possibile dire che quando un'antenna presenta un fattore di qualità basso la banda frazionaria è più estesa poiché è minore la quantità di energia elettromagnetica immagazzinata.

Condizione di adattamento

Fattore di Qualità

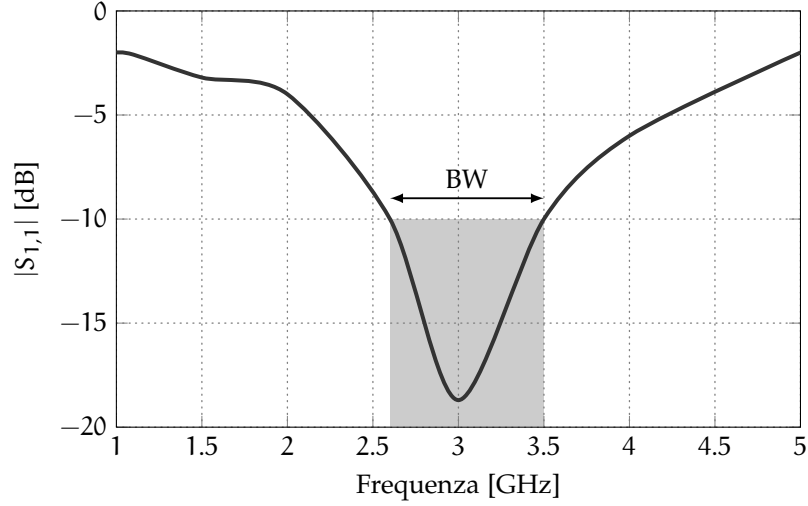


Figura 4: Esempio di Return Loss di un'antenna risonante in cui è evidenziata la banda di adattamento. La frequenza centrale è di 3 GHz mentre la banda è circa 900 MHz.

1.2.2 Diagramma di radiazione, direttività e guadagno

Quando si esaminano le proprietà radiative di un'antenna per la ricetrasmisione, si è interessati principalmente alle sue caratteristiche in ragione di Fraunhofer, anche detta zona di *far field*. Come abbiamo già osservato, in questa regione il campo emesso da un'antenna si dispone trasversalmente alla direzione di propagazione, assicurando una maggior facilità di descrizione del campo. Il potenziale vettore magnetico descritto dall'equazione 2 si semplifica in:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(\mathbf{r}) \Big|_{\text{far field}} &= \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-\sigma r}}{r} \int_V \mathbf{J}_i(\boldsymbol{\rho}) e^{\sigma \boldsymbol{\rho} \cdot \hat{\mathbf{r}}} dV \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-\sigma r}}{r} \mathbf{M}(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (8)$$

in cui tutto il contributo angolare viene raccolto nel termine $\mathbf{M}(\theta, \phi)$ che prende il nome di *momento equivalente*. In particolare questo termine racchiude tutta l'informazione sulla distribuzione angolare dell'energia e sulla polarizzazione del campo elettromagnetico.

Utilizzando questo risultato per il calcolo del campo elettrico e del campo magnetico irradiati otteniamo:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, \theta, \phi) \simeq -\sigma \frac{e^{-\sigma r}}{4\pi r} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M}(\theta, \phi) \quad (9)$$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \theta, \phi) \simeq -j\omega\mu \frac{e^{-\sigma r}}{4\pi r} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{M}(\theta, \phi) \times \hat{\mathbf{r}} \quad (10)$$

in cui si nota che i moduli dei campi sono legati da proporzionalità diretta secondo un coefficiente denominato *impedenza d'onda*, che nel vuoto ha un valore di circa $120\pi[\Omega]$.

Per rappresentare le caratteristiche direttive dell'antenna si fa riferimento al *diagramma di radiazione*, che è [19]:

la distribuzione spaziale di una quantità che caratterizza il campo elettromagnetico generato da un'antenna.

In generale si tratta di una rappresentazione tridimensionale del *solido di radiazione*, ottenuto per la quantità di interesse e nell'ipotesi di campo lontano. Le informazioni che sono più spesso rappresentate sono la *densità di potenza*, l'*intensità di radiazione* normalizzata rispetto al suo valore massimo, la *direttività* o il *guadagno* di un'antenna, nella sua accezione di funzione angolare e la *polarizzazione*, intesa come rappresentazione della sola componente di campo che ha una determinata polarizzazione.

Tutte queste quantità sono legate al campo elettrico e, di conseguenza sono rappresentazioni del momento equivalente.

In molte occasioni risulta molto più semplice e informativo presentare un *taglio* del solido di radiazione, ovvero una rappresentazione polare della quantità osservata dall'intersezione del solido di radiazione e una superficie. Ad esempio è spesso di interesse osservare il diagramma di radiazione sul piano azimutale, ottenuto fissando l'angolo θ a 90° e lasciando la coordinata ϕ variabile indipendente. Nel caso di antenne o dispositivi a polarizzazione lineare si usa parlare di *piano E* e *piano H*, che individuano rispettivamente i tagli paralleli ai vettori di campo elettrico e magnetico.

In figura 5 è mostrato il solido di radiazione e il diagramma di radiazione di un'antenna che irradia nel solo semipiano superiore – un'antenna patch.

La *direttività* di un'antenna è il rapporto tra la massima densità di potenza $P(\theta, \phi)_{\max}$ e il suo valore medio $P(\theta, \phi)_{\text{avg}}$ osservati su una sfera sufficientemente grande da rendere valida l'approssimazione di campo lontano, cioè:

$$D = \frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{P(\theta, \phi)_{\text{avg}}} = \frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega}. \quad (11)$$

Questo parametro è una figura di merito dell'antenna e indica quanto direzionale è la radiazione emessa. La direttività ha sempre un valore maggiore o uguale all'unità; il caso particolare in cui la direttività è pari ad uno corrisponde al concetto di *antenna isotropa*, un'ipotetica sorgente puntiforme che irradia sfericamente nello spazio. In pratica anche le antenne di dimensioni estremamente ridotte presentano una particolare dipendenza spaziale, come nel caso del dipolo corto che ha una direttività teorica di 1,5.

In alcuni casi si fa riferimento alla direttività di un'antenna come funzione angolare, indicando quindi il rapporto tra la densità di potenza osservata in

Direttività

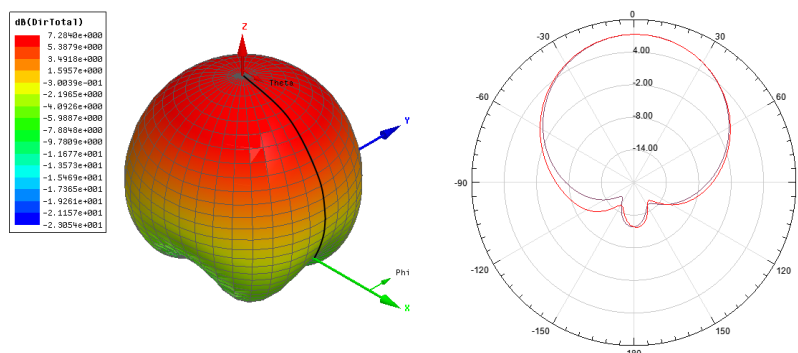


Figura 5: Esempio di solido di radiazione in cui viene mostrata la direttività di un'antenna patch. A lato due diagrammi di radiazione ottenuti dallo stesso solido lungo tagli zenitali, cioè per fissati valori di ϕ .

una fissata direzione $P(\theta, \phi)$ e il suo valore medio $P(\theta, \phi)_{\text{avg}}$ su una sfera in campo lontano, quindi:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta, \phi)_{\text{avg}}} \quad (12)$$

Guadagno d'antenna

Direttamente collegato al concetto di direzionalità, una tra le principali figure di merito di un'antenna è il *guadagno d'antenna*, definito come rapporto tra l'intensità di radiazione in una fissata direzione e quella ottenibile nella medesima direzione con un'antenna che irradia in maniera isotropa.

$$G(\theta, \phi) = \frac{I_r(\theta, \phi)}{I_{\text{iso}}(\theta, \phi)} \quad (13)$$

Direttività e guadagno sono legati tra loro da un coefficiente di proporzionalità diretta, il *rendimento d'antenna*: il guadagno d'antenna uguaglia la direttività solo nella condizione in cui l'antenna sia priva di perdite e il rendimento unitario.

Altezza efficace

Per le antenne in cui è facile individuare un morsetto di alimentazione, a volte risulta più immediato riferirsi ad un parametro dimensionale che prende il nome di *altezza efficace*: scelta la corrente di riferimento, l'altezza efficace consente di descrivere il campo elettrico in zona di Fraunhofer, con la relazione:

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi) \Big|_{\text{far field}} = jZ_0 \frac{I_0}{2\lambda r} \mathbf{h}(\theta, \phi) e^{-j\beta r} \quad (14)$$

in cui I_0 rappresenta la corrente presa di riferimento. L'altezza efficace racchiude tutto il contributo direzionale del campo elettrico, come accadeva con il momento equivalente, ma fornisce una relazione più semplice tra le grandezze elettriche circuitali e quelle di campo. Questo parametro si presta inoltre ad una interpretazione fisica diretta: fissata una direzione angolare (θ_1, ϕ_1) , l'altezza efficace $\mathbf{h}(\theta_1, \phi_1)$ dell'antenna è la dimensione che deve avere un dipolo correttamente allineato con il punto di osservazione affinché il campo prodotto sia lo stesso. Questo parametro perde la sua valenza pratica nel caso in cui non sia semplice definire una corrente di riferimento, situazione in cui si ricorre alla direttività per descrivere le caratteristiche di radiazione.

Apertura efficace

Un secondo parametro di valutazione legato alle dimensioni geometriche dell'antenna è l'*apertura efficace*, definita come il rapporto tra la potenza disponibile ai terminali di un'antenna ricevente e la densità di potenza di un'onda che incide sull'antenna in una data direzione – ignorando gli effetti dovuti all'efficienza di polarizzazione. Questo parametro, indicato con A_e , indica la capacità di un'antenna di convertire un "flusso di potenza incidente" in una "potenza disponibile ai terminali" e ha le dimensioni di una superficie. In condizioni di adattamento di impedenza e di massima efficienza, la relazione con la direttività può essere scritta come:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} D \quad (15)$$

Formula di Friis

Osservati tutti questi parametri che descrivono il funzionamento delle antenne, un'ultima relazione fondamentale per la radiocomunicazione è la *formula di Friis*, che mette in relazione la potenza trasmessa W_{TX} e la potenza ricevuta W_{RX} in un collegamento radio realizzato in condizione ottimali:

$$W_{\text{RX}} = W_{\text{TX}} G_{\text{T}} G_{\text{R}} \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2 \quad (16)$$

in cui G_T e G_R rappresentano rispettivamente il guadagno dell'antenna trasmittente e ricevente, mentre il termine tra parentesi rappresenta l'attenuazione di spazio libero, in cui L è la distanza tra le due antenne.

1.2.3 Polarizzazione

In ogni punto di campo lontano, il campo elettrico prodotto da un'antenna può essere rappresentato localmente da un'onda piana, che approssima l'onda sferica ottenuta dalla condizione di Fraunhofer. La polarizzazione dell'onda è quella proprietà che descrive come si dispone il vettore di campo elettrico $E(r, \theta, \phi)$ sul piano trasverso alla direzione di propagazione, in un dato intervallo di tempo.

In generale la polarizzazione di un'onda può essere *lineare*, *circolare* o *ellittica*. Il campo elettrico è linearmente polarizzato se le sue componenti di campo nelle due direzioni del piano sono armoniche in fase tra loro. Il rapporto di ampiezza tra le due componenti determina l'angolo di polarizzazione, che può degenerare nelle due polarizzazioni di riferimento, orizzontale o verticale. Viceversa, se le due componenti di campo sono uguali in ampiezza ma con uno sfasamento di 90° , l'onda che ne risulta si dice a polarizzazione circolare poiché, in un fissato punto dello spazio, il vettore campo elettrico descrive una immaginaria circonferenza sul piano di polarizzazione, dato un intervallo di tempo di osservazione. La relazione di fase tra le due componenti determina anche se la polarizzazione sarà circolare destrorsa o sinistrorsa: questa distinzione è di grande importanza poiché si può dimostrare che le due polarizzazioni sono tra loro *ortogonali*. Ogni condizione intermedia produce un'onda a polarizzazione ellittica, e questo rappresenta anche il caso più generale. Un'onda a polarizzazione ellittica può comunque essere rappresentata come combinazione di due polarizzazioni ortogonali, scegliendo quindi due polarizzazioni lineari ad assi perpendicolari oppure due polarizzazioni circolari con verso di rotazione opposto.

Con l'espressione *polarizzazione di un'antenna* si indica il tipo di polarizzazione delle onde che questa può emettere: ad esempio, affermare che un'antenna ha una polarizzazione lineare significa che il campo prodotto da quell'antenna in *far field* è linearmente polarizzato.

Tra le antenne tradizionali è facile trovare esempi an antenne polarizzate linearmente, come lo sono le principali antenne filiformi: un esempio di antenne a polarizzazione circolare si ottiene incrociando due antenne a polarizzazione verticale e alimentandole con correnti sfasate di 90 gradi.

1.3 TIPI DI ANTENNE ELEMENTARI

Le antenne si possono classificare secondo la forma e il meccanismo di radiazione in tre gruppi principali: antenne filiformi, ad apertura e planari.

1.3.1 Antenne filiformi

Sono tra le antenne più semplici e anche tra le prime che sono state impiegate dal punto di vista storico. Come suggerisce il nome, sono costituite da un conduttore metallico cilindrico di ridotto spessore che realizza il supporto su cui scorre la corrente.

A seconda della lunghezza dell'elemento filare e del punto di alimentazione, si possono distinguere tre tipi fondamentali di antenna filiforme: il dipolo corto, il dipolo hertziano e il monopolo marconiano.

Dipolo corto

Il *dipolo corto* è un elemento filare con alimentazione centrale la cui dimensione fisica è molto inferiore alla lunghezza d'onda. Con questa ipotesi si può considerare costante la corrente che scorre sull'antenna e si possono determinare in modo esplicito le componenti di campo elettromagnetico prodotto.

Di particolare interesse è l'espressione della potenza irradiata attraverso una sfera di raggio r , cioè:

$$W = \frac{\pi}{3} \eta_0 |I|^2 \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \left[1 - j \left(\frac{\lambda}{2\pi r} \right)^3 \right] \quad (17)$$

in cui d è la dimensione dell'antenna e η_0 l'impedenza caratteristica del vuoto. Da questa espressione si può osservare che la parte reale della potenza complessa non manifesta dipendenza dalla distanza, come è corretto aspettarsi in un mezzo privo di perdite, mentre la parte reattiva decresce con il cubo della distanza. Per l'ipotesi di dipolo corto, il termine $(d/\lambda)^2$ è molto inferiore all'unità e limita la potenza trasmessa, rendendo questa antenna poco efficiente.

Antenna corta

All'aumentare della lunghezza si passa dal dipolo corto all'antenna corta, in cui la corrente non può più essere pensata costante ma si preferisce una modellazione di tipo triangolare, che avrà il suo massimo ai morsetti di alimentazione e lo zero agli estremi dell'antenna.

Il solido di radiazione è di forma toroidale, omnidirezionale sul piano orizzontale e con uno zero nella direzione assiale: il guadagno di questo tipo di antenne è 1.5 che, espresso in decibel, corrisponde a 1.76 dBi; si osservi che il guadagno di un'antenna è generalmente espresso in dBi, ricordando che il guadagno di riferimento è quello del caso isotropo. Dal punto di vista circuitale, l'antenna corta ha un comportamento di tipo capacitivo, immagazzina cioè energia elettrica in forma di campo nella sua regione di campo vicino reattivo e presenta una bassa resistenza di radiazione: questi due fattori rendono difficile la realizzazione di un buon adattamento di impedenza ostacolando l'uso di queste antenne.

Dipolo Hertiano

Il *dipolo Hertiano* è un'antenna filare alimentata al centro, la cui lunghezza è circa pari a mezza lunghezza d'onda. Questa estensione permette di superare gran parte dei problemi evidenziati nello studio dell'antenna corta rendendo questo dispositivo uno dei più utilizzati per la radiocomunicazione. La distribuzione di corrente è ora di tipo cosinusoidale e, dal punto di vista circuitale, l'impedenza di ingresso è puramente resistiva con un valore tipico di 73Ω che rende agevole la connessione a linee di trasmissione con impedenza caratteristica di 75 o 50Ω . L'andamento della parte reale e immaginaria dell'impedenza di ingresso di un dipolo risonante è mostrata in figura 6. La direttività del dipolo Hertiano è leggermente superiore a quello dell'antenna corta, arrivando a 1.64, cioè 2.15 dBi, mentre il solido di radiazione mantiene qualitativamente una forma simile.

Monopolo Marconiano

Il *monopolo Marconiano*, o monopolo a quarto d'onda, è un'antenna composta da un solo elemento filare posto ortogonalmente ad un piano di massa e alimentato tra l'estremo inferiore e il piano stesso. Il principio di funzionamento si basa sulla teoria delle immagini: la superficie conduttiva funziona da elemento riflettore per la corrente che scorre nel conduttore e, di conseguenza, si ha un raddoppio effettivo della lunghezza del conduttore. L'impedenza di ingresso di questo monopolo è dimezzata rispetto a quella

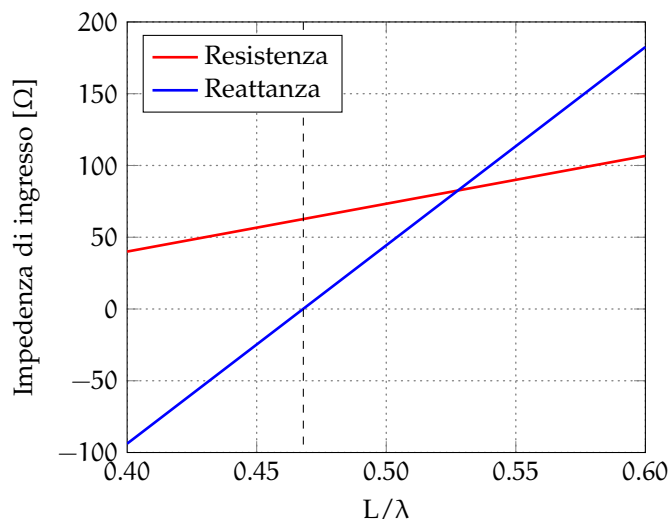


Figura 6: Impedenza di ingresso di un dipolo al variare della lunghezza normalizzata alla lunghezza d'onda. La linea tratteggiata indica la dimensione a cui il dipolo è risonante e l'impedenza di ingresso diventa puramente reale.

del dipolo a mezzonda, raggiungendo il valore tipico di circa 36Ω . A causa della riflessione del piano di massa, il solido di radiazione si modifica in modo considerevole, poiché il campo viene irradiato nel solo semispazio superiore: per lo stesso motivo la direttività raddoppia, raggiungendo il valore tipico di 5.14 dBi . Grazie alle ridotte dimensioni anche questo tipo d'antenna è molto utilizzato per la radiocomunicazione e spesso il piano di massa è sostituito da altri elementi conduttori o, nel caso di dispositivi mobili, dal piano di massa dei circuiti stampati collegati.

1.3.2 Antenne planari

Un'altra tipologia di antenne, che si sono sviluppate in un momento successivo rispetto alle antenne filari, sono le antenne planari a microstriscia.

I principali vantaggi di questa tecnologia sono il ridotto peso e ingombro, la facilità di fabbricazione, il basso costo e la possibilità di integrarle direttamente in circuiti a radiofrequenza. La linea di trasmissione che alimenta l'antenna può essere realizzata in microstriscia o in linea coplanare, in modo da adattarsi meglio alle esigenze di design; variando i parametri geometrici delle linee di trasmissione è possibile creare reti di adattamento di impedenza direttamente sul substrato.

L'esempio più semplice di antenna planare è l'*antenna patch* rettangolare: questa è formata da una metallizzazione radiante di forma rettangolare realizzata su un materiale dielettrico, denominato substrato, che presenta una metallizzazione uniforme sul lato inferiore. Il principio di funzionamento è quello della cavità risonante: una rete di alimentazione introduce le microonde nel substrato, tra la patch radiante e il piano di massa, dove si instaura un campo elettromagnetico che risuona con le dimensioni della struttura. La radiazione nel mezzo trasmittivo avviene tramite i lati della patch, attraverso cui il campo può passare dal substrato al mezzo.

Antenna patch

Questa tecnologia consente di produrre anche altri tipi di antenne, come monopoli, dipoli, antenne a fessura e antenne ad onda viaggiante, che possono essere modificate nella loro geometria per ottenere particolari pro-

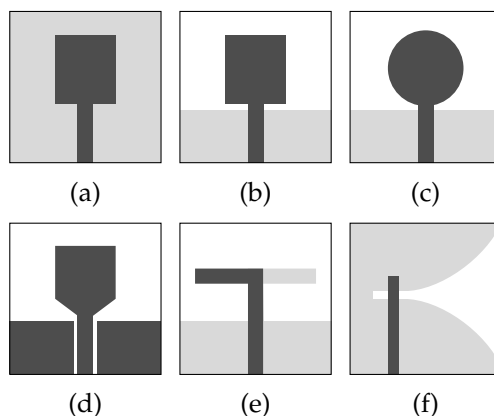


Figura 7: Alcuni esempi di antenne stampate su substrato. Sono schematizzate: a) una patch rettangolare, b) un monopolo rettangolare, c) un monopolo circolare, d) un monopolo alimentato in linea coplanare, e) un dipolo, f) una Vivaldi antenna.

prietà; alcuni esempi di antenne realizzabili su substrato sono mostrati in figura 7.

1.3.3 Schiere di antenne

Le caratteristiche di radiazione di una specifica antenna sono determinate dalla sua geometria e dalla frequenza di funzionamento: nei casi in cui sia necessario avere maggior flessibilità sulla distribuzione di campo, si può ricorrere alle *schiere di antenne*. Si dimostra, infatti, che un sistema di N antenne uguali e allineate lungo una retta con spaziatura uniforme, produce un campo elettrico che obbedisce alla relazione:

$$\mathbf{E}_{\text{array}} = \mathbf{E}_0 F(\theta, \phi) \quad F(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{j\beta n d \cos(\psi)} \quad (18)$$

in cui d è il passo della schiera e ψ è l'angolo formato tra il punto di osservazione e la retta passate per la schiera. Il campo elettrico equivalente è quindi il prodotto tra il campo generato da un singolo elemento e il coefficiente $F(\theta, \phi)$, che prende il nome di *fattore di composizione*. Questo fattore è tipico della configurazione scelta, ovvero della disposizione degli elementi nello spazio e del modo in cui sono alimentati, ma non cambia al variare del tipo di antenna impiegata – a patto che gli elementi della schiera siano uguali tra loro.

La relazione 18 mette in evidenza che, nelle direzioni in cui il campo prodotto da un singolo elemento è zero, anche il campo generato dalla schiera sarà nullo: tuttavia, scegliendo opportunamente la configurazione della schiera, è possibile introdurre altre direzioni di zero che aumentano con il numero di elementi. La regione spaziale compresa tra due direzioni di zero viene chiamata *lobo*, e può essere “principale” se contiene una direzione di massimo assoluto o “secondario” negli altri casi.

Se gli elementi d'antenna di una schiera lineare uniforme sono alimentati da correnti di uguale modulo e con una differenza di fase fissa tra elementi consecutivi, si parla di *schiera a fase progressiva*. La formulazione del fattore di composizione di questa tipologia di schiere diventa semplice da analizzare e permette di osservare due casi particolari di notevole interesse:

Schiere a fase progressiva

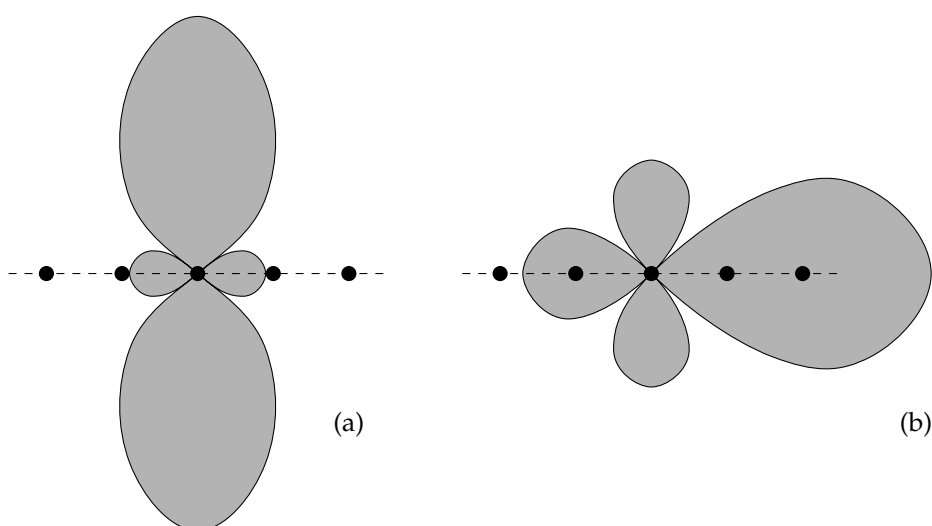


Figura 8: Diagrammi polari del modulo fattore di composizione per un array di antenne a fase progressiva nella due configurazioni tipiche: a) broad-side, b) end-fire.

- quando le antenne sono alimentate da correnti con differenza di fase nulla, si parla di configurazione *broad-side*, che è caratterizzata da un fattore di composizione che presenta un lobo principale in direzione ortogonale a quella di allineamento della schiera;
- quando le antenne sono alimentate con differenza di fase pari a $2\pi d/\lambda$, i contributi di campo si sommano costruttivamente nella direzione di allineamento della schiera, ottenendo la configurazione nota con il nome *end-fire*.

La figura 8 mostra due esempi di queste configurazioni.

Con l'uso di molte antenne è quindi possibile aumentare il guadagno della schiera e ottenere una direttività che può essere variata con alimentazioni diverse.

Lo studio di schiere non uniformi o con alimentazioni arbitrarie risulta generalmente complesso e vengono utilizzati software di calcolo numerico per l'ottimizzazione delle posizioni e delle dimensioni degli elementi.

Un esempio particolare di schiera di antenne è l'antenna Yagi-Uda. Questa antenna è formata da più antenne filiformi, di dimensioni leggermente diverse, di cui solo una è alimentata: in particolare, nel caso tipico di Yagi-Uda a 6 elementi, riportata in figura 9, il primo elemento ha la funzione di riflettore, il secondo elemento è alimentato e costituisce l'elemento attivo della schiera mentre gli altri elementi hanno funzione di direttori. L'effetto combinato dell'elemento riflettore e degli elementi direttori permette di aumentare il guadagno dell'antenna nella direzione in cui sono posti gli elementi stessi. Aumentando il numero degli elementi direttori è possibile aumentare il guadagno dell'antenna, mentre il numero di riflettori non ha incidenza sul guadagno.

Antenna Yagi-Uda

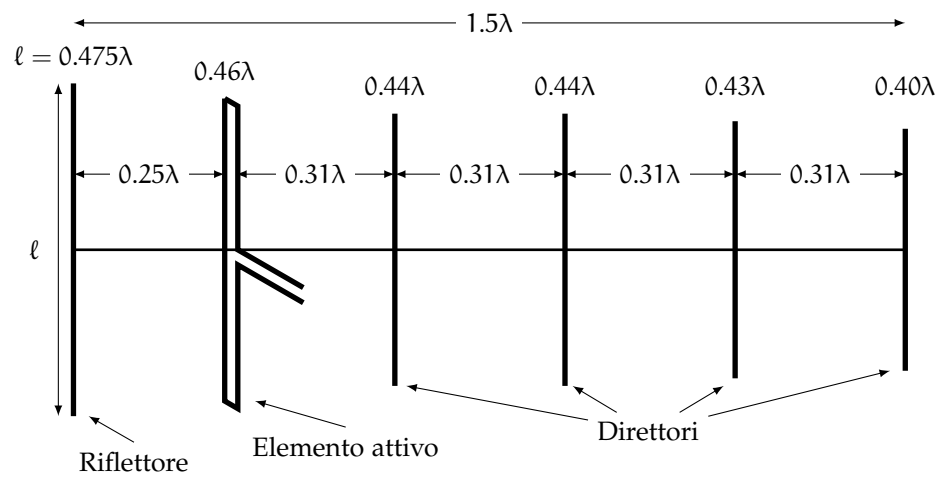


Figura 9: Esempio di antenna Yagi-Uda a sei elementi, con direttività di 12 dBi[21].

2 | ANTENNE MULTI-BANDA

2.1 DEFINIZIONE

La maggior parte delle antenne tradizionali, come le antenne filiformi o le antenne patch, hanno un comportamento fortemente dipendente dalla frequenza; l'impedenza di ingresso, ad esempio, si trova in condizione di adattamento solamente all'interno di un insieme ristretto di frequenze. Per questo motivo questi dispositivi sono detti *a banda stretta* e la trasmissione di segnale è efficiente solo alle frequenze della banda di adattamento, legate alle dimensioni dell'antenna.

In molte occasioni si richiede che l'operatività di un'antenna sia estesa a più bande di funzionamento: basti pensare, ad esempio, alla quantità di servizi richiesti ad un moderno smartphone, che deve operare nelle frequenze della banda del segnale telefonico GSM, nelle frequenze della tecnologia Bluetooth e WiFi e che spesso possiede un sistema di navigazione GPS. Per questi dispositivi, in cui il costo e il livello di integrazione sono caratteristiche essenziali, l'uso di un elemento radiante diverso per ciascuna banda diventa proibitivo; il vantaggio di avere una singola antenna che possa operare su più bande appare evidente.

Ci sono due possibili soluzioni: le antenne *multi-banda* e le antenne a banda larga, anche note con il nome di antenne *UWB* (Ultra Wide Band). La principale differenza sta nell'estensione spettrale della banda di adattamento: le antenne multi-banda sono caratterizzate dall'aver più frequenze di risonanza, ciascuna con un adattamento di impedenza a banda stretta, in modo che le risonanze siano distintamente separate tra loro. Le antenne UWB, invece, presentano un adattamento di impedenza su una banda estesa, che può coprire estensioni spettrali anche di diversi GHz; il tipico *return loss* di questi due tipi di antenne è mostrato in figura 10.

Se da un lato il vantaggio di utilizzare antenne multi-banda è notevole, dall'altra parte richiedono una fase di design più complessa rispetto a quelle a banda singola poiché è necessario considerare che ogni scelta progettuale influenza in modo diverso le diverse bande. Questo conduce spesso alla scelta di soluzioni di compromesso con la conseguenza che, in generale, le antenne multibanda hanno dimensioni maggiori rispetto ad un'antenna equivalente che opera nella medesima banda e, al contempo, producono guadagni inferiori. Gli sforzi progettuali sono tesi a minimizzare questi aspetti, cercando di ottenere caratteristiche multibanda senza degradare troppo le prestazioni.

2.2 TEORIA DELLE ANTENNE MULTIBANDA

Esistono numerose tecniche che consentono di ottenere dispositivi in grado di irradiare simultaneamente onde elettromagnetiche a due diverse lunghezze d'onda, le principali delle quali sono descritte nella sezione successiva. In genere è possibile fare riferimento ad alcuni aspetti che, indipendenti-

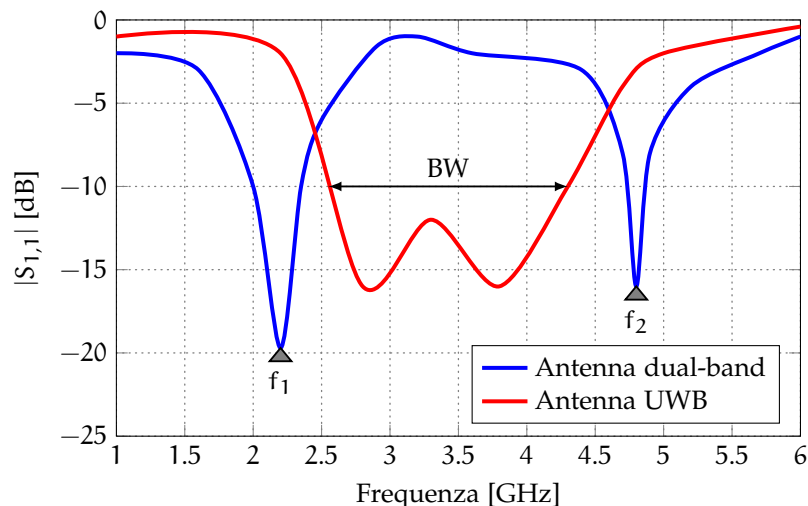


Figura 10: Esempio di return loss di un'antenna a doppia banda, di cui sono evidenziate le frequenze di risonanza, e di un'antenna UWB.

mente dalla tecnica utilizzata, sono ricorrenti nella trattazione delle antenne multibanda o a banda larga.

La valutazione della bontà di un'antenna multibanda avviene osservando le principali figure di merito, descritte in dettaglio nel capitolo precedente: in particolare, dal grafico del *return loss*, si osservano il numero di bande di adattamento, la loro larghezza spettrale, la frequenza centrale di ciascuna di esse e il valore minimo di *return loss* raggiunto per ogni banda. A seguito di questa descrizione, per ogni banda di adattamento, si osserva il diagramma di radiazione del guadagno, da cui si estraggono informazioni sulla *forma* del diagramma, sulle eventuali direzioni di zero e sul guadagno massimo raggiunto (anche detto *guadagno di picco* o *peak gain*).

In molti casi, per le antenne che operano su due bande di frequenze, anche dette antenne *dual-band*, si richiede che, a fronte di un buon livello di adattamento di impedenza nelle due bande desiderate, si ottengano caratteristiche di radiazione paragonabili, con diagrammi omnidirezionali per entrambe le bande.

Per ottenere l'adattamento di impedenza in due o più bande è necessario che la struttura dell'antenna sia risonante a quelle frequenze; da un punto di vista elettrico significa che l'impedenza di ingresso offerta dalle antenne deve mostrare una parte immaginaria quanto più possibile trascurabile mentre la componente resistiva deve assumere valori paragonabili a quelli dell'impedenza caratteristica. Questo deve essere vero contemporaneamente per tutte le bande; accade frequentemente che un'antenna presenti più frequenze di risonanza ma ciascuna caratterizzata da una resistenza di ingresso diversa. In questi casi si devono adottare soluzioni di compromesso adattando l'impedenza di ingresso ad un valore intermedio tra quelli a disposizione: se questo non è possibile perché le componenti reali differiscono troppo tra di loro, è necessario realizzare delle modifiche al design dell'antenna.

Da un punto di vista fisico, invece, un'antenna risona a una data frequenza se esiste un percorso materialmente percorribile dalle correnti la cui lunghezza sia compatibile con la lunghezza d'onda del segnale in esame. Questo fatto, già osservato nel monopolo Marconiano e nel dipolo Herziiano, ha una valenza generale e si configura come importante elemento di

studio ed analisi per il comportamento di antenne multibanda. I moderni software di calcolo numerico consentono di simulare la distribuzione della corrente sugli elementi d'antenna: da queste informazioni è possibile capire quali sono le porzioni dell'antenna che partecipano all'irradiazione e quali possono essere le modifiche geometriche utili al miglioramento delle prestazioni.

2.3 CLASSIFICAZIONE GENERALE

2.3.1 Modi ortogonali o modi di ordine superiore

Molti tipi di antenne tradizionali nascondono un comportamento multibanda; ad esempio un dipolo di lunghezza D alimentato al centro risulta essere risonante alla frequenza a cui la lunghezza dell'antenna è circa $\lambda/2$, ovvero:

$$f_0 = \frac{c_0}{\lambda} = 2 \frac{c_0}{D}. \quad (19)$$

Il *return loss* su un intervallo di frequenze molto esteso, mostra che il dipolo risuona anche per ogni frequenza multiplo dispari della sua frequenza fondamentale (cioè $3f_0, 5f_0, 7f_0 \dots$) e la sua resistenza di ingresso è paragonabile a quella di riferimento; il dipolo risulta quindi naturalmente adattato anche alle frequenze di ordine superiore.

L'uso contemporaneo di queste risonanze, tuttavia, comporta una serie di problemi :

- in primo luogo, la distribuzione di corrente sul dipolo è diversa per ciascuna delle frequenze di ordine superiore: all'aumentare dell'ordine di risonanza, il dipolo presenta dei punti in cui la corrente si annulla. Il comportamento è analogo alla presenza di più sezioni risonanti consecutive che irradiano similmente ad una schiera uniforme di dipoli. Questo ha un effetto negativo sul diagramma di radiazione che, come conseguenza del fattore di composizione della schiera, manifesta delle direzioni di zero aggiuntive rispetto al caso di un dipolo tradizionale. Ne consegue che le caratteristiche di radiazione non sono controllabili con conseguente riduzione della flessibilità di utilizzo.
- una seconda osservazione riguarda i dispositivi elettronici di ricetrasmisione, che sono molto sensibili alla presenza di armoniche di ordine superiore a quelle di dimensionamento. L'uso simultaneo delle due bande introdurrebbe dei fenomeni di interferenza o di *cross-talk* che portano ad una riduzione della qualità della comunicazione [35].

Per ottenere un funzionamento a due diverse frequenze su uno stesso elemento d'antenna filare sono preferibili altre tecniche, come ad esempio, l'introduzione di opportune impedenze di carico.

Un altro esempio di antenna che presenta caratteristiche multibanda grazie a modi di funzionamento diversi è l'antenna patch rettangolare. Questa antenna è caratterizzata da due risonanze con polarizzazioni ortogonali, che possono essere facilmente eccitate da un singolo punto di alimentazione, grazie al fatto che i due modi di funzionamento presentano un'impedenza di ingresso di valore simile. Le due risonanze sono dovute all'eccitazione del campo nelle due direzioni principali dell'antenna; alla frequenza inferiore il lato più lungo diventa risonante mentre alla frequenza superiore la risonanza è presente grazie al lato più corto.

Il design di questa antenna è semplificato dal fatto che le due lunghezze possono essere dimensionate in modo quasi indipendente, essendo ciascuna legata ad una diversa frequenza di risonanza. L'eccitazione del campo nell'antenna patch può avvenire utilizzando un'alimentazione coassiale la cui posizione deve essere accuratamente scelta per ottimizzare l'adattamento di impedenza, oppure per accoppiamento tramite una linea fessurata, una tecnica che prende il nome di *slot coupling*.

2.3.2 Strutture risonanti multiple

Un'altra tecnica comune per ottenerne antenne multi-banda è utilizzare due o più strutture che risuonano ciascuna nella banda di interesse. Questo significa che nell'antenna saranno identificabili delle porzioni che verranno interessate da correnti significative solo per determinate frequenze di alimentazione.

*Antenne patch
impilate*

Un esempio di antenne appartenenti a questa categoria sono le antenne patch sovrapposte, dette anche *multi-layer stacked patches*; si tratta di un'antenna formata dalla sovrapposizione di più antenne patch, realizzate su substrati diversi, che vengono impilate per ottenere un singolo dispositivo. Per l'alimentazione delle patch generalmente si utilizzano linee di trasmissione coassiali che contattano uno strato mentre gli altri possono essere alimentati in modo indiretto; se si alimenta la patch superiore, l'apertura realizzata in quelle inferiori può essere utilizzata per migliorare l'adattamento di impedenza.

Le antenne che costituiscono la pila possono differire in forma e dimensione in modo da soddisfare le specifiche sulle bande di adattamento e sulla polarizzazione del campo; è infatti possibile ottenere polarizzazioni diverse nelle due bande opportunamente disegnando i due elementi radianti.

In generale, rispetto alle frequenze di risonanza delle singole antenne realizzate separatamente, le risonanze superiori si spostano verso frequenze maggiori, le risonanze minori si spostano verso frequenze più basse aumentando quindi la separazione tra le bande. L'entità di questi spostamenti in frequenza è difficilmente calcolabile a priori, a causa del forte accoppiamento tra le antenne; in fase di progetto, quindi, si rivela necessario utilizzare software di simulazione numerica per ottenere una previsione sulla posizione delle risonanze. Una delle principali limitazioni legate a questa tecnica risiede nel dimensionamento delle patch, che non possono essere troppo diverse tra loro; nel caso di antenne a doppia banda questo limita il rapporto tra le frequenze di risonanza a qualche unità. Scegliendo rapporti di frequenza molto prossimi all'unità, questa tecnica è anche utilizzata per ottenere antenne a banda larga, in modo che le due bande di adattamento si uniscano, generandone una sola di dimensioni maggiori.

Antenne composte

Vi sono poi esempi di antenne *composte*, formate da due o più tipi di antenne fondamentali, che operano a frequenze diverse e che vengono fuse in un'unica struttura. In figura 11 sono mostrati alcuni esempi di queste antenne: l'antenna "a forchetta", ad esempio, è un'estensione del concetto di monopolo in cui vengono realizzati due rami le cui lunghezze sono risonanti a due distinte frequenze. Sono presenti in letteratura varie tipologie di antenne a forchetta, realizzate in forma filare o in tecnologia planare, e con tanti rami quante sono le frequenze di risonanza. In alcuni casi sono necessari dei rami aggiuntivi che facilitano l'adattamento di impedenza per tutte le ramificazioni.

Antenne frattali

Un altro esempio di antenne con risonatori separati sono le *antenne frattali*,

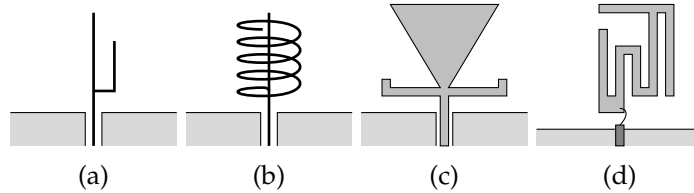


Figura 11: Esempi di antenne a doppia banda. a) Antenna a doppio monopolo anche detta “a forchetta”, con due lunghezze di risonanza. b) Antenna composta da un’antenna ad elica e un monopolo a quarto d’onda [32]. c) Antenna composta da un monopolo triangolare e da due rami che risuonano ad una seconda frequenza. d) Antenna a forchetta con braccia ripiegate per ridurre lo spazio impiegato [5].

definite come antenne “la cui geometria è composta da parti che sono simili all’intero”. Le geometrie frattali si ottengono con un processo iterativo, replicando la geometria complessiva nelle sue sottoparti; le geometrie realizzabili si definiscono *prefrattali* e sono caratterizzate dal numero di iterazioni compiute per ottenerle. In figura 12 è mostrato un esempio di geometria frattale basata su triangoli, che prende il nome di triangolo di Sierpinski.

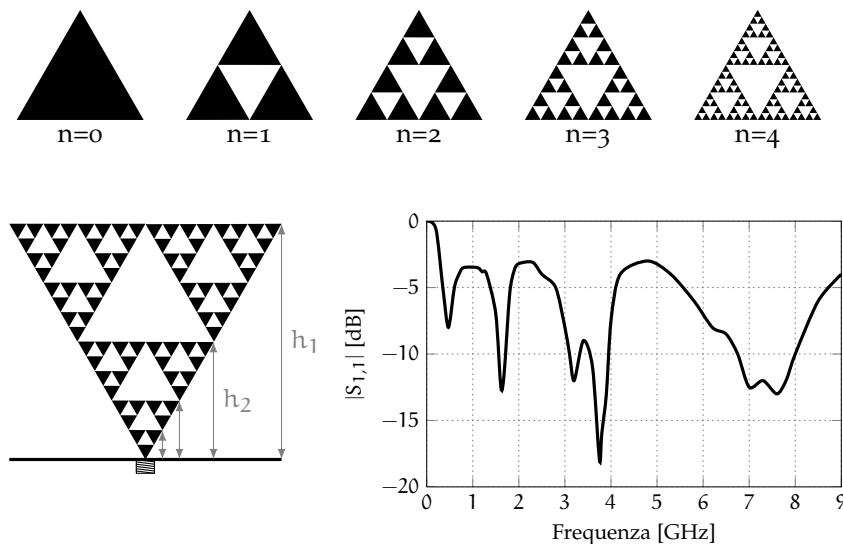


Figura 12: Antenne a geometria frattale: esempio di iterazione di Sierpinski, un monopolo frattale con iterazione di quarto ordine e il corrispondente return loss, a dimostrazione del comportamento multibanda [12].

L’*autosimilarità* della geometria è alla base del suo funzionamento multibanda: alle frequenze più basse tutta l’antenna è percorsa da correnti superficiali che interessano la metallizzazione nella sua interezza. Per frequenze più elevate le correnti hanno un comportamento locale e replicano in scala ridotta la distribuzione osservata per la banda inferiore. All’aumentare del numero di iterazioni aumenta anche il numero di frequenze a cui l’antenna mostra fenomeni di risonanza e quindi il numero di bande: osservando il return loss dell’antenna di figura 12 si possono notare le quattro frequenze di adattamento, pari all’ordine di iterazione.

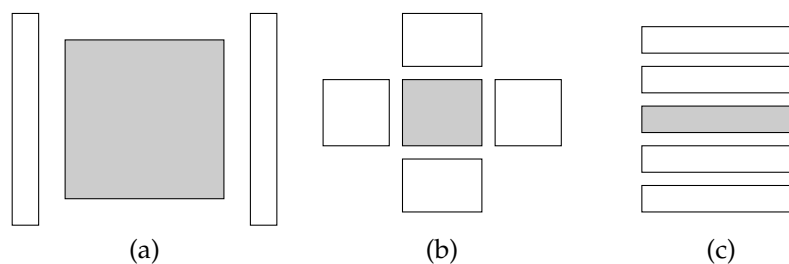


Figura 13: Esempi di antenne patch con elementi parassiti disposti in modo coplanare: per ciascuno degli esempi riportati, l'elemento attivo è evidenziato in grigio [25].

2.3.3 Antenne con risonatori parassiti

Una tecnica alternativa per realizzare antenne multibanda è utilizzare degli elementi metallici radianti, caratterizzati da una propria frequenza di risonanza posti in *prossimità* dell'elemento radiante principale. Questi elementi, che prendono il nome di *risonatori parassiti*, si accoppiano elettromagneticamente con l'antenna vera e propria grazie al campo reattivo presente nelle vicinanze dell'elemento radiante, senza accoppiamento diretto.

Avere più elementi di risonanza disposti adiacenti gli uni agli altri consente di creare antenne multi-banda oppure a banda larga. Si deve comunque fornire modo al campo di accoppiarsi con tutti gli elementi risonanti presenti: se questo si verifica, ogni elemento supporta una corrente considerevole quando è in risonanza e irradia onde elettromagnetiche.

Come nei casi precedenti, dimensionando opportunamente questi elementi è possibile ottenere sia risposte in frequenza a banda larga sia risposte multibanda. Tuttavia, proprio per la mancanza di alimentazione diretta, il posizionamento degli elementi parassiti assume un ruolo centrale nel design: la scelta della distanza e della direzione è un importante parametro che deve essere considerato per assicurare l'effettivo instaurarsi di correnti anche negli elementi parassiti. Anche in questi casi l'uso di software di simulazione costituisce la principale via di analisi permettendo la simulazione delle correnti sugli elementi radianti.

Un primo esempio viene ancora dalle antenne patch: realizzando altre metallizzazioni di opportuna forma e dimensione sullo stesso substrato si possono ottenere comportamenti sia *wideband* sia *multiband*. Nell'esempio di figura 13 sono mostrate alcune geometrie che consentono di ottenere gli stessi vantaggi di un'antenna a patch impilate, garantendo allo stesso tempo una maggior facilità di realizzazione: per contro, il principale svantaggio di questa topologia è l'aumento delle dimensioni complessive dell'antenna.

In modo del tutto simile, si possono realizzare monopoli marconiani che sono opportunamente affiancati da altri monopoli di dimensione inferiore e, come nel caso precedente, introducono una seconda banda di adattamento: questi monopoli vengono generalmente indicati in letteratura con il termine *sleeve monopoles*.

2.3.4 Antenne caricate con corti, aperture o impedenze

L'introduzione di elementi di carico, come impedenze, fori passanti o aperture è un'altra comune tecnica per ottenere comportamenti multi-banda.

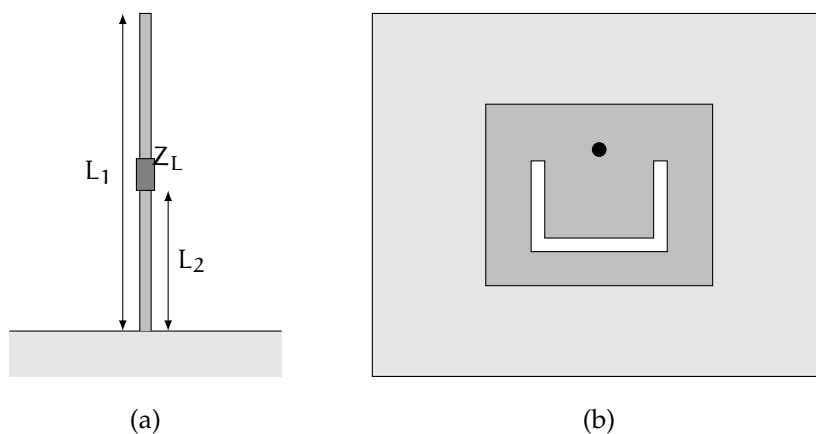


Figura 14: Esempi di antenne che acquisiscono comportamenti dual-band con la tecnica del *loading*: a) Monopolo a quarto d'onda caricato con un'impedenza sulla lunghezza radiante. b) Antenna patch rettangolare con apertura ad "H" (vista dall'alto) [15].

Esistono numerose versioni di questa tecnica il cui comune intento è quello di creare *percorsi di corrente* differenziati per le bande di interesse.

Un primo esempio di antenna a doppia banda è il *monopolo caricato con impedenza* anche detto *loaded monopole*: si tratta di un monopolo di lunghezza L_1 che presenta un'impedenza Z_L all'altezza L_2 , come illustrato in figura 14a. Tale impedenza è progettata in modo da comportarsi diversamente a due frequenze f_L e f_H ; alla frequenza di risonanza del monopolo, ovvero f_L , l'impedenza lascia passare la corrente mentre alla frequenza f_H l'impedenza si oppone al passaggio di corrente e permette quindi la risonanza del monopolo L_2 . Utilizzando un elemento puramente resistivo, si osserva che, quando l'impedenza è bassa, l'antenna risuona alla frequenza f_L , tipica del monopolo marconiano nella sua interezza. Con l'aumentare del valore della resistenza di carico, la distribuzione di corrente si modifica, fino ad eliminare la risonanza in bassa frequenza e, per valori ancora maggiori di impedenza, compare una seconda risonanza ai valori tipici del monopolo marconiano di lunghezza ridotta f_H . Se al posto di un resistore, la cui impedenza non è funzione della frequenza, si utilizza un'impedenza opportunamente dimensionata, l'antenna diventa un dispositivo a doppia banda.

Loaded monopole

La stessa tecnica può essere applicata su altre antenne, anche utilizzando elementi risonanti di tipo distribuito: ne è un esempio il dipolo di figura 15 in cui una seconda risonanza è stata ottenuta aggiungendo dei risonatori ad anello (SRR, *split ring resonator*) sulla lunghezza dell'elemento radiante. In casi come questo, la posizione del risonatore e il suo dimensionamento sono parametri critici che possono pregiudicare il funzionamento dell'antenna. È interessante osservare che, oltre alla comparsa di una nuova risonanza, anche quella principale subisce un leggero spostamento verso il basso: questo fenomeno mette in luce la complessità della progettazione di antenne multi-banda, in cui è importante valutare l'influenza di ogni parametro sul funzionamento complessivo.

In modo analogo, si possono introdurre nelle antenne delle aperture (tecnica denominata *slot loading*) o dei punti di corto, che si comportano a tutti gli effetti come delle impedenze. È noto, infatti, che ogni discontinuità nella struttura dell'antenna si riflette in un accumulo di energia sotto forma

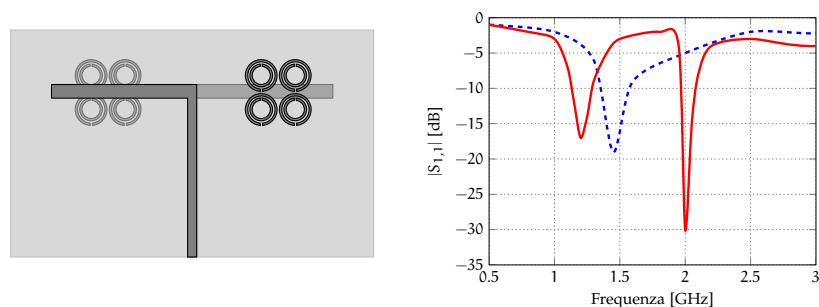


Figura 15: Dipolo stampato su substrato, caricato con impedenza distribuita, realizzata con risonatori ad anello [17]. A lato è mostrato il return loss corrispondente, prima e dopo l'impiego degli SRR.

di campo elettrico o magnetico; questo accumulo può essere rappresentato, come elemento concentrato, da un condensatore o da un induttore, a seconda del tipo di energia raccolta. Una dimostrazione di questa tecnica è mostrata in figura 14b, in cui un'antenna patch rettangolare, acquisisce proprietà dual-band tramite la realizzazione di un'apertura "ad H" sulla parte radiante. Dal punto di vista fisico, la realizzazione di questa apertura provoca un'interruzione della corrente superficiale, che si concentra sul perimetro della fessura realizzata, perturbando il campo risonante tra la patch e il substrato e instaurando quindi un nuovo percorso per la corrente.

2.3.5 Antenne in metamateriale con modi di ordine diverso

Negli ultimi anni la ricerca di soluzioni d'antenna si è concentrata sullo studio di particolari strutture artificiali dette *metamateriali*; con questo termine non si indica un materiale con proprietà innovative, ma un arrangemento di componenti e dispositivi che permettono la propagazione delle onde elettromagnetiche in condizioni non rilevabili in natura. Nei mezzi tradizionali, il campo elettromagnetico si propaga in modo che i vettori campo elettrico (\mathbf{E}), campo magnetico (\mathbf{H}) e il vettore di propagazione (\mathbf{k}) formino una terna destrorsa; per questa ragione questo tipo di materiali sono denominati materiali destrorsi o *right-handed materials*. Nelle strutture in metamateriale è possibile ottenere una propagazione in cui questi tre vettori formino una terna sinistrorsa, rendendo possibile quella che viene chiamata propagazione all'indietro (*backward*) in cui il vettore di propagazione e il vettore di Poynting sono antiparalleli.

Con riferimento al modello della linea di trasmissione a componenti distribuiti, e tralasciando la presenza degli elementi di perdita, è possibile pensare ad una linea di trasmissione destrorsa come ad una ripetizione di celle composte da un'induttanza serie L_R e una capacità parallelo C_R . In maniera speculare, una linea di trasmissione sinistrorsa può essere modellata come una ripetizione di celle composte da un contributo serie capacitivo C_L e un contributo parallelo induttivo L_L , come mostrato in figura 16b.

L'implementazione di questo tipo di strutture è ostacolata dalla non idealità dei componenti utilizzati e dai contributi di capacità e induttanza distribuiti che intervengono nella realizzazione: come conseguenza si fa riferimento a linee di trasmissione composte destrorse e sinistrorse, anche dette linee CRLH (da *composite right/left-handed*), rappresentate dal un modello misto, come mostrato in figura 16c.

Da una linea di trasmissione CRLH è possibile ottenere antenne ad on-

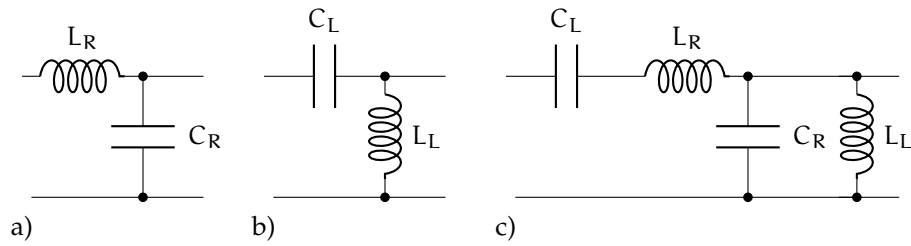


Figura 16: Modelli privi di perdite per linee di trasmissione (a) destrorse, (b) sinistrorse e (c) composte [2].

da viaggiante o antenne risonanti, opportunamente caricando le estremità con aperti o corti. A causa del comportamento misto destrorso-sinistrorso è possibile avere relazioni di dispersione non lineari e quindi si può decidere scegliere il legame tra frequenza di risonanza e lunghezza d'onda, modificando la struttura della cella fondamentale o il numero di celle impiegate. Un caso particolare si ha nelle strutture a metamateriale bilanciate in cui può esistere una frequenza di risonanza, che prende il nome di *risonanza di ordine zero*, a cui è associata una lunghezza d'onda infinita: questo svincola le dimensioni fisiche dell'antenna dalle caratteristiche di risonanza, permettendo la creazione di antenne ad elevata miniaturizzazione. Le altre frequenze a cui risuona l'antenna possono essere di ordine *positivo* se sono superiori alla frequenza di ordine zero e se derivano dal comportamento destrorso della linea, oppure di ordine *negativo* se sono inferiori alla frequenza di ordine zero e sono legate ad un comportamento di tipo sinistrorso.

Risonatori CRLH

La relazione tra queste frequenze e le caratteristiche della cella unitaria sono oggetto di approfondita analisi nella letteratura specifica, come [9] [2] [3], a cui si rimanda per una trattazione completa. Tuttavia è possibile dimensionare la cella unitaria in modo da collocare le risonanze alle frequenze desiderate: questo approccio consente un dimensionamento delle antenne multi-banda, basato su precise relazioni circuitali.

In figura 17 è mostrato un esempio pratico dalla letteratura [22]. L'antenna si basa sulla tipica struttura "a fungo", in cui i componenti di capacità serie sono dovuti alla separazione tra gli elementi mentre i contributi di induttanza parallelo sono legati alla presenza dei fori passanti. L'antenna è una ripetizione di tre celle fondamentali che terminano con un aperto in modo da creare una linea di trasmissione CRLH risonante. Si evidenziano tre frequenze di risonanza dovute all'eccitazione di modi di ordine diverso: come si può notare il principale svantaggio di questo tipo di antenne è la ridotta banda frazionaria legata alle risonanze.

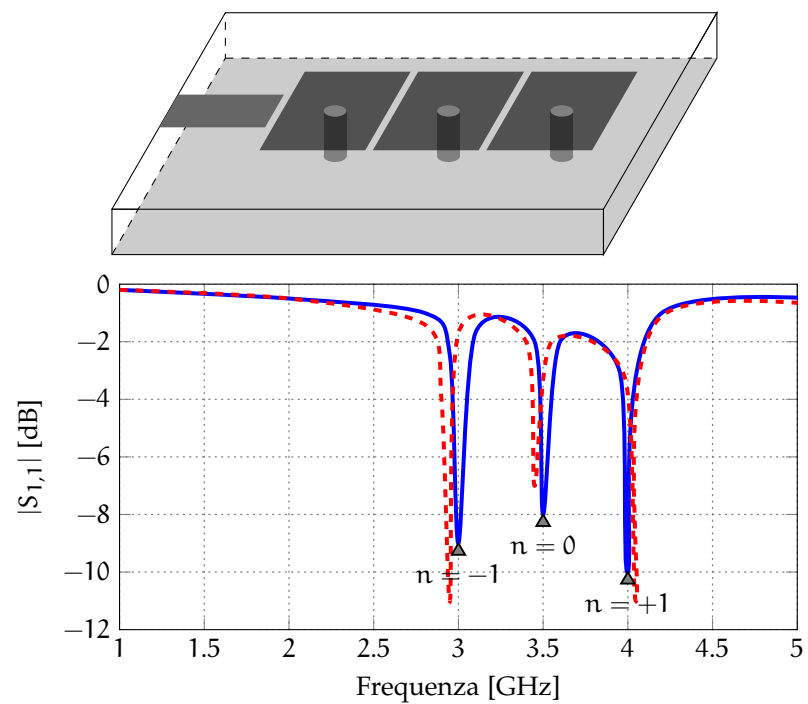


Figura 17: Esempio di antenna risonante in metamateriale con cella unitaria "a fungo", in grado di irradiare a diverse frequenze, sollecitando modi di ordine diverso.

3

ANTENNE RICONFIGURABILI

3.1 INTRODUZIONE

La riconfigurabilità è la capacità di un sistema di poter modificare il proprio modo di operare: con il termine *antenna riconfigurabile* si indica quindi un sistema d'antenna in grado di adattare il proprio comportamento al cambiamento di requisiti o di condizioni ambientali.

Definizione

Il principio di funzionamento è basato sulla modifica di alcune porzioni del sistema radiante in modo che la distribuzione di corrente sulla superficie ne risulti alterata; come conseguenza si può assistere ad una variazione del campo irradiato in termini di forma del solido di radiazione e polarizzazione, oppure ad una variazione dell'andamento in frequenza dell'impedenza di ingresso e quindi della frequenza di lavoro.

Uno schema concettuale con gli elementi tipici di un'antenna riconfigurabile è mostrato in figura 18: questi elementi sono sempre identificabili anche se possono non essere tutti presenti.

Come per le antenne tradizionali, l'*elemento attivo*, o elemento radiante, costituisce la parte centrale del sistema d'antenna; è responsabile dell'irradiazione del campo, le cui caratteristiche di frequenza, polarizzazione e direzione, dipendono dalla sua geometria.

Elementi un'antenna riconfigurabile

La *linea di alimentazione* svolge la funzione di collegamento tra l'antenna e resto del dispositivo; in alcuni tipi di antenna riconfigurabile può essere modificata al fine di far variare le prestazioni dell'antenna.

Il *substrato* provvede al confinamento del campo elettromagnetico e realizza il supporto meccanico per le metallizzazioni. La scelta del substrato si rivela fondamentale per determinare le caratteristiche dell'antenna: in particolare si fa riferimento alla sua costante dielettrica, che determina la relazione tra la lunghezza d'onda nel vuoto e quella guidata, e alle perdite nel dielettrico. Nelle antenne riconfigurabili il substrato svolge la medesima

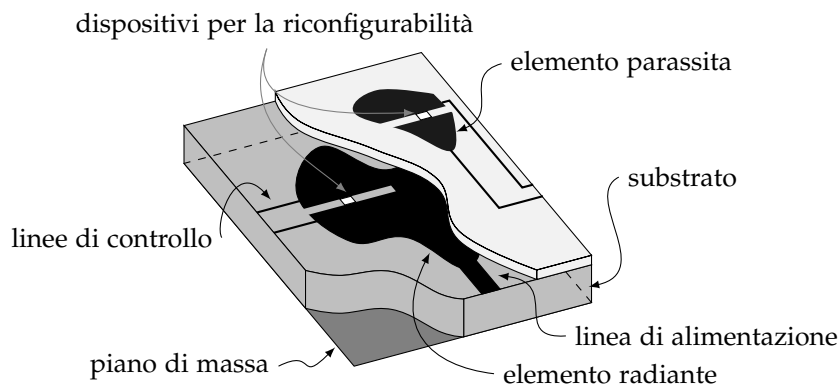


Figura 18: Schema concettuale degli elementi tipici di un'antenna riconfigurabile [13].

funzione, anche se in alcuni casi può essere modificato per provocare una variazione delle caratteristiche dell'antenna.

Il *piano di massa* svolge la funzione di riferimento di potenziale e contenimento della radiazione, specialmente nel caso di strutture guidanti o di antenne a risonatore. In alcuni tipi d'antenna può non essere presente, come nelle antenne a dipolo o nei monopoli alimentati a linea coplanare, per i quali il riferimento di potenziale è sullo stesso piano dell'elemento attivo. In alcune tipologie di antenne riconfigurabili la forma o le dimensioni del piano di massa possono essere modificate per variare l'adattamento di impedenza o il solido di radiazione.

I *dispositivi per la riconfigurabilità* sono tutti quegli elementi circuitali le cui caratteristiche possono essere fatte variare su comando dell'utente. Alcuni esempi sono gli interruttori a radiofrequenza, gli attuatori meccanici o i condensatori variabili.

Nella maggior parte dei casi questi dispositivi cambiano il loro funzionamento a seguito di un comando elettrico, che viene inviato per mezzo di *linee di controllo*. Queste linee non sono pensate per partecipare alla radiazione ma per portare il segnale elettrico di comando ai dispositivi; per fare in modo che il campo elettromagnetico venga influenzato il meno possibile dalla loro presenza è necessario disporre opportunamente queste linee introducendo, quando richiesto, degli elementi induttivi che filtrino le componenti ad alta frequenza.

Gli *elementi parassiti*, infine, sono strutture secondarie radianti che intervengono nella modifica delle prestazioni nell'antenna mediante perturbazione del campo vicino. Possono essere utilizzati per modificare il diagramma di radiazione o la frequenza di risonanza e sono spesso sede del meccanismo di riconfigurabilità.

3.2 TECNICHE DI RICONFIGURABILITÀ

Per ottenere un'antenna riconfigurabile esistono numerose tecniche che tuttavia si possono classificare in tre categorie principali, in funzione del tipo di riconfigurabilità:

- della rete di adattamento;
- dell'elemento radiante;
- mediante elementi parassiti.

3.2.1 Riconfigurabilità della rete di adattamento

La prima tecnica consiste nel modificare la geometria delle rete di adattamento o di alimentazione dell'antenna, in modo da influire sul suo modo di operare. Questa tecnica, descritta in [7], si presta ad essere utilizzata in combinazione con la tecnologia planare, in particolare con le antenne a microstriscia che possono essere realizzate come combinazione di più subelementi.

L'idea che sta alla base di questa tecnica, illustrata in figura 19, è semplice: si realizzano tante celle fondamentali disposte regolarmente in modo da formare una "scacchiera", ciascuna delle quali può essere attivata o disattivata singolarmente mediante un comando esterno. Con questa strategia si possono realizzare diverse sezioni di adattamento che permettono di modificare

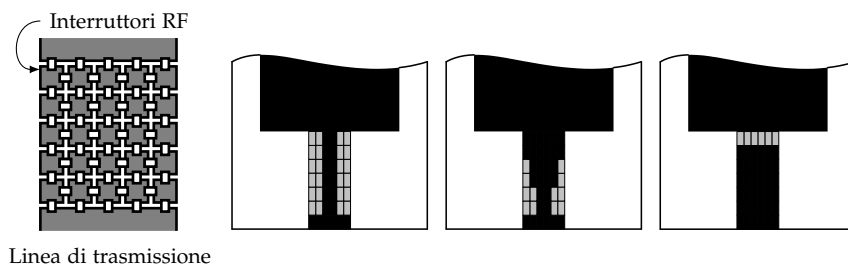


Figura 19: Un esempio di realizzazione di linea in microstriscia composta di celle fondamentali e alcuni esempi di sezioni di adattamento per antenna riconfigurabile. Sagomando opportunamente la linea è possibile selezionare la dimensione della linea di trasmissione, cambiarne la forma per realizzare adattamenti di impedenza o creare accoppiamenti di tipo capacitivo [7].

il punto di alimentazione dell'antenna e la sua impedenza di ingresso, permettendo la scelta della frequenza di risonanza o della polarizzazione. La motivazione che porta ad intervenire sulla rete di alimentazione è quella di conferire all'antenna una caratteristica di riconfigurabilità senza intervenire sulle parti radianti.

La semplicità concettuale della soluzione è ostacolata dall'elevato numero di elementi di commutazione richiesti che impediscono la realizzazione di queste linee "a scacchiera" per la complessità di controllo, per il loro costo e per le perdite associate.

Una soluzione di compromesso prevede di limitare il numero di sezioni e interruttori e, conseguentemente, le possibili configurazioni dell'antenna.

3.2.2 Riconfigurabilità dell'elemento radiante

La tecnica più diffusa per la realizzazione di antenne riconfigurabili è la modifica diretta della geometria dell'elemento radiante: con riferimento all'immagine di figura 18 i dispositivi per la riconfigurabilità vengono introdotti direttamente sulla parte metallica che irradia con lo scopo di modificare la distribuzione di corrente. Questa tecnica consente, ad esempio, di combinare due antenne di geometria diversa in un unico elemento, lasciando la possibilità di passare da una configurazione all'altra a seconda delle richieste. Un esempio è il dipolo di figura 20: si realizza una metallizzazione che è combinazione di due dipoli di lunghezze diverse mentre la scelta di quale configurazione utilizzare avviene tramite la conduzione di diodi PIN posizionati sui rami del dipolo. In questo modo si ottiene un dipolo con frequenza di lavoro riconfigurabile.

Un'antenna che estremizza questo concetto è la *pixel antenna* che, similmente a quanto visto per la rete di alimentazione riconfigurabile, è suddivisa in minuscole parti che possono essere comandate in modo indipendente. Con questa tecnologia, si possono integrare una grandissima quantità di antenne sullo stesso dispositivo, consentendo una variazione di tutti i principali parametri d'antenna.

Tuttavia, permane il problema della difficoltà di controllo dei *pixel* e delle perdite negli interruttori che, essendo posizionati sui percorsi principali di corrente, possono essere elevate con una conseguente riduzione della potenza disponibile per la trasmissione.

Pixel Antenna

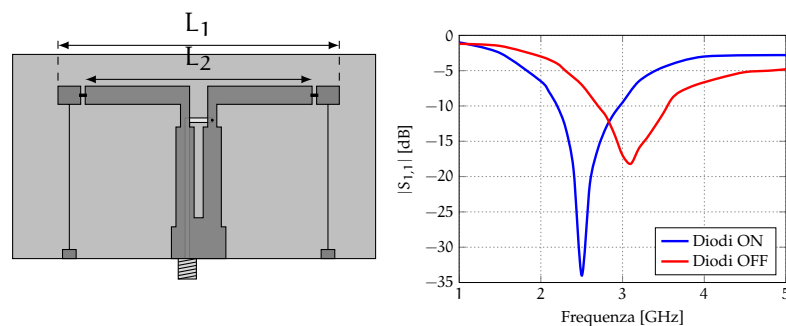


Figura 20: Dipolo stampato con frequenza di risonanza riconfigurabile: la riconfigurabilità è ottenuta tramite la variazione della lunghezza dell'elemento radiante, resa possibile con l'uso di diodi PIN. Nella figura sono visibili anche le linee di controllo per la scelta dello stato dei diodi [28].

3.2.3 Riconfigurabilità per mezzo di elementi parassiti

Uno dei metodi tradizionali per ottenere antenne ad alto guadagno è l'utilizzo di più elementi, disposti a schiera: come è noto dalla teoria, i campi prodotti dai singoli elementi possono essere riarrangiati tramite le relazioni di modulo e fase delle singole alimentazioni, in modo da ottenere, ad esempio, diagrammi di radiazione *end-fire* o *broad-side*. Agire sulle alimentazioni con precisione tuttavia non è semplice: si richiedono dispositivi a radiofrequenza, come attenuatori e sfasatori, che devono soddisfare precisi requisiti in termini di intervallo di variazione e sensibilità e che difficilmente si possono raggiungere senza ricorrere a soluzioni ad alto costo.

Una soluzione che cerca di aggirare in parte questi problemi è l'utilizzo di elementi parassiti. Uno dei primi ad evidenziare le potenzialità di questa tecnica fu Harrington [14] che propose un sistema d'antenna in grado di modificare la direzione di massimo del diagramma di radiazione. Tale sistema era composto da una schiera circolare di sei dipoli parassiti con un dipolo attivo alimentato al centro: i dipoli esterni erano chiusi su impedenze controllabili, che potevano essere modificate in modo da produrre un pattern molto direttivo. Una rappresentazione del setup e dei diagrammi ottenuti è mostrata in figura 21. La possibilità di modificare l'impedenza permetteva di selezionare la direzione di puntamento dell'array con grande precisione in tutti i 360° del piano azimutale.

Il principale vantaggio di questa tecnologia rispetto a quella tradizionale delle schiere di dipoli è avere un solo punto di alimentazione per il segnale a radiofrequenza riducendo l'uso di divisori di potenza, attenuatori e sfasatori, necessari nei *phased array*. Tuttavia non è semplice realizzare impedenze che possano essere modificate con un arbitrario livello di precisione; questa soluzione, quindi, porta con sé le limitazioni e i costi della tecnologia sulle impedenze controllabili.

L'utilizzo di interruttori per rimpiazzare le reattanze variabili può essere pensato come una semplificazione di questa stessa idea, pur dovendo accettare un grado di riconfigurabilità decisamente inferiore. Come nel caso precedente, gli interruttori sono posizionati lungo gli elementi parassiti e hanno lo scopo di consentire o interrompere l'instaurarsi di correnti di accoppiamento. Gli elementi parassiti vengono dimensionati in modo da essere risonanti alla frequenza di utilizzo e gli interruttori hanno lo scopo di spezzare i percorsi di corrente in modo da ridurre l'effetto.

Nell'utilizzo per la modifica del diagramma di radiazione, il vantaggio di

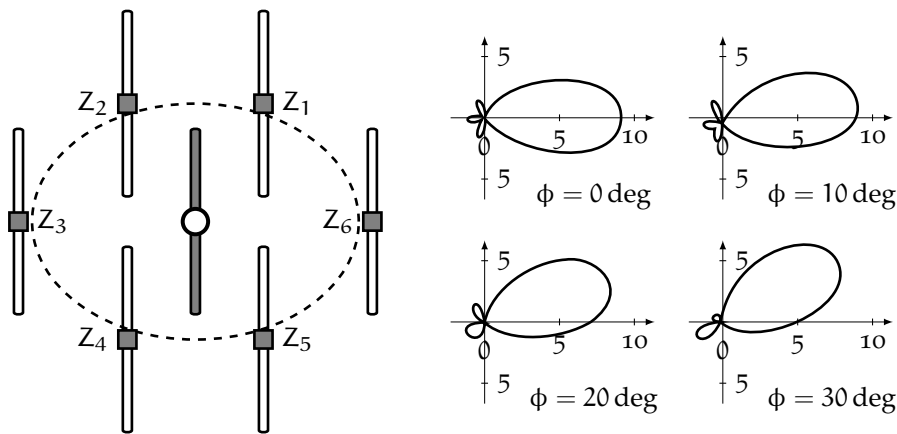


Figura 21: Modifica del diagramma di radiazione per mezzo di elementi parassiti caricati con impedenze; al variare dei valori di impedenza si possono ottenere diagrammi di radiazione ad alta direttività con direzione di puntamento regolabile. Sono riportati i diagrammi di guadagno più significativi, considerando che la simmetria della struttura permette di replicare tali diagrammi a passi di 60 gradi [14].

questa tecnica è la modularità e può essere adattata per la maggior parte delle antenne tradizionali.

Ad esempio, in figura 22 è riportato l'esempio di un'antenna ad anello a metamateriale che, con la tecnica degli elementi parassiti, può irradiare il campo in modo omnidirezionale o direzionale. Nell'uso di elementi parassiti al variare delle configurazioni, l'effetto di caricamento dell'antenna principale si ripercuote inevitabilmente in una variazione dell'impedenza di ingresso e del rendimento; è importante controllare che le specifiche sulla banda di adattamento vengano mantenute per ciascuna delle configurazioni possibili.

3.3 DIVERSI TIPI DI RICONFIGURABILITÀ

3.3.1 Riconfigurabilità della frequenza di risonanza

Un'antenna è riconfigurabile in frequenza se è possibile scegliere e modificare per mezzo di un comando esterno la sua frequenza di risonanza. Questa può essere variata in maniera *continua* all'interno di un determinato intervallo o in maniera *discreta*, selezionando tra un insieme di possibilità note a priori. La variazione della frequenza di risonanza avviene agendo sull'impedenza di ingresso; questo può essere fatto con ciascuna delle tre tecniche illustrate, ovvero modificando l'elemento radiante, la rete di alimentazione o introducendo elementi parassiti.

Un esempio di antenna riconfigurabile in frequenza [28] è già stato riportato in figura 20: nelle due configurazioni gli interruttori consentono la variazione della lunghezza fisica del dipolo e con essa la distribuzione di corrente e l'impedenza di ingresso. Questa struttura limita la scelta della frequenza di risonanza alle sole configurazioni disponibili; in [18] è proposta un'altra antenna a microstriscia in cui la frequenza di risonanza può essere variata in modo continuo, grazie all'uso di condensatori controllabili

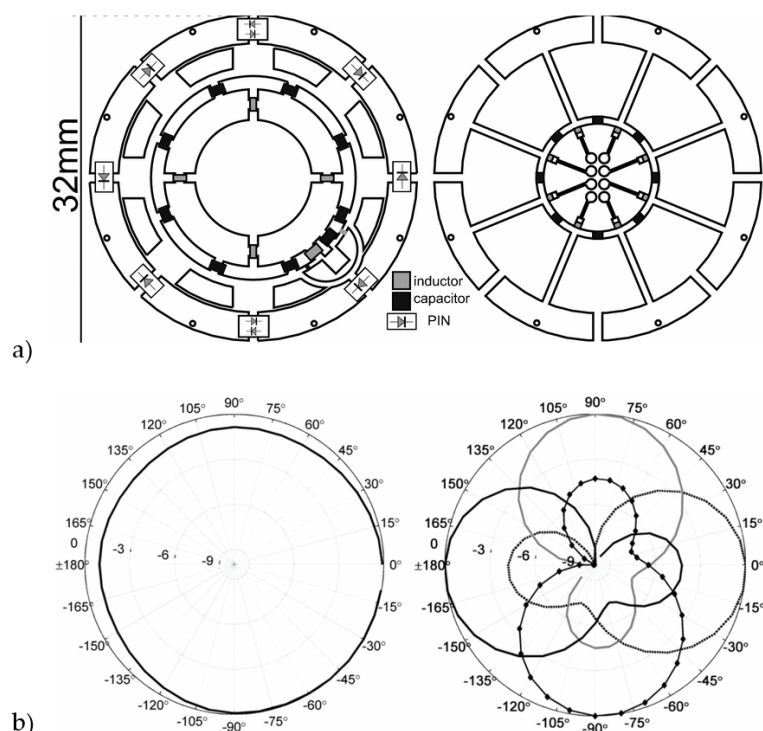


Figura 22: Esempio di antenna con riconfigurabilità del diagramma di radiazione. In (a) è mostrato il design dell'antenna ad anello, realizzata con la tecnologia dei metamateriali, che sfrutta la risonanza di ordine zero per ridurre l'ingombro. L'uso di elementi parassiti, disposti circolarmente, consente di ottenere i diagrammi di radiazione mostrati in (b) [10][11].

– nello specifico ottenuti con diodi varactor. Come mostrato in figura 23, applicando una tensione di polarizzazione al diodo varicap si ottiene uno spostamento della frequenza di risonanza in un intervallo esteso, ottenendo un rapporto circa uguale a due tra la frequenza massima e minima.

3.3.2 Riconfigurabilità della polarizzazione

Un secondo tipo di caratteristica che può essere sottoposta a riconfigurabilità è la polarizzazione del campo irradiato realizzata modificando la direzione in cui oscillano i percorsi di corrente nelle strutture radianti.

Poter disporre di più polarizzazioni permette di ridurre l'attenuazione tipica di ambienti ricchi di riflessioni, detta *multipath fading loss*. In questi casi infatti, la direzione di polarizzazione del campo ricevuto è variabile a causa proprio delle numerose interazioni tra le onde e gli oggetti. Inoltre, in uno scenario radio mobile in cui l'orientamento dell'antenna trasmittente è variabile o comunque non è noto, la variabilità della polarizzazione permette un miglior adattamento alle condizioni di esercizio. Di conseguenza, la possibilità di cambiare la polarizzazione dell'antenna, consente di aumentare l'efficienza di ricezione e quindi la potenza del segnale utile ricevuto, aumentando il raggio di copertura dell'antenna. Inoltre l'utilizzo di trasmissioni con più polarizzazioni ortogonali consente l'impiego di tecniche di diversità che incrementano l'efficienza spettrale.

Tuttavia, quando si modificano i percorsi di corrente spesso si ottiene una variazione delle condizioni di risonanza, che invece è desiderabile mantene-

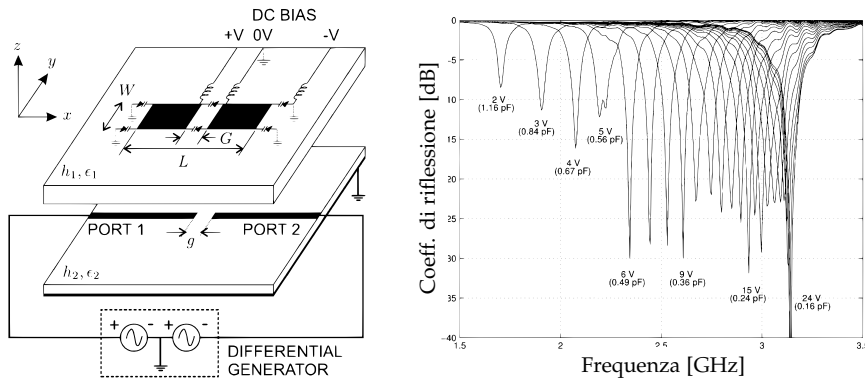


Figura 23: Esempio di antenna riconfigurabile in frequenza con variazione continua della frequenza di risonanza [18].

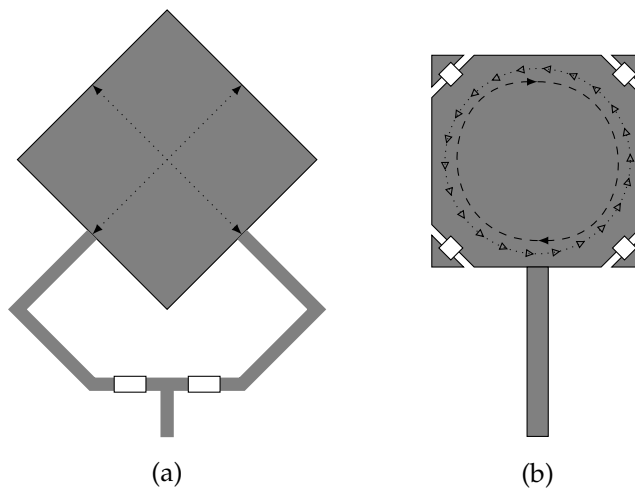


Figura 24: Esempi di antenne con polarizzazione del campo modificabile per mezzo di interruttori micro-elettromeccanici (MEMS). In (a) la polarizzazione lineare è modificata tramite riconfigurazione della rete di alimentazione, mentre in (b) la polarizzazione circolare destrorsa o sinistrorsa è ottenuta agendo sull'elemento radiante.

re inalterate: questa difficoltà rappresenta il principale svantaggio legato a questo tipo di riconfigurabilità e richiede una maggior attenzione in fase di progetto.

Alcuni esempi di realizzazione sono mostrati in figura 24 in cui si possono notare due antenne patch quadrate con polarizzazione riconfigurabile. Nella prima l'attivazione degli interruttori elettromeccanici determina il punto di alimentazione dell'antenna e quindi la direzione di polarizzazione del campo; nella seconda gli interruttori consentono di scegliere tra una polarizzazione circolare destrorsa e una sinistrorsa.

3.3.3 Riconfigurabilità del pattern di radiazione

La riconfigurabilità può riguardare anche il solido di radiazione, come già osservato nella sezione sugli elementi parassiti. La modifica della direzionalità dell'antenna può avvenire, oltre che per accoppiamento con elementi parassiti, anche a seguito di una variazione di geometria dell'elemento

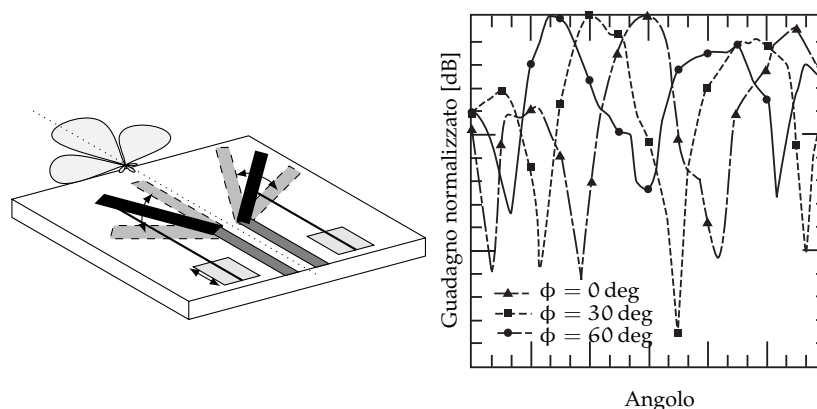


Figura 25: Antenna con diagramma di radiazione riconfigurabile per mezzo di attuatori meccanici [4]. L'angolo di puntamento del dipolo viene fatto variare modificando la posizione delle braccia.

Motivazioni

radiante o di variazioni nella rete di alimentazione.

Ottenere una riconfigurabilità del diagramma di radiazione consente di migliorare la copertura nel caso di collegamenti punto-punto, specialmente negli scenari con dispositivi mobili, in cui la direzione in cui si vuole irradiare non è costante. In questo modo è possibile utilizzare antenne con guadagno considerevole senza aver bisogno di una fase di puntamento meccanico manuale del dispositivo, come avviene per le antenne con riflettore parabolico. Inoltre l'aumento del guadagno del collegamento permette di risparmiare energia, considerazione cruciale nei dispositivi mobili alimentati a batteria. Oltre all'aumento del guadagno in trasmissione, questa riconfigurabilità comporta una riduzione del rapporto segnale-rumore nel confronto di eventuali sorgenti interferenti con direzione di arrivo identificabile. In questi casi è possibile collocare un minimo del diagramma di direttività in tale direzione, migliorando la qualità del collegamento.

Un ulteriore esempio applicativo di antenna con direttività riconfigurabile è mostrato in [26], dove un'antenna ad onda viaggiante riconfigurabile è utilizzata per determinare la direzione di arrivo di un segnale: in questi casi la precisione della rilevazione è legata anche alla larghezza del fascio ottenuto.

3.4 TECNOLOGIE PER LA RICONFIGURABILITÀ

3.4.1 Attuatori meccanici

Una possibile soluzione per realizzare la riconfigurabilità delle antenne prevede l'utilizzo di attuatori meccanici: utilizzando dei componenti con parti mobili è possibile agire su diverse porzioni dell'antenna e modificare di conseguenza le caratteristiche richieste.

Un esempio caratteristico di questa tecnologia è il dipolo a rami mobili, denominato *vee dipole* e mostrato in figura 25. Questa tecnologia presenta tuttavia degli svantaggi: in primo luogo le dimensioni degli attuatori sono generalmente grandi rispetto ad altri dispositivi per antenne riconfigurabili e l'ingombro provocato li rende poco pratici da utilizzare. Per questi motivi

sono utilizzati solo in casi particolari, come in applicazioni ad alta potenza in cui gli altri dispositivi disponibili non sono in grado di soddisfare le specifiche richieste.

3.4.2 Interruttori RF

Antenne riconfigurabili possono essere realizzate utilizzando interruttori a radiofrequenza la cui funzione fondamentale è quella di aprire o chiudere percorsi di corrente in base ad un comando fornito esternamente.

Gli interruttori a radiofrequenza si suddividono in due categorie a seconda del loro principio di funzionamento: sono detti *meccanici* se il passaggio dalla condizione di circuito aperto a quella di circuito chiuso comporta il movimento di parti, generalmente conduttive, mentre sono detti *a stato solido* se il loro principio di funzionamento è basato sulla conducibilità di componenti a semiconduttore, come diodi o transistori.

È da notare che gli interruttori RF differiscono in modo sostanziale da quelli per la bassa frequenza e quindi, per assicurare un adeguato funzionamento su un esteso intervallo di frequenze, è necessario considerare i seguenti parametri [20]:

Figure di merito

PARAMETRI DI SCATTERING Il comportamento in frequenza dell'interruttore viene descritto per mezzo dei parametri di *scattering* alle due porte: la condizione di circuito aperto si identifica con un alto coefficiente di riflessione alla porta di ingresso e un basso coefficiente di trasmissione alla porta di uscita mentre la condizione di circuito chiuso corrisponde ad un coefficiente di riflessione prossimo allo zero con un coefficiente di trasmissione quasi unitario. In molti casi il produttore fornisce questi dati in forma di rapporto d'onda stazionaria che descrive il comportamento in modo equivalente al *return loss*.

IMPEDENZA CARATTERISTICA Assieme all'indicazione di rapporto d'onda stazionaria, il produttore specifica l'impedenza caratteristica di riferimento; valori tipici sono 50 e 75Ω.

PERDITA DI INSERZIONE Questo parametro definisce il rapporto tra la potenza entrante nel dispositivo e quella che viene trasferita alla porta d'uscita quando il dispositivo è attivato, nominalmente espresso in decibel con un rapporto di potenze o di tensioni, dalle relazioni:

$$IL = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} = 20 \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (20)$$

Questo valore rende un'idea della potenza dissipata dal dispositivo e, nel caso il cui l'interruttore sia collocato sul percorso di alimentazione dell'antenna, l'uso di componenti a bassa perdita di inserzione diventa fondamentale per non degradare l'efficienza di radiazione.

BANDA La maggior parte degli interruttori ha un comportamento in conduzione di tipo passa basso, dovuto principalmente alla presenza di elementi parassiti. Come conseguenza si rileva un aumento della perdita di inserzione all'aumentare della frequenza; conoscere fino a quale frequenza le caratteristiche di commutazione verranno preservate è di grande importanza nel campo della radiofrequenza e il produttore comunica questa informazione specificando la banda di funzionamento.

TOPOLOGIA Definisce la struttura del componente circuitale, ovvero il numero di interruttori all'interno di uno stesso package, il numero di combinazioni possibili, fino a scendere nel dettaglio costruttivo sulla disposizione e il raggruppamento degli ingressi specificando se l'interruttore è *normalmente aperto* o *normalmente chiuso* in assenza di sollecitazione.

ISOLAMENTO E CROSSTALK Entrambi questi parametri definiscono la quantità di potenza che si accoppia con l'uscita quando l'interruttore è aperto: se la potenza proviene dalla porta di ingresso dello switch allora si parla di isolamento mentre se la potenza in uscita è riconducibile ad altre sorgenti, per esempio porte di altri interruttori realizzati nello stesso circuito integrato, si parla di *crosstalk*. Tanto più alto sarà l'isolamento tanto più il comportamento del componente approssima quello di un interruttore ideale.

TEMPO DI SALITA Identifica il tempo necessario affinché il segnale passi dal 10 al 90% del valore del suo valore finale. La velocità di commutazione è molto più elevata nei dispositivi a semiconduttore rispetto a quelli in quelli meccanici, per i quali costituisce il principale svantaggio.

TEMPO DI VITA MEDIO È una descrizione affidabilistica del dispositivo, ottenuta attraverso l'osservazione di un grande numero di campioni con le medesime caratteristiche. Permette di stimare il numero di cicli di apertura e chiusura che si possono compiere prima che il dispositivo non sia più in grado di svolgere la funzione richiesta.

MEMS

I dispositivi MEMS (micro-electro-mechanical systems) sono sistemi meccanici realizzati in dimensioni estremamente ridotte: si possono realizzare numerosi tipi di attuatori, tra cui micropompe e micromotori e, nell'ambito della radiofrequenza, si possono ottenere interruttori ad elevate prestazioni.

La realizzazione avviene con diverse tecniche, tra cui l'incisione, la fotolitografia, la costruzione per stratificazioni, la deposizione per vapori oppure vengono utilizzate tecniche miste. Il processo di fabbricazione consiste nella realizzazione simultanea di numerosi esemplari identici, come avviene per la produzione dei circuiti integrati, disposti su uno stesso substrato tipicamente di quarzo o vetro. Durante il processo vengono tenuti sotto controllo numerosi parametri elettrici, tra cui la rugosità superficiale delle parti metalliche, la loro conducibilità e le costanti dielettriche dei materiali, oltre ai parametri di tipo meccanico come gli spessori, la flessibilità delle parti e la robustezza dei punti di snodo.

Il principio di funzionamento degli interruttori a radiofrequenza è l'interruzione del percorso di corrente: all'interno del dispositivo è presente una linea di trasmissione adattata all'impedenza di riferimento che viene fisicamente interrotta a seguito del comando di apertura. Questa tecnica consente di ottenere prestazioni di molto superiori se confrontate con quelle degli interruttori a stato solido: la presenza della linea di trasmissione permette di raggiungere perdite di inserzione minori di 0.1 dB, mentre l'isolamento generalmente supera i 70 dB. Per alcune applicazioni critiche in cui la richiesta di tali caratteristiche è stringente, gli interruttori MEMS possono essere l'unica soluzione.

Questa tecnologia porta con sé alcune limitazioni, la più importante riguarda l'elevato tempo di commutazione, generalmente nell'ordine di 2 ms,

che la rende non adatta per applicazioni in cui è richiesta una risposta veloce.

Diodi PIN

Il diodo PIN è un dispositivo a semiconduttore realizzato normalmente a partire dal silicio; è formato da due regioni, una con drogaggio di tipo p e una con drogaggio n , separate da una terza regione di dimensioni maggiori composta da semiconduttore debolmente drogato, che viene per questo denominato *intrinseco*.

Quando si applica una tensione di polarizzazione diretta, gli elettroni riescono a transitare da una regione all'altra mentre in assenza di polarizzazione o in polarizzazione inversa la porzione di semiconduttore prossima alla regione intrinseca si svuota di portatori e gli elettroni sono impediti nel passaggio dal potenziale intrinseco di giunzione. La relazione tensione-corrente è di tipo esponenziale crescente, quindi per ogni tensione positiva il diodo è percorso da una corrente che diventa velocemente elevata, mentre in polarizzazione inversa scorre una corrente inversa trascurabile (circuito aperto).

Per essere utilizzato come interruttore è richiesta l'applicazione di una tensione di polarizzazione che imponga lo stato di conduzione; tuttavia a causa della forte dipendenza della corrente al variare della tensione risulta più comodo utilizzare un controllo in corrente. In condizione di conduzione il diodo ha un consumo di potenza statico dovuto alla tensione e alla corrente di polarizzazione che generalmente è inferiore a 10 mW.

Il comportamento del diodo PIN è assimilabile a quello di un buon interruttore per frequenze fino a circa 3 GHz, presentando una bassa impedenza di conduzione e un'alta impedenza in polarizzazione inversa [6]. Per frequenze superiori invece il fattore di isolamento tra la porta in ingresso e l'uscita si riduce.

Transistor ad effetto di campo

Un'altra tipologia di interruttori a stato solido sono i transistor ad effetto di campo (*field-effect transistor* o FET); questi dispositivi presentano tre porte, due per il transito del segnale a radiofrequenza e una terza per il controllo del dispositivo.

Il transito degli elettroni dalle due porte di segnale – *source* e *drain* – avviene grazie ad un canale conduttivo, che può formarsi o chiudersi in relazione allo stato della porta di controllo, denominata *gate*. Questi dispositivi sono controllati in tensione, poiché la regolazione del canale avviene per mezzo del campo elettrico che si instaura alla porta di controllo: tuttavia, dato che il gate assorbe una corrente del tutto trascurabile, non è presente un consumo di potenza statico.

A seconda del meccanismo di formazione del canale e della natura delle giunzioni tra la porta di gate e il semiconduttore, si distinguono diversi tipi di transistor FET, tra cui MOSFET, MESFET e HEMT. Questi dispositivi consentono di ottenere buoni livelli di isolamento con basse perdite di inserzione ma, come nei diodi PIN, tali prestazioni si riducono all'aumentare della frequenza.

Per il controllo di questi dispositivi generalmente si utilizza un comando in tensione generato con apposita circuiteria di controllo anche se è possibile utilizzare dispositivi azionati per foto-accoppiamento; questa tecnologia

consente di isolare la parte radiante da quella per il controllo limitando l'influenza delle linee di comando sulle caratteristiche dell'antenna.

3.4.3 Varactor

I diodi varactor sono dispositivi a semiconduttore che vengono utilizzati come condensatori variabili. La regione di svuotamento che si forma in polarizzazione inversa origina una separazione tra le due regioni conduttive e costituisce un condensatore equivalente; al variare della tensione di polarizzazione, la regione di svuotamento si allarga comportando una variazione della capacità equivalente. I diodi varactor permettono di ottenere un rapporto tra capacità massima e minima di circa sei volte, a fronte di una regolazione in tensione nell'ordine dei 15 V [16].

I varactor sono impiegati nella regolazione della frequenza di risonanza e nella variazione di diagramma di radiazione. La possibilità di modificare il valore di capacità in modo continuo consente una regolazione fine della frequenza di risonanza all'interno dell'intervallo di selezione. Inoltre è possibile prevedere dei circuiti di stabilizzazione che consentano di compensare la deriva parametrica dovuta ad un cambio di condizioni ambientali o all'invecchiamento.

Un esempio di antenna con diagramma di radiazione modificabile per mezzo di varactor è riportato in [27]; si tratta di un'antenna ad onda viaggiante realizzata con una linea di trasmissione in metamateriale composta (CRLH) in cui le caratteristiche della cella fondamentale vengono modificate mediante diodi varactor. Si ottiene così un'antenna ad elevato guadagno con diagramma di radiazione stretto ed allungato che, per analogia con la forma di una matita, viene spesso indicato come *pencil-like beam*; la direzione di puntamento del diagramma di radiazione può essere modificata agendo sulle tensioni di polarizzazione dei varactor, mantenendo adeguate caratteristiche di efficienza e adattamento di impedenza.

Un secondo tipo di antenna, che permette la riconfigurabilità della frequenza di risonanza, è mostrato in figura 23; come già osservato, questa antenna patch è caricata mediante tre coppie di diodi varactor e, grazie a questi, ha la possibilità di cambiare con continuità la frequenza di risonanza, in un intervallo superiore a 1 GHz [18].

3.4.4 Materiali riconfigurabili

Un ulteriore elemento di riconfigurabilità della struttura dell'antenna è il materiale di cui questa si compone. Tale considerazione vale principalmente per le antenne realizzate su microstriscia, che utilizzano un materiale dielettrico come supporto fisico. Le grandezze che caratterizzano il substrato in un'antenna sono le dimensioni fisiche, la permittività elettrica relativa e la permeabilità magnetica relativa: un comportamento riconfigurabile può essere ottenuto andando ad agire su ciascuno di questi parametri.

Il materiale più utilizzato per la realizzazione di antenne stampate è l'FR4, una resina con alta resistenza termica che presenta buona resistenza meccanica e basso costo; si tratta di un materiale dielettrico con permittività relativa di circa 4.4. Utilizzando substrati con diversa permittività è possibile modificare il modo in cui il campo elettromagnetico si propaga nel mezzo e quindi lunghezza d'onda guidata.

Anche lo spessore riveste un ruolo importante, in particolar modo nelle antenne *patch* in cui si realizza quasi una cavità risonante tra la metallizza-

zione e il substrato. È possibile realizzare antenne con altezza regolabile, realizzando le metallizzazioni su membrane mobili o deformando il piano di massa. In [8] è mostrata un'antenna con frequenza di risonanza regolabile mediante la variazione della separazione tra il piano di massa e la metallizzazione radiante.

Andando ad agire sui materiali, invece, esistono casi in cui la permittività elettrica relativa o la permeabilità magnetica relativa sono modificabili con un comando esterno. Il controllo delle caratteristiche del substrato avviene per mezzo di tensioni di polarizzazione o mediante l'applicazione di un campo magnetico statico. Un vantaggio di utilizzare questi materiali sta nella possibilità di ridurre l'ingombro dell'antenna con l'uso di substrati ad alta costante dielettrica, riducendo le perdite nel dielettrico.

Tuttavia bisogna tener conto delle limitazioni di questa tecnologia: per esempio, all'aumentare della permeabilità magnetica, la massima frequenza di operazione diminuisce, la resistenza meccanica diminuisce e aumenta il costo.

4

ANALISI TEORICA E SIMULAZIONI

4.1 INTRODUZIONE

Nei capitoli precedenti abbiamo osservato esempi di antenne a doppia banda (o *dual-band*) e di antenne con diversi tipi di riconfigurabilità. La riconfigurabilità per antenne a doppia banda è già stata presentata, sotto aspetti differenti, in diverse pubblicazioni, alcune delle quali si sono interessate anche della riconfigurabilità del diagramma di radiazione.

Lavori precedenti

In [38], ad esempio, è presentata una schiera di cinque antenne patch in grado di variare frequenza di risonanza e diagramma di radiazione; la selezione della frequenza di risonanza e dell'angolo di massima direzione avviene per mezzo di alcuni diodi PIN, posti sulle aperture realizzate sulle patch. La presenza di patch parassite disposte lateralmente, in modo da ricordare un'antenna Yagi, consente di agire sul diagramma di radiazione cambiando la direzione di massimo. Questa implementazione non presenta tuttavia due distinte frequenze di risonanza, ma ne evidenzia una che può essere modificata con le tecniche di riconfigurabilità.

In [23] è stato osservato il comportamento di un dipolo a doppia banda, ottenuto mediante caricamento di un induttore accanto al quale sono stati introdotte due coppie dei dipoli parassiti risonanti alle due frequenze interesse con i quali è possibile modificare il diagramma di radiazione nelle due bande ottenendo due configurazioni direzionali. Con questa topologia, però, non è possibile realizzare il modo omnidirezionale per la banda superiore e rimane il vincolo di mantenere la stessa direzione per le due bande.

Anche in [33] è mostrata una realizzazione in cui dodici monopoli parassiti, sei per ogni banda, sono disposti circolarmente attorno ad un elemento attivo a doppia banda. In questa trattazione ciascun elemento parassita è collegato al piano di massa mediante un'impedenza regolabile agendo sulle quali è possibile ottenere una regolazione della direzione di massimo guadagno del sistema. Per ottimizzare le prestazioni si rende necessario l'impiego di filtri passa basso collocati alla base degli elementi parassiti più lunghi. Con questo sistema si possono scegliere fino a sei direzioni di puntamento dell'antenna ma non è possibile avere modi omnidirezionali nè scegliere direzioni indipendenti per due bande. In [31] si ottiene lo stesso tipo di comportamento utilizzando solamente sei monopoli parassiti, ciascuno dei quali risuona in due bande. In questo caso non è più necessario l'impiego di filtri, ma rimangono le stesse limitazioni delle soluzioni precedenti.

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è quindi indagare la possibilità di ottenere una riconfigurabilità del diagramma di radiazione per le due bande descritte dal protocollo di comunicazione WiFi IEEE 802.11a. La banda inferiore è quella per comunicazioni non licenziate ISM (da *industrial, scientific and medical*) che si estende nelle frequenze da 2.4 GHz a 2.5 GHz. La banda superiore copre le frequenze nell'intorno dei 5 GHz per le quali la regolamentazione è più frammentaria; infatti solo una porzione dell'intervallo è all'interno della banda ISM, in particolare da 5.725 GHz a 5.875 GHz men-

Obiettivi

tre la restante parte dello spettro è sottoposta a limitazioni di potenza e regolamentazioni diverse in ogni paese.

La riconfigurabilità del diagramma dovrà consentire di direzionare il fascio verso un determinato angolo, pur conservando la possibilità di ottenere diagrammi omnidirezionali. La tecnica che si intende utilizzare per raggiungere questo risultato è quella degli elementi parassiti commutati, illustrata in dettaglio nel capitolo 3. Il primo passo è quindi lo studio dell'elemento attivo per poi proseguire con la valutazione degli effetti degli elementi parassiti.

4.2 ANTENNA A DOPPIA BANDA

Il primo elemento ad essere oggetto di analisi è l'elemento attivo: le sue caratteristiche sono di grande importanza perché andranno a ripercuotersi sulle prestazioni del sistema completo. L'elemento attivo *dual-band* deve soddisfare i seguenti requisiti:

- dal punto di vista dei parametri di *scattering*, si richiede che vi sia risonanza in due zone dello spettro, con adeguata larghezza della banda di adattamento e con coefficiente di riflessione sufficientemente limitato. Nello specifico la banda richiesta per la risonanza inferiore è compresa tra 2.40 GHz e 2.50 GHz mentre la banda superiore si deve estendere da 4.915 GHz a 5.825 GHz con un *return loss* di riferimento di almeno -10 dB;
- per le caratteristiche radiative invece si chiede che il diagramma di radiazione sia omnidirezionale. Questo requisito è necessario per poter poi applicare la riconfigurabilità del diagramma di radiazione con la tecnica degli elementi parassiti regolabili. Se il diagramma di radiazione dell'elemento attivo presenta disomogeneità spaziali questo si ripercuoterà sulla possibilità di ottenere modi direzionali con adeguato guadagno.

Per questa prima fase di valutazione teorica si è utilizzata come antenna a doppia banda un monopolo caricato con un'opportuna impedenza, che gli conferisce la doppia risonanza, mentre l'omnidirezionalità del diagramma di radiazione è naturalmente garantita dalla simmetria centrale della geometria.

Il dimensionamento dell'impedenza di carico avviene dapprima posizionando una resistenza R_x all'altezza L_2 sul monopolo, come illustrato in figura 26. Come spiegato in [Thiel], modificando il valore della resistenza si ottengono due comportamenti distinti: per valori inferiori a R_L – circa 120Ω – il monopolo presenta una frequenza di risonanza f_1 pari a circa 2.55 GHz, assimilabile alla risonanza del monopolo nella sua interezza: per valori di resistenza superiori a R_H – circa 750Ω – la risonanza si manifesta nell'intorno della frequenza f_2 , legata al funzionamento risonante del monopolo di lunghezza L_2 .

Si identificano in questo modo due valori caratteristici di resistenza, ai quali corrispondono due regimi di funzionamento dell'antenna. A questo punto è possibile sostituire il resistore con una rete che offra un'impedenza equivalente inferiore o uguale a R_L alla frequenza f_1 e pari almeno pari a R_H alla frequenza f_2 .

Il componente più semplice che permette un aumento lineare dell'impedenza all'aumentare della frequenza è l'induttore, tuttavia questo *design* ri-

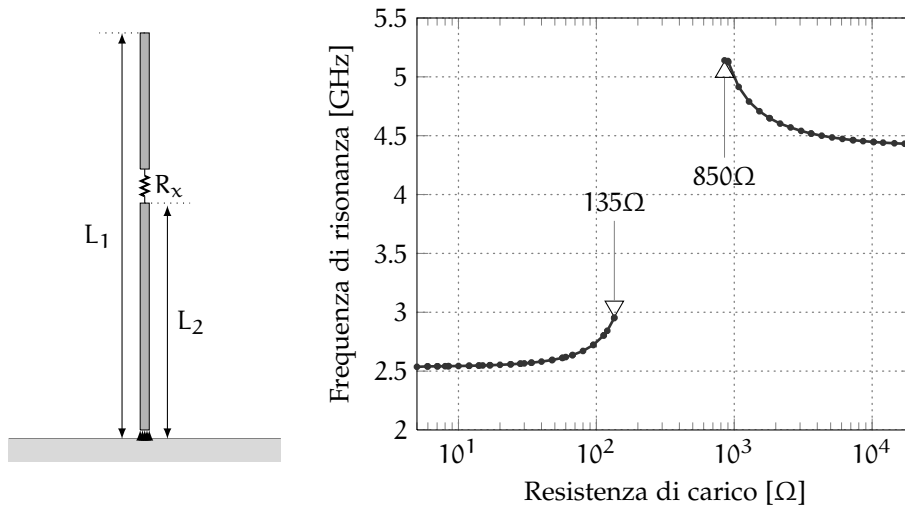


Figura 26: Rappresentazione del monopolo caricato con un resistore; nel grafico si può osservare che la frequenza di risonanza si sposta tra due valori caratteristici. Per valori intermedi la parte immaginaria dell'impedenza di ingresso non si annulla quindi non c'è risonanza.

chiede una variazione di impedenza di 5-6 volte a fronte di un rapporto di frequenze di circa 2. Si deve ricorrere ad una rete che offra un'impedenza con risposta di ordine superiore, di conseguenza si è implementata un'impedenza con tre elementi reattivi, mostrata in figura 27; il modulo dell'impedenza di ingresso evidenzia un minimo alla frequenza f_L e un massimo alla frequenza f_H , sfruttando risonanze e antirisonanze.

Utilizzando il software di simulazione HFSS (*high frequency structural simulator*) di Ansys, è possibile descrivere le geometrie degli elementi dell'antenna e ricavare il campo elettromagnetico per via numerica con il metodo degli elementi finiti.

Simulazione

Per la simulazione si è utilizzato un monopolo cilindrico di raggio 0.2 mm lungo 28 mm, che presenta un'interruzione di 0.2 mm ad un'altezza di 11 mm; utilizzando delle particolari condizioni al contorno, denominate *RLC boundary conditions*, si è simulata la presenza dell'impedenza precedentemente dimensionata. Da tale simulazione si estrae l'andamento del *return loss* e i diagrammi di radiazione del monopolo in esame, riportati in figura 28.

Dai grafici è possibile notare che il monopolo presenta due risonanze nelle bande di interesse e un guadagno omnidirezionale con picchi di 5.4 dB per la banda inferiore e 6.7 dB per la banda superiore.

4.3 PRIMA SOLUZIONE: ELEMENTI PARASSITI A DOPPIA BANDA

Definite le caratteristiche dell'elemento attivo, passiamo ora ad una descrizione degli elementi parassiti.

La prima soluzione prevede l'utilizzo di un solo elemento parassita per entrambe le bande che deve avere quindi le seguenti caratteristiche:

- se collegato al piano di massa, deve svolgere la funzione di elemento riflettore sia per la radiazione a bassa frequenza sia per la radiazione alle frequenze della banda superiore.

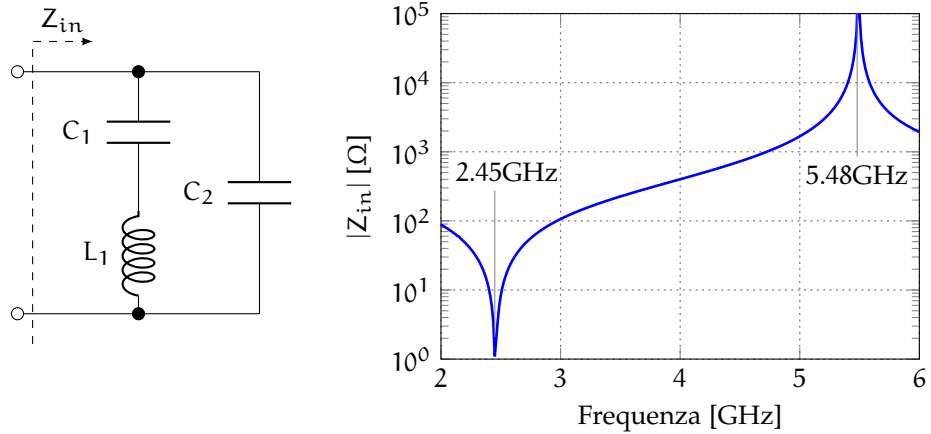


Figura 27: Schema dell'impedenza dimensionata per il caricamento dell'elemento attivo. Si riporta il modulo dell'impedenza di ingresso per le frequenze di interesse, con riferimento ai valori $L_1 = 15$ nH, $C_1 = 280$ fF e $C_2 = 70$ fF.

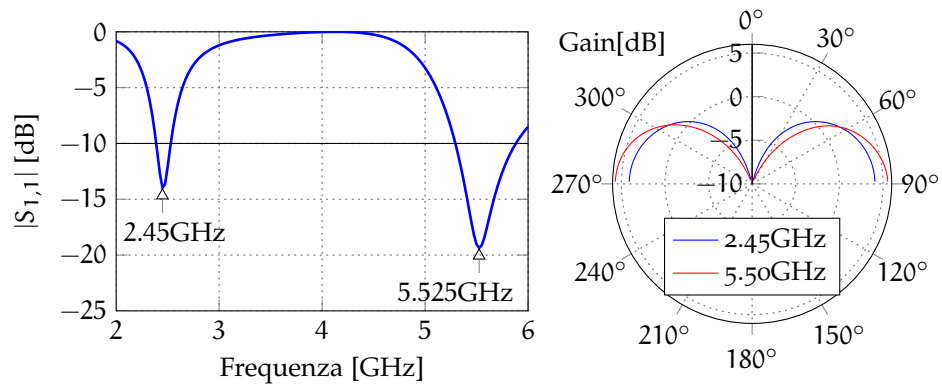


Figura 28: Sono riportati il grafico del return-loss e il diagramma di radiazione del guadagno del monopolo, misurato alle due frequenze di risonanza, con riferimento al piano verticale che contiene il monopolo.

- se scollegato al piano di massa deve perturbare il minimo possibile le caratteristiche di ingresso e di radiazione dell'elemento attivo, in modo da preservarne il funzionamento omnidirezionale dual-band.

A partire dalla trattazione teorica degli elementi parassiti¹, questa prima condizione mette in evidenza la necessità di avere un elemento parassita risonante nella due bande.

La teoria propone l'analisi di un sistema a due elementi, un dipolo *herziano* e un elemento parassita continuo di pari lunghezza; denominata *porta 1* il punto di alimentazione del dipolo e *porta 2* l'equivalente punto sul parassita, è possibile descrivere le caratteristiche elettriche del sistema con una matrice di impedenze:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

in cui Z_{11} rappresenta l'auto-impedenza del dipolo, Z_{22} l'auto-impedenza dell'elemento parassita mentre i termini di impedenza mutua Z_{12} e Z_{21}

¹ La trattazione teorica degli elementi parassiti è già stata introdotta nei capitoli precedenti. Si riportano di seguito altri risultati che risultano ora di interesse, rimandando alla letteratura specifica [21] per la trattazione completa.

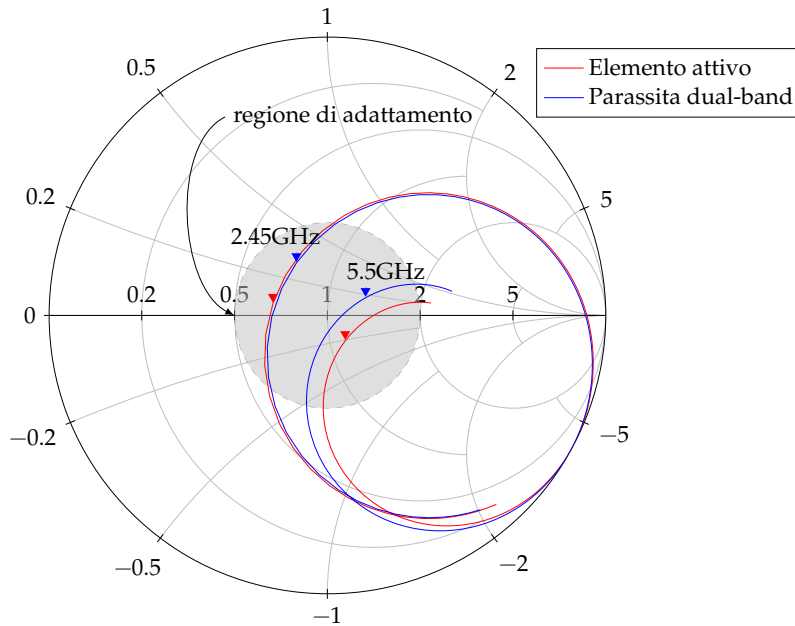


Figura 29: Rappresentazione su carta di Smith dell'impedenza di ingresso dell'elemento attivo e dell'elemento parassita. Alle frequenze di interesse l'elemento parassita è prossimo alla risonanza ed ha una componente induttiva maggiore rispetto all'elemento attivo, si comporterà quindi da riflettore.

descrivono l'accoppiamento. L'assenza della porta sull'elemento riflettore impone una condizione al contorno ($V_2 = 0$) che permette di calcolare sia l'impedenza di ingresso del sistema, sia le correnti che scorrono sugli elementi; una volta che queste sono note, è possibile studiare la distribuzione spaziale del campo irradiato. Da questa relazione emerge che per piccole variazioni della lunghezza dell'elemento parassita, la parte immaginaria della sua auto-impedenza cambia velocemente passando da capacitiva, a risonante, ad induttiva. Questa variazione si riflette sulla direzione di puntamento della schiera: quando l'elemento parassita è induttivo – più lungo della lunghezza di risonanza – esso agisce da *riflettore* mentre quando è capacitivo si comporta da *direttore*.

Tornando alle specifiche richieste, un elemento parassita è quasi risonante nelle due bande e con comportamento induttivo. Questo si ottiene aumentando leggermente le lunghezze delle porzioni metalliche. In figura 29 sono mostrate le impedenze di ingresso dell'elemento attivo dimensionato nella sezione precedente e dell'elemento riflettore che si ottiene realizzandone una copia leggermente più lunga (nell'esempio 1 mm).

Successivamente si è simulato il comportamento di un monopolo parassita di questo tipo collocato ad una distanza D dall'elemento attivo; questo viene attivato quando una metallizzazione lo collega al piano di massa infinito e disattivato quando tale metallizzazione viene rimossa. Il dimensionamento della distanza a cui porre il parassita rispetto all'elemento attivo è una scelta di compromesso. Dalla teoria, l'effetto di riflessione è massimo per distanze comprese tra $\lambda/8$ e $\lambda/4$; per distanze inferiori, l'effetto di accoppiamento mutuo degrada le caratteristiche di adattamento dell'antenna, mentre per distanze maggiori la corrente indotta sull'elemento parassita si riduce e l'effetto di riflessione diventa meno marcato. Osservato che

la lunghezza l'onda nel vuoto di un'onda elettromagnetica con frequenza 2.45 GHz è data dalla relazione:

$$\lambda_1 = \frac{c_0}{f_1} = 122.45 \text{ mm} \quad (22)$$

e che invece la lunghezza l'onda nel vuoto di un'onda elettromagnetica con frequenza 5.5 GHz è:

$$\lambda_2 = \frac{c_0}{f_2} = 54.55 \text{ mm} \quad (23)$$

ne consegue che la distanza ottimale di posizionamento va da 15.31 mm a 30.6 mm per la banda inferiore mentre è compresa tra 13.64 mm e 6.82 mm per la banda superiore. Come soluzione intermedia si è scelta una distanza di 15 mm.

*Conclusioni per la
prima soluzione*

I risultati ottenuti in termini di coefficiente di riflessione e di diagrammi di radiazione sono mostrati in figura 30. Da tali risultati ottenuti possiamo trarre alcune conclusioni:

- la distanza a cui viene posto l'elemento parassita è svantaggiosa per la risonanza della banda inferiore che risulta notevolmente degradata quando l'elemento parassita è attivato. La riduzione del coefficiente di riflessione si verifica poiché la distanza tra l'elemento attivo e il parassita è insufficiente e, come conseguenza, si riduce la potenza accettata dall'antenna e quindi quella trasmessa.
- il diagramma di radiazione del modo omnidirezionale presenta una deformazione verso l'elemento parassita, più marcata per le frequenze della banda superiore. Questo è dovuto alla presenza dell'elemento parassita che, se scollegato dal piano di massa, ha una lunghezza elettrica vicina alla risonanza; come conseguenza manifesta un comportamento capacitivo e, dal punto di vista della radiazione, si comporta come un elemento direttore. L'effetto di aumentata direttività è poco marcato per via delle ridotte dimensioni del monopolo, ma non è trascurabile.

4.4 SECONDA SOLUZIONE: ELEMENTI PARASSITI DIVERSI PER LE DUE BANDE

L'utilizzo di un solo elemento parassita introduce delle semplificazioni al progetto, ma riduce notevolmente i gradi di libertà a disposizione. In particolare la distanza dell'elemento parassita di rivela una scelta critica, che pregiudica il corretto funzionamento dell'antenna e conduce sempre a realizzazioni sub-ottime. Si vuole adesso valutare una soluzione di maggior complessità ma che consente di agire sul diagramma di radiazione con un grado di riconfigurabilità maggiore. Questa seconda soluzione prevede l'uso di due elementi parassiti, uno dimensionato per la banda superiore e uno per la banda inferiore, posizionati alla distanza ottimale in relazione alla specifica lunghezza d'onda.

4.4.1 Elementi parassiti per la banda inferiore

In generale, il design di un monopolo parassita consiste nella scelta di due parametri fondamentali:

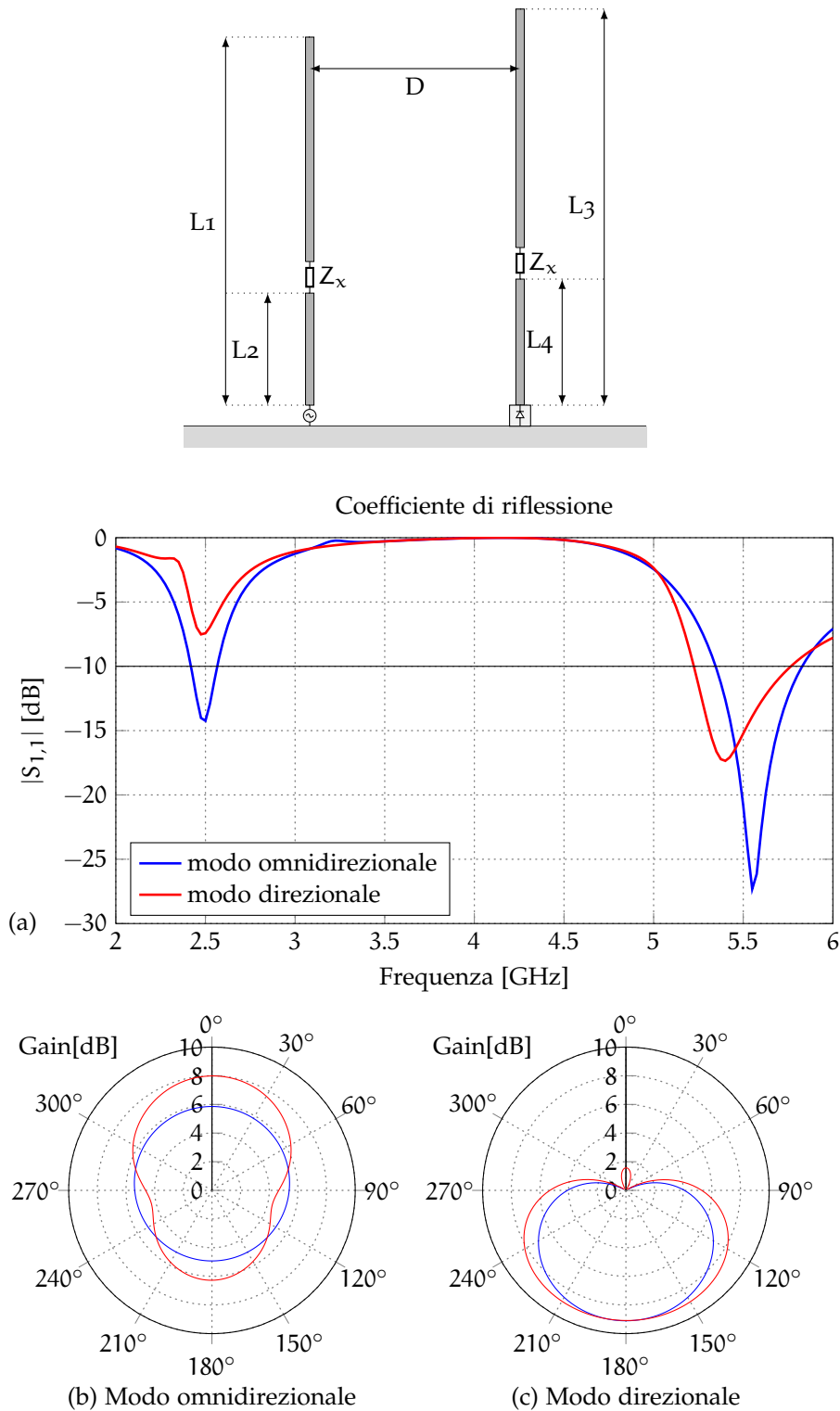


Figura 30: Esempio con un elemento parassita *dual-band* e presentazione dei risultati da simulazione. In (a) è possibile osservare l'andamento del coefficiente di riflessione, che mostra un peggioramento delle condizioni di risonanza nella banda inferiore a seguito dell'attivazione dell'elemento parassita. In (b) e (c) sono mostrati i diagrammi di radiazione del guadagno del modo omnidirezionale e del modo direzionale.

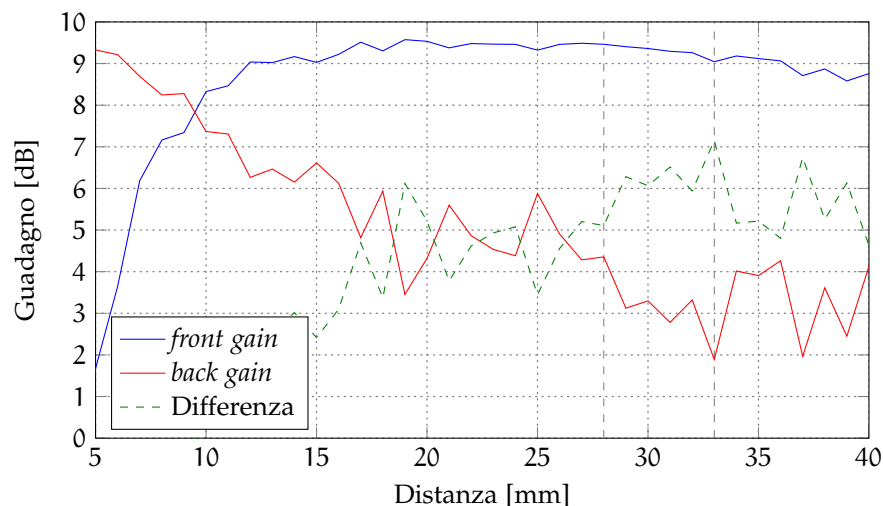


Figura 31: Guadagno dell'antenna nella direzione di puntamento (in blu) e dell'elemento parassita (in rosso). La differenza tra le due curve è il rapporto avanti-indietro.

- la lunghezza del monopolo parassita;
- la distanza a cui quest'ultimo è posto dall'elemento attivo.

La lunghezza è stata scelta in modo che questo, preso singolarmente, risuoni alla frequenza centrale della banda di riferimento ovvero a 2.45 GHz. Per fare questo sarà dimensionato leggermente più corto di un quarto d'onda, cioè $\lambda_1/4 = 30.6$ mm; una serie di simulazioni hanno portato alla scelta di 28 mm. La distanza, invece, è decisa principalmente in modo da ottimizzare il *guadagno direzionale* nella banda dell'elemento parassita, ovvero il guadagno realizzato dall'antenna nella direzione opposta a quella dell'elemento parassita.

Nel grafico di figura 31 è mostrato il guadagno dell'antenna sia in direzione dell'elemento parassita sia nella direzione opposta, detta *di puntamento*. Si può osservare che, per distanze comprese tra 15 mm e 36 mm il guadagno direzionale aumenta notevolmente ed è superiore ai 9 dBi. Questi risultati rispecchiano quanto descritto dalla teoria: l'elemento parassita funge da riflettore per l'elemento attivo e l'effetto è massimo quando la separazione tra i due è compresa tra $\lambda/8$ e $\lambda/4$ che nel caso specifico valgono 15.31 mm e 30.6 mm.

Si può notare che, per distanze comprese tra 28 mm e 33 mm, il rapporto avanti-indietro supera i 6 dB: è quindi possibile individuare in questo intervallo le distanze favorevoli per il posizionamento del primo elemento parassita.

Si vuole fare in modo che la presenza di questo elemento non influenzi la forma del diagramma di radiazione nella banda superiore. Una prima verifica mostra che l'omni-direzionalità del diagramma di radiazione nella banda superiore risulta notevolmente compromessa, sia quando tale elemento è collegato al piano di massa sia quando non lo è: tale deformazione è osservabile in figura 32 per tre diverse distanze.

Per caratterizzare questa deformazione, si prende in considerazione la variazione picco-picco di guadagno omnidirezionale, che in figura 33 è mostrata in funzione della distanza di posizionamento e per le due configurazioni dell'interruttore. Si nota che la variazione di guadagno è superiore quando

Effetto del riflettore per la banda inferiore sulla radiazione della banda superiore

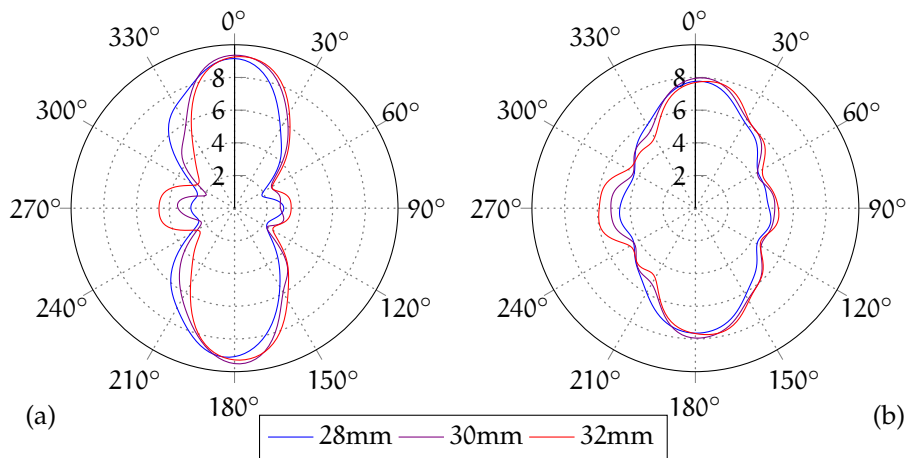


Figura 32: Effetto del riflettore per la bassa frequenza sul diagramma di radiazione del guadagno simulato a 5.5 GHz, nel caso in cui sia scollegato (a) e collegato (b) al piano di massa. Il diagramma è mostrato per le tre distanze di posizionamento indicate.

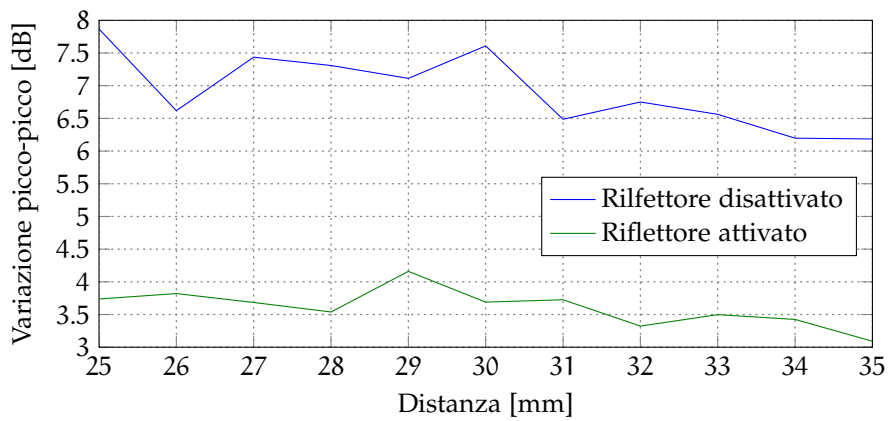


Figura 33: Massima variazione di guadagno omnidirezionale nella banda superiore. Sono mostrati i casi di elemento parassita collegato al piano di massa e scollegato.

il parassita è scollegato al piano di massa, arrivando a superare i 7 dB mentre è più limitata quando il parassita è collegato (cioè attivato), rimanendo comunque superiore ai 3 dB.

In entrambi i casi tale ondulazione è eccessiva e riduce fortemente le possibilità di modificare il diagramma di radiazione, per esempio introducendo altri riflettori appositamente dimensionati per la banda superiore, portando quindi ad una riduzione della riconfigurabilità del sistema. Per analizzare questo fenomeno è necessario considerare la lunghezza elettrica del monopolo parassita, alle frequenze della banda superiore.

Ne consegue che:

- quando è scollegato dal piano di massa (quindi disattivato), la sua lunghezza elettrica è $0.513\lambda_2$; si comporta come un dipolo hertziano (a mezz'onda) con effetto riflettore, che si trova a lavorare quasi alla frequenza di risonanza. È quindi percorso da una corrente non trascurabile che conseguentemente va a modificare il diagramma di radiazione.
- quando è collegato al piano di massa la sua lunghezza elettrica raddoppia ($1.027\lambda_2$) e si comporta come un dipolo in anti-risonanza; in questo caso la corrente che scorre è visibilmente inferiore ma pur sufficiente per deviare il diagramma dall'omni-direzionalità.

4.4.2 Modifica dell'elemento parassita per la bassa frequenza

Risulta quindi necessario apportare delle modifiche all'elemento parassita in modo che sia il più *trasparente* possibile al campo irradiato alle frequenze della banda superiore. Per giungere a questo risultato si introducono nell'elemento parassita dei componenti circuitali, denominati *trappole* o *interruzioni* che:

- si comportano come corto circuiti nella banda inferiore, lasciando immutata la geometria del monopolo;
- si comportano come circuiti aperti alle frequenze della banda superiore, riducendo la lunghezza elettrica del monopolo e forzando l'annullamento della corrente che lo attraversa.

Interruzione del monopolo

Il numero di trappole e la loro posizione sono i parametri di interesse in questa fase del design: si sono indagati alcuni esempi di posizionamento, illustrati in figura 34. Dapprima si osserva il comportamento del sistema d'antenna con una sola trappola, posizionata a un'altezza pari a un terzo della lunghezza complessiva del monopolo, come in Figura 34 a. Questa altezza consente di suddividere il dipolo equivalente – composto da monopolo reale e dal monopolo immagine – in tre sezioni di lunghezza minima. Come per il caso precedente, osserviamo l'effetto del riflettore modificato con questa interruzione sul diagramma di radiazione: l'ondulazione di guadagno omnidirezionale della banda superiore è mostrata in figura 35 per alcuni valori della distanza mentre in figura 36 è rappresentata la relazione tra la variazione picco-picco del guadagno omnidirezionale, sul piano azimutale e la distanza di posizionamento del parassita. Si nota che l'ondulazione è ancora molto marcata e, quando l'elemento parassita è scollegato, supera i 5 dB per ogni scelta.

La spiegazione di questa ancora marcata ondulazione sta nel fatto che, con questa ripartizione si verificano due casi:

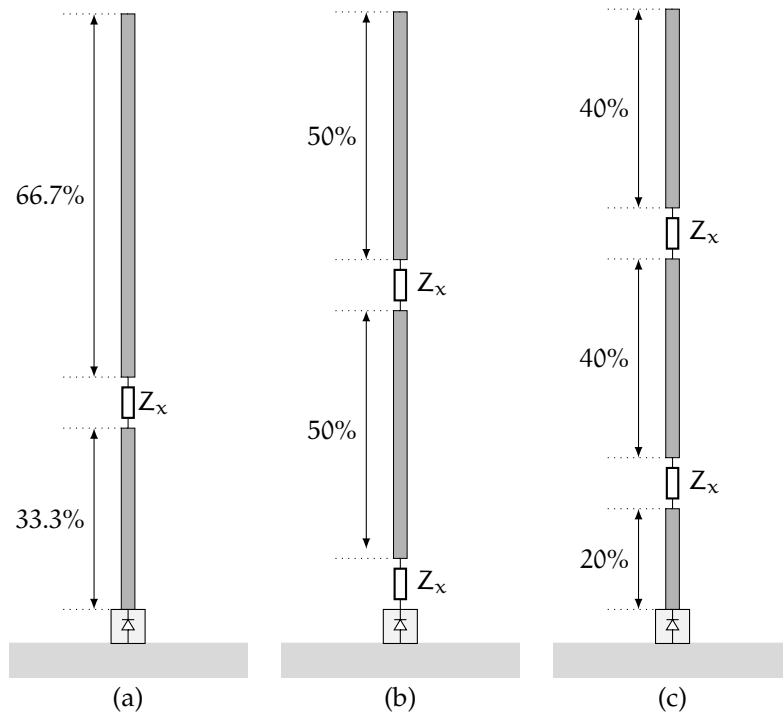


Figura 34: Alcuni esempi di posizionamento delle interruzioni nell'elemento parassita. In ciascuno dei tre casi le impedenze di trappola sono posizionate in modo da suddividere il monopolo e la sua *immagine virtuale* in 3, 4 e 5 sezioni di ugual lunghezza.

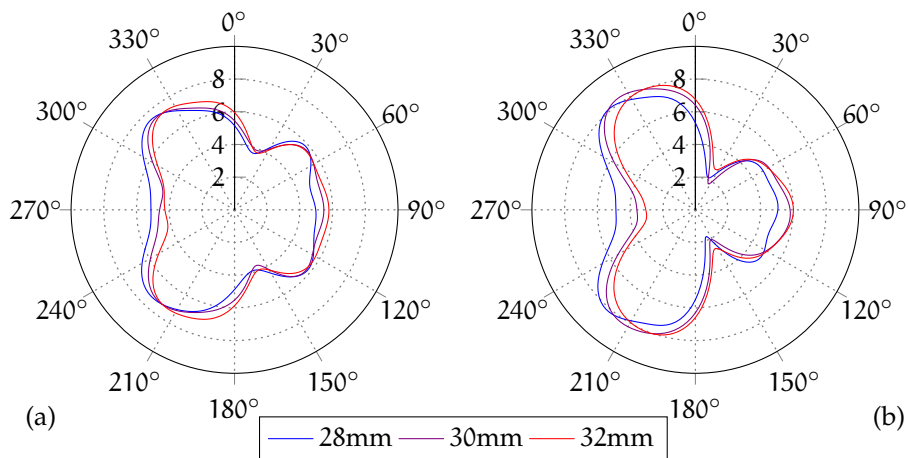


Figura 35: Diagrammi di radiazione del modo omnidirezionale a 5.5 GHz con monopolo parassita modificato mediante l'inserimento di una trappola. Sono mostrati i diagrammi di guadagno sul piano azimutale per le tre distanze di posizionamento indicate, sia quando il parassita è disattivato (a) sia quando è attivato (b).

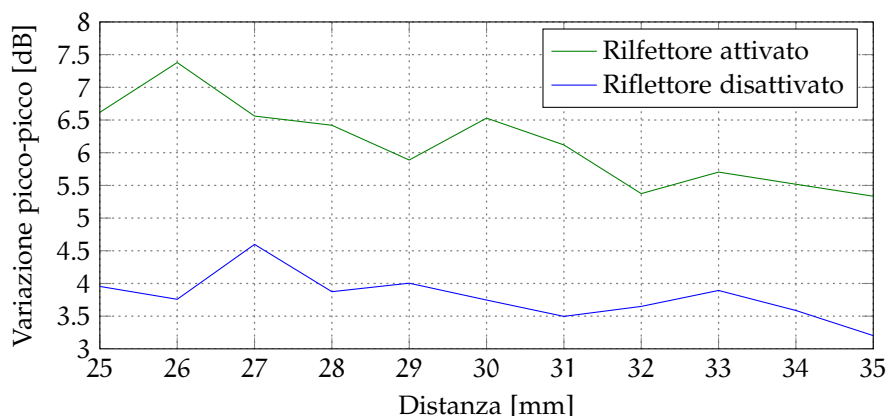


Figura 36: Massima variazione di guadagno omnidirezionale nella banda superiore con elemento parassita interrotto al 33% dell'altezza. Sono mostrati i casi di elemento parassita collegato al piano di massa e scollegato.

- quando il monopolo è scollegato dal piano di massa sono presenti 4 sezioni di conduttore, due di lunghezza fisica 18.5 mm e due di 9.3 mm, che corrispondono a lunghezze elettriche di circa $\frac{1}{3}\lambda_2$ e $\frac{1}{6}\lambda_2$ rispettivamente. Le due sezioni più lunghe sono ancora troppo vicine alla risonanza e la corrente che le percorre non è trascurabile.
- quando il monopolo è connesso al piano di massa le sezioni di conduttore equivalenti sono 3, tutte di lunghezza vicina a $\frac{1}{3}\lambda_2$ e quindi tutte percorse da correnti che modificano in modo più marcato il diagramma di radiazione.

A conferma di questa descrizione notiamo che, per tutte le distanze considerate, la maggior variazione di guadagno si ha in corrispondenza della chiusura dell'interruttore a differenza del caso in cui l'elemento non presentava interruzioni. Come risultato i diagrammi di radiazione sono ancora molto deformati e lontani dall'omnidirezionalità.

*Inserimento di due
trappole nel
monopolo riflettore*

Osserviamo ora come si riduce questo effetto indesiderato quando si utilizzano due interruzioni nel parassita. Con l'intento di ridurre al minimo la lunghezza delle parti conduttrici del monopolo e tenuto conto dell'effetto di riflessione, le interruzioni in questo caso vanno posizionate rispettivamente al 20% e al 60% dell'altezza del monopolo come da figura 34c.

La ripartizione di figura 34b, che presenta anch'essa due trappole, non è stata oggetto di analisi poiché, pur consentendo una suddivisione in parti di ugual lunghezza porta ad avere segmenti più lunghi. Ancora una volta vengono riportati i diagrammi di radiazione del modo omnidirezionale per alcune distanze scelte, osservabili in figura 37.

Come mostrato dai diagrammi di radiazione e come si può vedere anche in figura 38, l'ondulazione residua sul diagramma omnidirezionale in alta frequenza è molto diminuita, rimanendo sempre sotto i 2 dB in entrambe le configurazioni. Il prezzo per ottenere questo miglioramento è stato l'inserimento di due elementi di interruzione nell'elemento parassita. Dal grafico in figura 38 possiamo scegliere la distanza 30 mm come valore ottimale per il posizionamento del parassita.

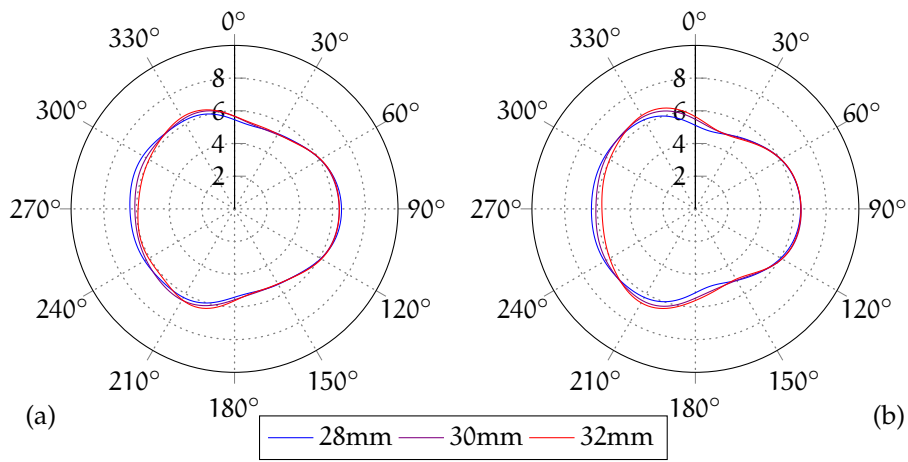


Figura 37: Diagrammi di radiazione del modo omnidirezionale a 5.5 GHz con monopolo modificato e *due* interruzioni, nel caso sia scollegato (a) e collegato (b) al piano di massa – alle tre distanze di posizionamento indicate.

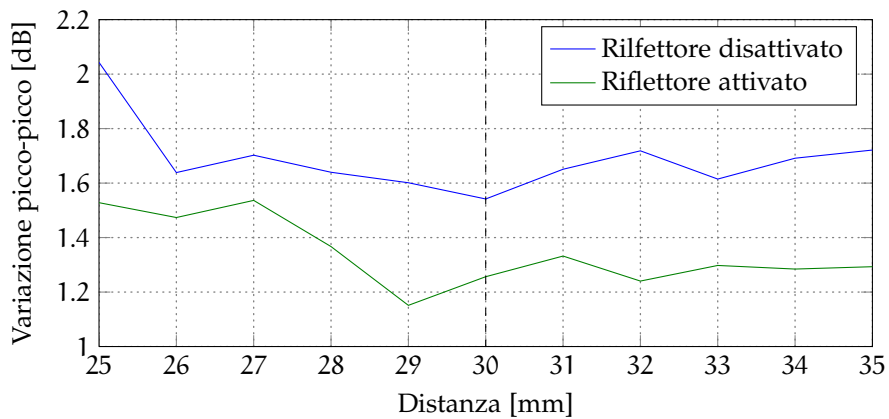


Figura 38: Massima variazione di guadagno omnidirezionale nella banda superiore con elemento parassita a *due* interruzioni. Sono mostrati i casi di elemento parassita collegato al piano di massa e scollegato.

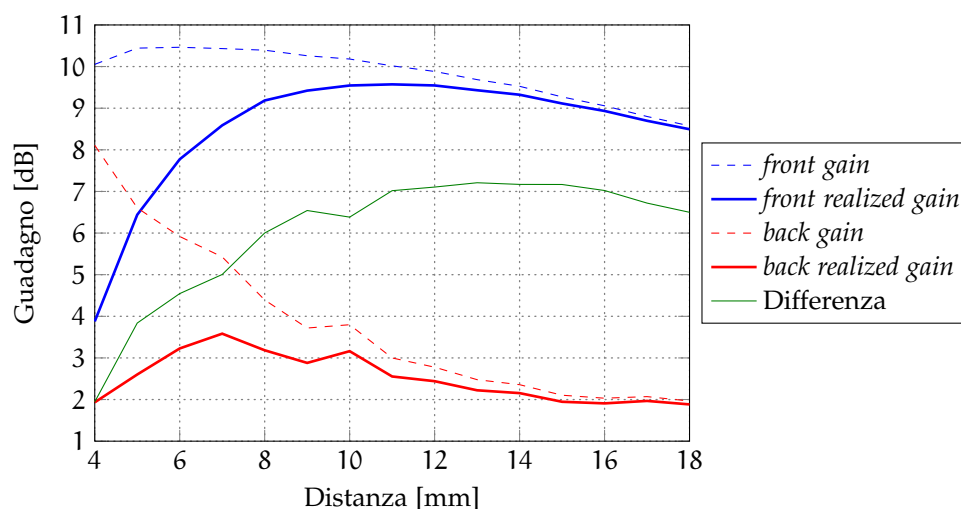


Figura 39: Guadagno dell'antenna nella direzione di puntamento (*front gain*, in blu) e nella direzione dell'elemento parassita (*back gain*, in rosso). L'indicazione del solo guadagno non permette di notare che per distanze ridotte si ha disadattamento di impedenza, visibile considerando di guadagno realizzato. La differenza tra i guadagni nelle due direzioni è il rapporto avanti-indietro.

4.4.3 Elementi parassiti per la banda superiore

La scelta delle dimensioni e della distanza di posizionamento dell'elemento parassita per la banda superiore è più semplice rispetto a quella per la bassa frequenza perché questo non influenza il comportamento nell'altra banda. Scegliendo elementi parassiti lunghi circa $\lambda_2/4$, alla frequenza inferiore essi sono elettricamente corti e la loro influenza sulla distribuzione di campo irradiato è trascurabile.

Lunghezza

Il monopolo parassita per la banda superiore viene dimensionato ad una lunghezza di 13.6 mm in modo che alla frequenza centrale di 5.5 GHz sia risonante.

I passi per il dimensionamento della distanza sono gli stessi visti per l'elemento parassita della banda inferiore: al variare della distanza tra il monopolo parassita e l'elemento attivo, si osserva come cambia il guadagno direzionale; il grafico corrispondente è mostrato in figura 39.

La distanza che massimizza il guadagno direzionale e consente al contempo un buon rapporto avanti-indietro e un buon adattamento di impedenza, viene scelta come distanza ottimale di posizionamento. Un dimensionamento basato solo sul guadagno direzionale non permette di notare che quando la distanza è inferiore ai 10 mm l'accoppiamento modifica l'impedenza di ingresso dell'antenna che risulta disadattata. Di conseguenza la potenza attiva in ingresso all'antenna si riduce e con essa si riduce anche la potenza effettivamente irradiata. Per tener conto simultaneamente del guadagno direzionale e dell'adattamento di impedenza si fa riferimento al *guadagno realizzato* che, diversamente quello totale, prende come riferimento la potenza fornita dal generatore, mettendo in luce eventuali perdite per cattivo adattamento. Il grafico di figura 39 mostra entrambi i guadagni, evidenziando un notevole scarto tra i due per distanze ridotte. Con questo criterio è possibile definire una distanza ottimale a cui posizionare l'elemento parassita per la banda superiore, pari a 11 mm.

Distanza

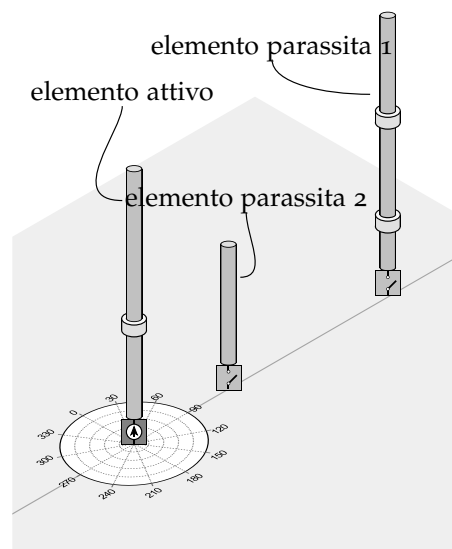


Figura 40: Rappresentazione dello scenario *n.1*, con elementi parassiti disposti su un solo lato.

4.5 SIMULAZIONI DI SISTEMA

Componendo i vari elementi dimensionati precedentemente si ottiene un sistema completo che ha la possibilità di modificare in modo indipendente il diagramma di radiazione nelle due bande di interesse.

Il primo scenario preso in considerazione è una semplice combinazione dei due elementi parassiti; il sistema osservato è quindi composto di tre parti cioè l'elemento attivo, un elemento parassita per la banda superiore e un elemento parassita per la banda inferiore modificato con l'inserimento di due trappole. In particolare, l'elemento parassita per la bassa frequenza – risultato del dimensionamento del paragrafo precedente – è lungo 28 mm, posto a una distanza di 30 mm dall'elemento attivo e mostra due trappole alle altezze che corrispondono al 20% e al 60% della sua lunghezza. L'elemento parassita per la banda superiore, invece, ha una lunghezza di 13.5 mm ed è collocato a 11 mm dall'elemento attivo. I tre monopoli sono allineati, come mostrato in figura 40 e, agendo sulle metallizzazioni che li connettono al piano di massa, è possibile simulare le quattro condizioni di funzionamento.

Primo scenario

I diagrammi di radiazione ottenuti collegando e scollegando i parassiti al piano di massa sono mostrati in figura 41. Si può identificare un modo omnidirezionale per le due bande, un modo in cui è osservabile direttività in entrambe le bande e una coppia di modi misti, in cui si osserva un diagramma direzionale in una banda e uno omnidirezionale nell'altra. Dallo stesso grafico è osservabile che, come previsto dall'analisi precedente, il modo omnidirezionale per la banda superiore ha un guadagno che risulta leggermente deformato.

Un secondo scenario analizzato è quello mostrato in figura 42, in cui vengono considerati quattro elementi parassiti, due per ciascuna delle bande in esame, in modo da rendere simmetrica la struttura. Per la simulazione, gli elementi parassiti sono uguali a quelli descritti nel caso precedente, in particolare l'elemento parassita per la bassa frequenza presenta due trappole ad altezze pari al 20% e al 60% della sua lunghezza.

Secondo scenario

Rispetto allo scenario precedente, l'aumento del numero di elementi pa-

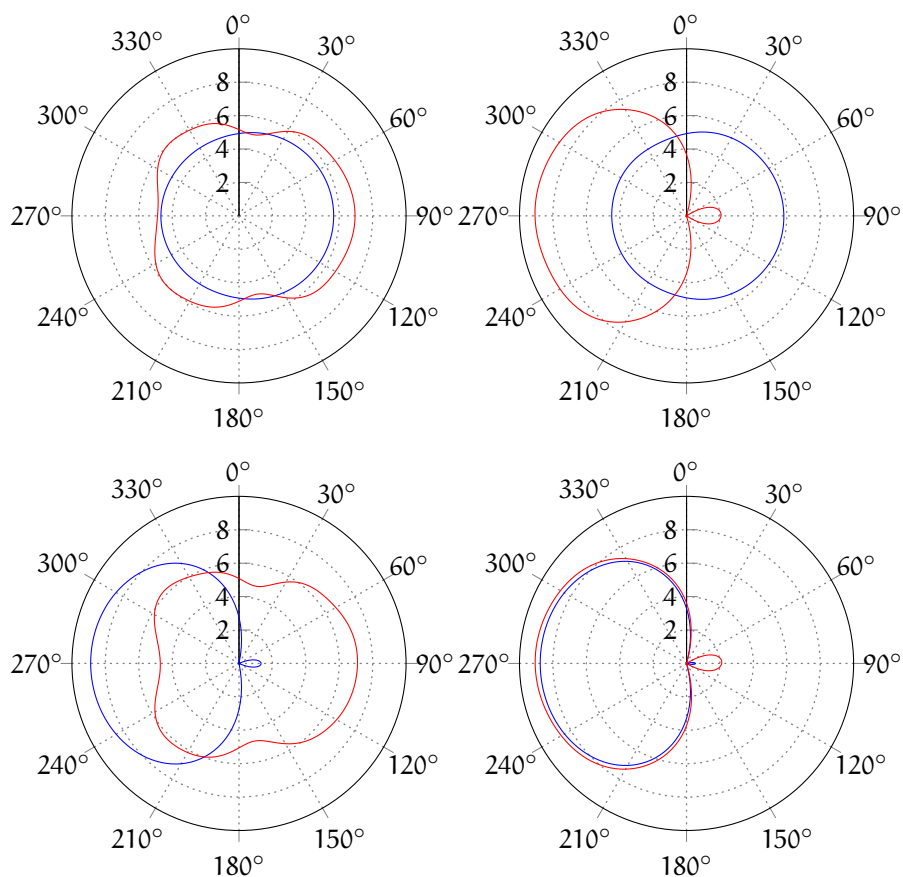


Figura 41: Diagrammi di radiazione ottenuti nelle varie configurazioni degli interruttori per il setup *n.1*. Le curve in blu e in rosso sono relative rispettivamente alle frequenze 2.45 GHz e 5.5 GHz.

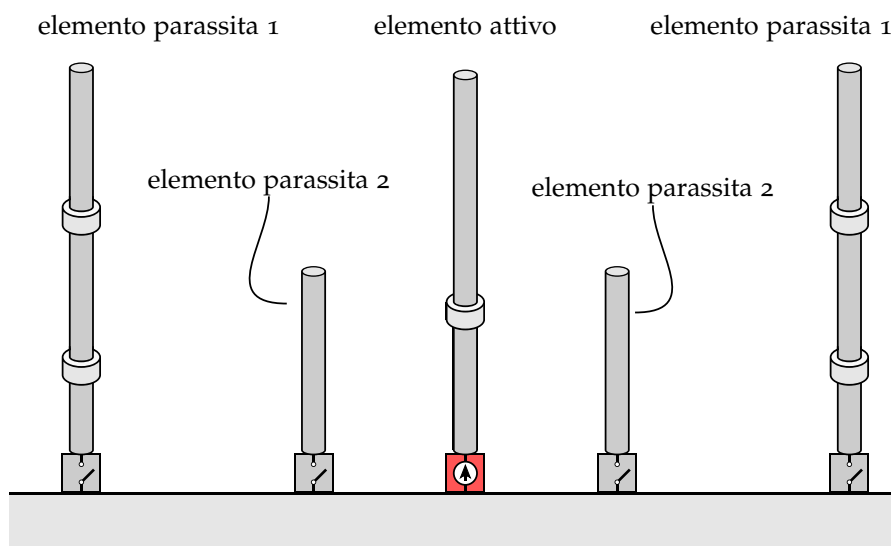


Figura 42: Rappresentazione del caso *n.2*, con elementi parassiti collocati simmetricamente in entrambe le direzioni.

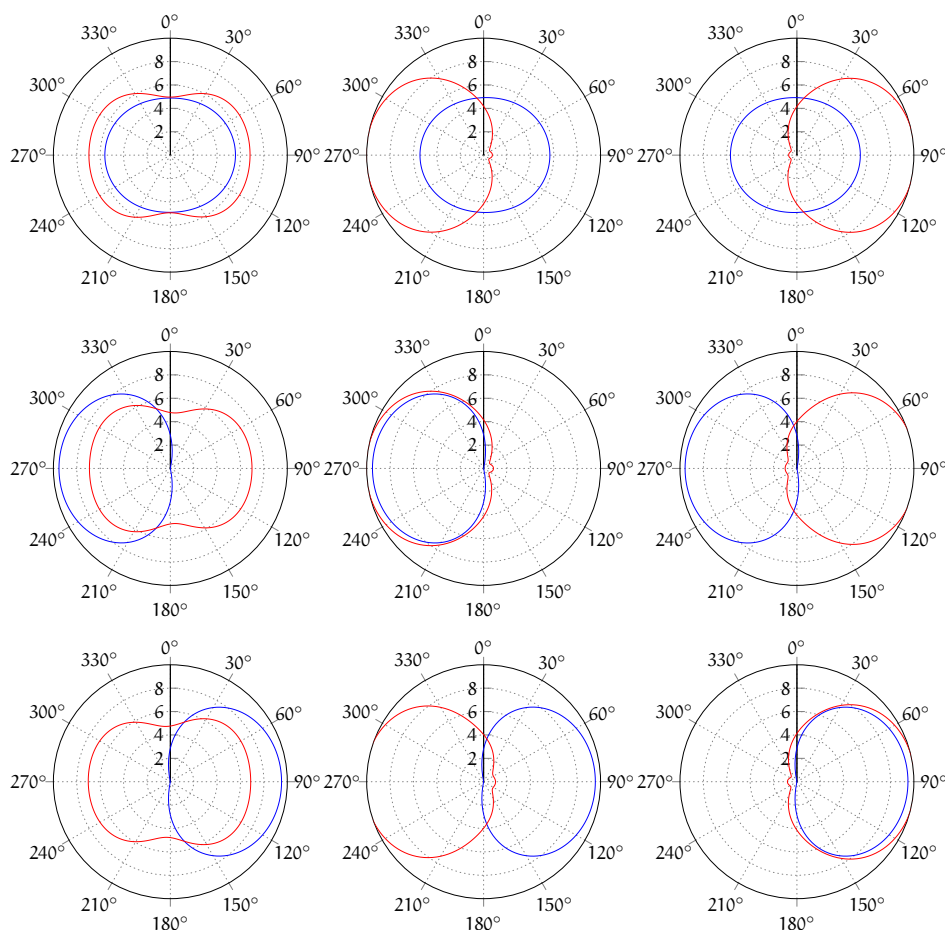


Figura 43: Diagrammi di radiazione simulati a 2.45 GHz e 5.5 GHz – rispettivamente in blu e in rosso – nelle possibili configurazioni del sistema con 4 elementi parassiti. Osservando i grafici per righe si mantiene costante la direzionalità della banda inferiore mentre scorrendoli per colonne si mantiene costante la direzionalità della banda superiore.

rassiti porta ad un maggior numero di modi di funzionamento; ci sono sedici combinazioni possibili degli interruttori, di cui nove sono di interesse pratico. Vi sono infatti sette configurazioni in cui due riflettori della stessa banda venivano attivati nello stesso momento portando ad un funzionamento non previsto, con scarso adattamento di impedenza e diagramma di radiazione deformato in modo incontrollato; i diagrammi di radiazione ottenuti nelle configurazioni utili sono mostrati in Figura 43.

Un ultimo scenario indagato, per confronto, è quello in cui viene utilizzato un solo elemento di trappola nel riflettore per la bassa frequenza, mantenendo la disposizione del secondo scenario. I diagrammi di radiazione risultanti sono mostrati in figura 44, in cui si può osservare la notevole deformazione del modo omnidirezionale a 5 GHz, come previsto dallo studio precedentemente condotto.

Terzo scenario

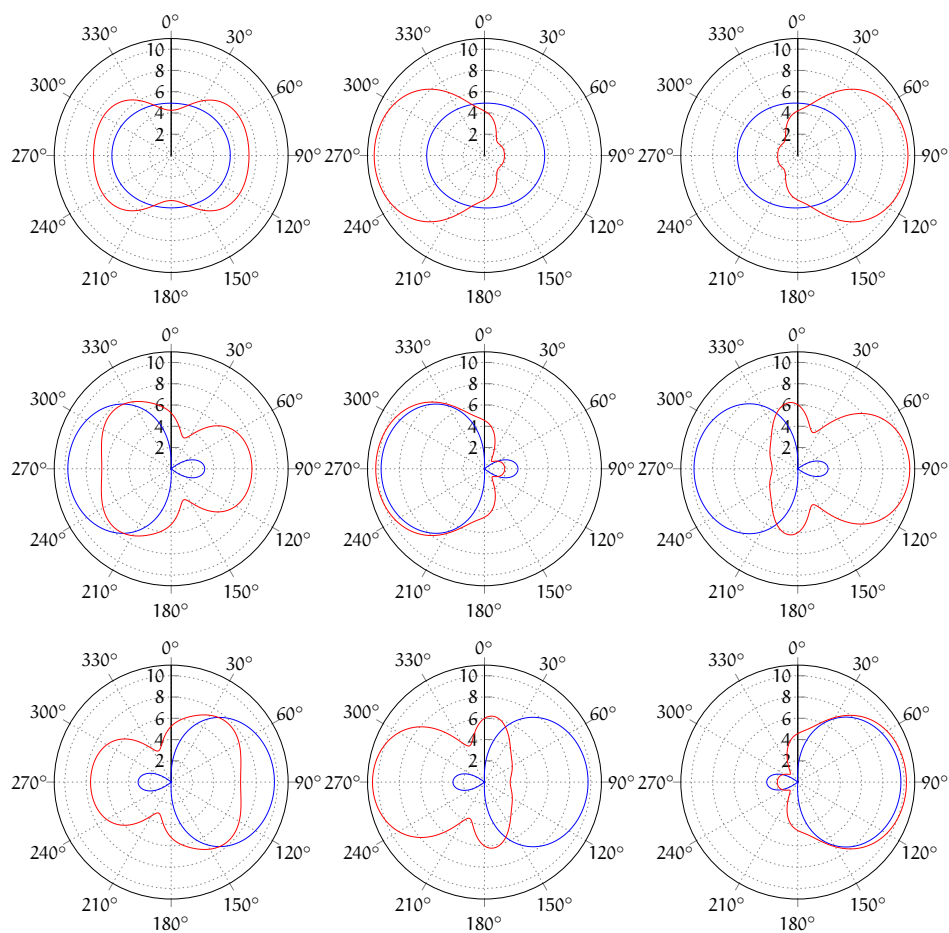


Figura 44: Diagrammi di radiazione di guadagno ottenuti mediante simulazione, a 2.45 GHz e 5.5 GHz – rispettivamente in blu e in rosso – nelle possibili configurazioni del sistema con 4 elementi parassiti. In questo caso si utilizza *una* sola trappola sull'elemento parassita per la banda inferiore e, di conseguenza, i diagrammi per la banda superiore mostrano una deformazione evidente.

Dopo aver indagato mediante simulazione di monopoli sulla possibilità di ottenere antenne a doppia banda con diagramma di radiazione riconfigurabile, si mostreranno in questo capitolo i risultati ottenuti realizzando alcuni prototipi che evidenziano la fattibilità mettendo in luce le caratteristiche principali.

Le fasi che portano alla realizzazione del progetto ripercorrono quelle dell'analisi precedente: in primo luogo è necessario scegliere l'elemento attivo, in accordo con le richieste di banda e omnidirezionalità del diagramma di radiazione, poi vengono dimensionati gli elementi parassiti mediante una serie di ulteriori simulazioni. Le simulazioni proseguono con la modellazione delle trappole, rappresentate dapprima come circuiti aperti o corti, poi con componenti ideali e successivamente con modelli di componenti reali. Infine è realizzata una coppia di prototipi che permette di validare alcuni dei risultati principali.

5.1 SCELTA DELL'ELEMENTO ATTIVO

Per la scelta dell'elemento attivo si è fatto riferimento alla letteratura esistente che propone diversi esempi di antenne a doppia banda adatte alle frequenze delle reti WLAN.

Come elemento attivo si è scelto il monopolo mostrato in figura 45: l'antenna è composta da una linea di trasmissione coplanare senza piano di massa (anche detta CPW da *coplanar wave-guide*), che alimenta una spira rettangolare. La metallizzazione rettangolare posta al centro dell'anello realizza l'adattamento di impedenza nelle due bande di interesse. Il piano di massa presenta una forma particolare con intagli triangolari ai lati, in modo che la separazione tra la spira e il piano di massa aumenta gradualmente all'aumentare della distanza dal centro; questa transizione, che prende il nome di *tapering*, consente di ottenere un adattamento d'impedenza a banda larga, utile specialmente alle frequenze della banda superiore. Il substrato utilizzato in tutte le simulazioni è FR4, con $\epsilon_r = 4.4$ e $\tan \delta = 0.02$, con spessore di 1.6 mm, mentre lo strato metallico in rame ha uno spessore di 35 μm .

L'idea di utilizzare questa forma per l'elemento attivo fa riferimento a [30] in cui sono presentati diversi monopoli a doppia banda progettati per risuonare alle frequenze tipiche delle reti WLAN. In questo lavoro si è indagata la struttura a doppio anello, uno per la banda inferiore e uno per la banda superiore, stampati in modo concentrico con forma quadrata, circolare o romboidale. Nell'articolo si analizza il modo in cui la posizione reciproca dei due anelli e le loro dimensioni vanno a modificare il coefficiente di riflessione dell'antenna, cercando di ottenere diagrammi quanto più omnidirezionali nelle due bande.

A partire da questi risultati si è sviluppata l'antenna di figura 45 le cui dimensioni sono riportate nella tabella 1. La simulazione del coefficiente di riflessione e dei diagrammi di radiazione alle due bande sono riportati ri-

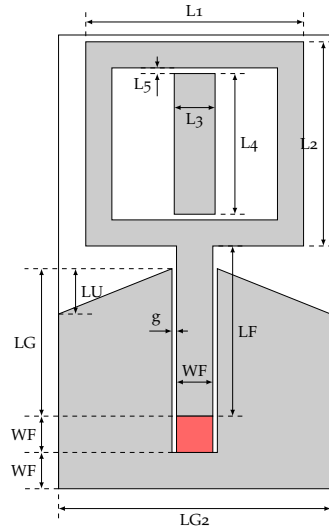


Figura 45: Schema del monopolo a doppia banda utilizzato come elemento attivo.

Parametro	Misura [mm]
L1	18
L2	21
L3	4
L4	16
L5	0.5
W1	2
WF	3.2
g	0.4
LF	14
LG	13
LG2	26
LU	4

Tabella 1: Parametri scelti per le simulazioni dell'elemento attivo.

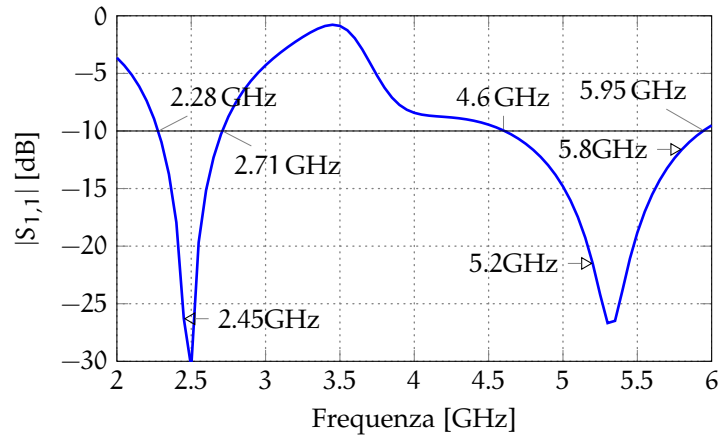


Figura 46: Rappresentazione del coefficiente di riflessione dell'elemento attivo simulato singolarmente su substrato di dimensioni ridotte.

spettivamente in figura 46 e in figura 47. Dal *return loss* sono visibili le due bande di adattamento che per la banda inferiore si estende da 2.28 GHz a 2.71 GHz – coprendo un'estensione di 430 MHz – mentre per la banda superiore l'adattamento di impedenza è riscontrato nell'intervallo di frequenze da 4.6 GHz a 5.95 GHz – con 1.35 GHz di estensione spettrale. Dai diagrammi di radiazione è possibile notare una buona omnidirezionalità per la banda inferiore, in cui il guadagno sul piano azimutale passa da un massimo di 2.37 dBi ad un minimo di 1.69 dBi mentre per la banda superiore è possibile notare una "ovalizzazione" del diagramma di radiazione di 5.13 dB, con guadagno massimo di 4.11 dBi.

La simulazione permette di osservare il modo in cui la corrente superficiale si distribuisce sugli elementi radianti alle due frequenze di risonanza; in entrambi i casi, mostrati in figura 48, è possibile osservare la formazione di punti stazionari di massimo e di minimo della corrente, che definiscono il modo di funzionamento del monopolo.

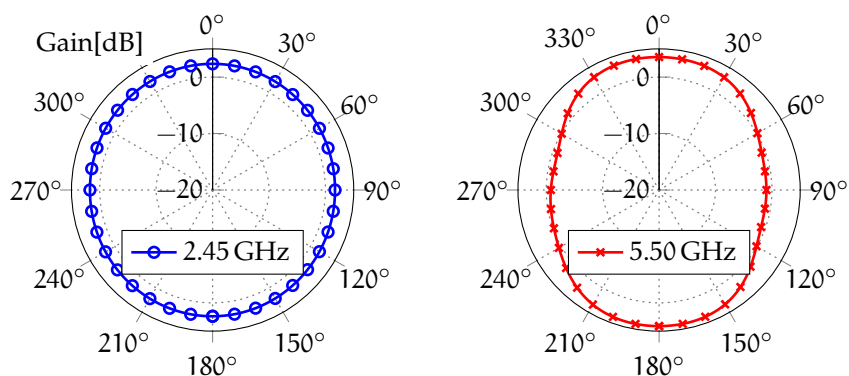


Figura 47: Diagrammi di radiazione del guadagno dell'elemento attivo, simulato alle due frequenze di interesse. Si può osservare una leggera ovalizzazione del modo omnidirezionale associato alla banda superiore.

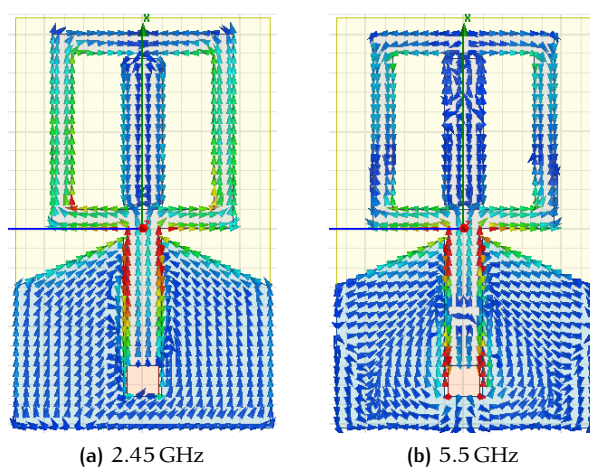


Figura 48: Rappresentazione della correnti superficiali sull'elemento attivo alle due frequenze di risonanza.

5.2 DESIGN DELLA RICONFIGURABILITÀ

Definito l'elemento attivo si è passati all'aggiunta di quelli parassiti per la banda inferiore e per quella superiore.

Al posto dei monopoli utilizzati nel capitolo precedente, per la realizzazione planare si è deciso di utilizzare dei dipoli come elementi parassiti; questa scelta è stata fatta per evitare l'introduzione di un piano di massa esteso per i monopoli che, agendo da riflettore, avrebbe perturbato le caratteristiche di radiazione dell'elemento attivo. Uno schema della disposizione scelta, con le principali grandezze da dimensionare, è mostrato in 49.

Per il design dei dipoli parassiti per la banda inferiore, in termini di lunghezza e distanza, si è partiti da quelli ottenuti con i monopoli e, procedendo per simulazioni, si sono trovati i valori ottimali. Per queste prime fasi di dimensionamento le simulazioni venivano eseguite considerando le trappole ideali; per ogni passaggio venivano quindi eseguite due simulazioni: una per la banda inferiore in cui le trappole sono sostituite da corti circuiti (metallizzazioni) in modo da emulare la condizione di bassa impedenza, e una simulazione per la banda superiore in cui, al posto delle trappole, era

Dimensionamento degli elementi parassiti per la banda inferiore

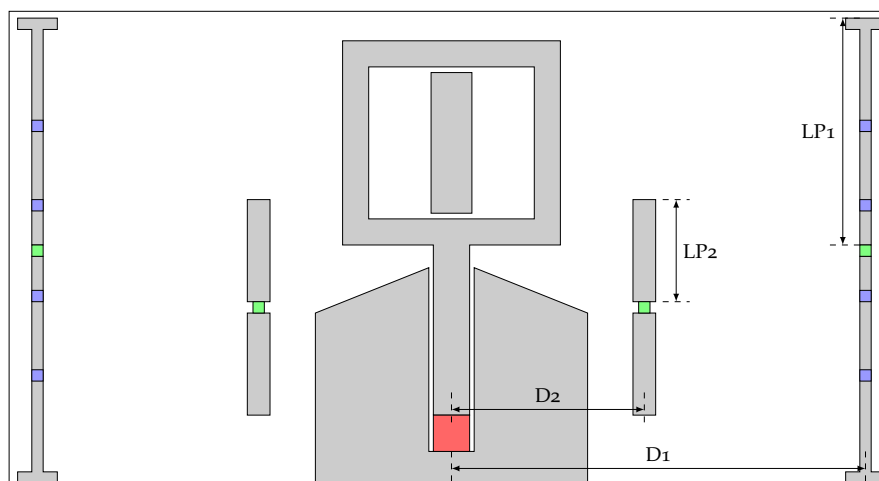


Figura 49: Schema dell'antenna completa degli elementi parassiti per la riconfigurabilità. Gli elementi di colore verde rappresentano le posizioni dei diodi mentre in blu le trappole. Le dimensioni utilizzate per il progetto sono: $D_1=36$ mm, $LP_1=20$ mm, $D_2=18$ mm, $LP_2=8.75$ mm.

collocata un'apertura dell'elemento parassita a rappresentare la condizione di alta impedenza. La simulazione delle condizioni di attivazione e disattivazione degli elementi parassiti avveniva in modo analogo, impiegando delle metallizzazioni al posto dei diodi per simulare la condizione di conduzione oppure lasciando una separazione per rappresentare la condizione di interdizione.

La distanza e la lunghezza dell'elemento parassita per la bassa frequenza sono state scelte con simulazioni nella banda da 2 a 3 GHz, cercando di trovare il miglior compromesso tra:

- guadagno massimo del modo direzionale;
- massimo rapporto avanti-indietro del modo direzionale;
- minima ovalizzazione del modo omnidirezionale;
- massimo valore medio di guadagno omnidirezionale;
- livello di adattamento di impedenza adeguato su tutta la banda.

Scelti questi valori, si è proceduto a determinare la posizione in cui collocare le trappole, utilizzandone due per ogni ramo del dipolo. In questo caso si voleva ridurre l'effetto del parassita sull'irradiazione ad alta frequenza; si sono praticate, quindi, quattro interruzioni sui parassiti, alle altezze pari al 20% e 60% della lunghezza (ovvero 4 mm e 12 mm), simulando l'effetto di alta impedenza delle trappole. Utilizzando una serie di simulazioni parametriche e con l'uso di algoritmi di ottimizzazione integrati nel software di calcolo numerico, è stato possibile determinare le altezze che consentivano di minimizzare l'ondulazione di guadagno del modo omnidirezionale per la banda superiore.

Come passo successivo, si sono dimensionati i dipoli parassiti per la banda superiore. Anche in questo caso, con l'aiuto di simulazioni parametriche, si è scelta la distanza e la posizione che consentivano il raggiungimento delle caratteristiche richieste. In particolare il diagramma di radiazione del modo omnidirezionale per la banda superiore presenta delle ondulazioni a

causa degli accoppiamenti con gli elementi parassiti per la bassa frequenza; questi, pur essendo interrotti dalle trappole, presentano delle sezioni uniformi la cui lunghezza produce effetti non trascurabili già a partire da pochi millimetri, per via della ridotta lunghezza d'onda. Tuttavia, questa fase del dimensionamento risulta relativamente semplice poiché le modifiche agli elementi parassiti per la banda superiore non producono effetti né sull'adattamento di impedenza né sui diagrammi di radiazione della banda inferiore.

I principali risultati ottenuti con questo dimensionamento sono mostrati in figura 50; i coefficienti di riflessione mostrano un adattamento di impedenza sufficiente in entrambe le bande, che risultano molto alterate dall'attivazione dei modi direzionali. In particolare il modo direzionale per la banda inferiore peggiora l'adattamento di impedenza, spostando la risonanza verso frequenze più basse, mentre nella banda superiore l'attivazione del modo direzionale sortisce l'effetto opposto, riducendo il coefficiente di riflessione. Questo diverso comportamento è dovuto al modo in cui si accoppia il campo con gli elementi parassiti che cambia anche in relazione della distribuzione delle correnti sull'elemento attivo.

I diagrammi di radiazione mostrano una buona omnidirezionalità in entrambe le bande, con valori medi rispettivamente di 2 dBi e 3 dBi e con variazioni di guadagno sul piano azimutale di 1 dB per la banda inferiore e di 2.3 dB per la banda superiore. I modi direzionali consentono in entrambi i casi di aumentare il guadagno direzionale e ottenere un rapporto avanti-indietro elevato: nella banda inferiore il guadagno massimo diventa 5.82 dBi con un rapporto avanti-indietro di 6.23 dB, mentre nella banda superiore il guadagno massimo raggiunge i 6.29 dBi e il rapporto avanti-indietro supera i 14.3 dB.

Dopo queste simulazioni, in cui venivano impiegate trappole "ideali", si è voluto considerare l'impatto di alcune loro non idealità; da un punto di vista concettuale si passa da una rappresentazione delle trappole come circuiti aperti o corti ad una basata su componenti ideali, come schematizzato in figura 51. In particolare il software di simulazione permette di utilizzare delle apposite condizioni al contorno che consentono di tenere conto della presenza di eventuali componenti elettrici ideali. Realizzando la trappola con una combinazione di induttori e condensatori, corrispondente a quanto visto nel capitolo precedente per il monopolo caricato con impedenza, si sono ripetute le simulazioni di coefficiente di riflessione e di diagrammi di radiazione in entrambe le bande; tali risultati sono riportati in figura 52. L'introduzione di questi componenti ha ridotto il numero di simulazioni necessarie poiché ha reso possibile osservare in una sola volta il comportamento in entrambe le bande, come mostrato dal coefficiente di riflessione. I risultati evidenziano un comportamento del tutto simile a quello del caso ideale, segno che la rete realizzata si avvicina sufficientemente alle condizioni di bassa impedenza per la banda inferiore e alta impedenza per la banda superiore.

A questo punto si è cercato introdurre nel modello gli effetti della realizzazione delle trappole tramite componenti reali, concentrandoci su quelli in tecnologia SMD. Per questi componenti, pensati per essere utilizzati a radiofrequenza, il produttore fornisce una descrizione a livello di parametri di scattering che ne caratterizzano il comportamento in un intervallo esteso di frequenze. Questo risulta il modo più agevole di descrivere il comportamento del dispositivo e i dati vengono scambiati mediante un sistema standard con file .snp Touchstone, che possono essere facilmente in

*Effetti di non idealità
delle trappole*

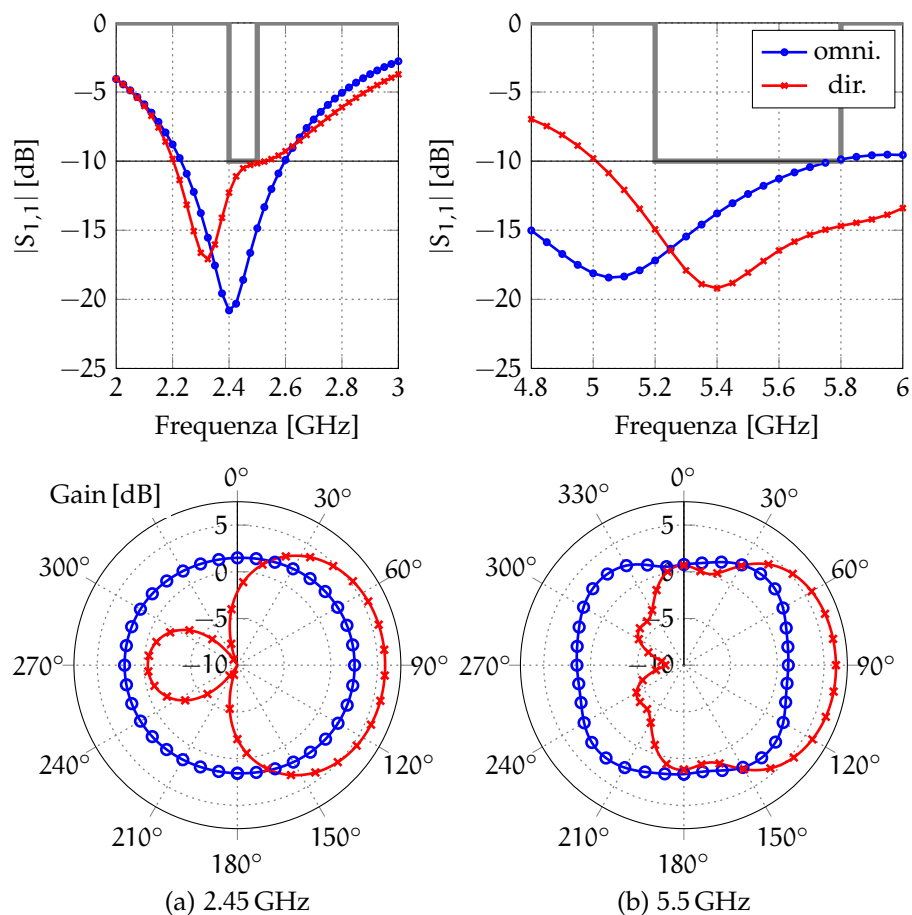


Figura 50: Risultati ottenuti dalle simulazioni che impiegano *corti e aperti* per rappresentare le due condizioni di funzionamento delle trappole. Sono mostrati i coefficienti di riflessione e i diagrammi di radiazione al centro delle due bande.

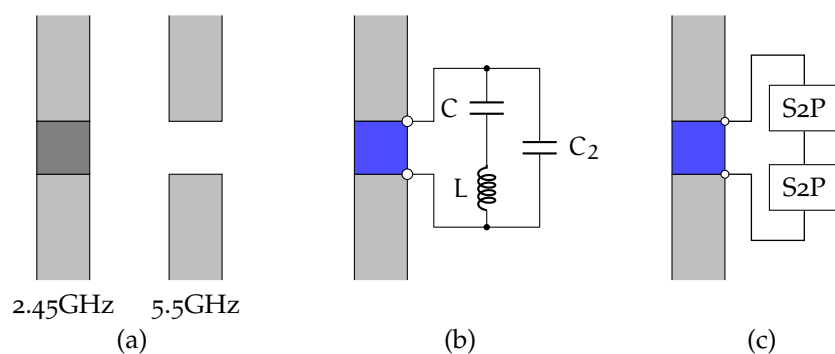


Figura 51: Schema concettuale dei diversi livelli di approssimazione utilizzati per simulare le trappole: (a) corto circuito o circuito aperto, (b) impedenze ideali, (c) modelli di componenti reali.

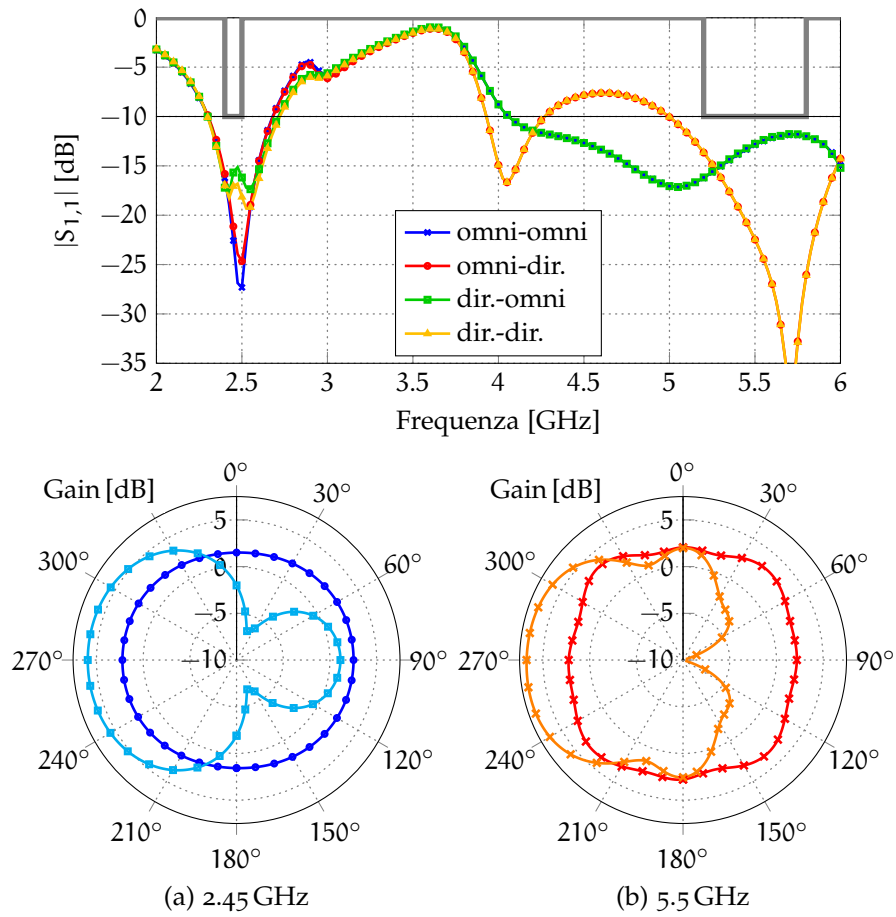


Figura 52: Risultati di simulazione del sistema riconfigurabile impiegando componenti ideali al posto delle trappole.

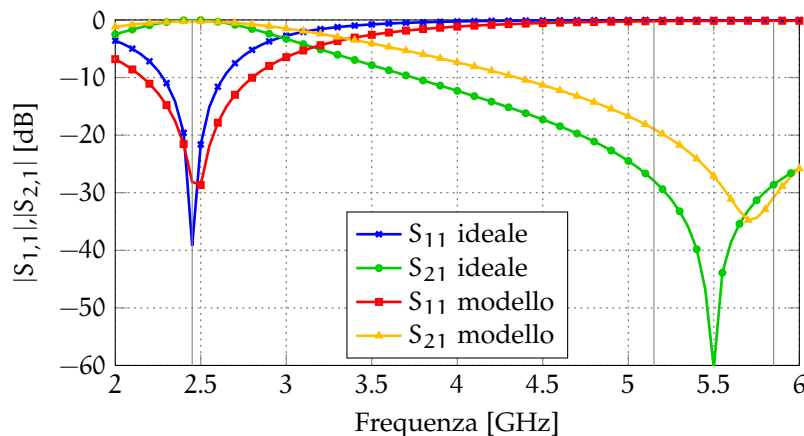


Figura 53: Confronto tra i parametri di scattering della rete ideale a tre componenti e quelli della serie L-C descritta con modelli di componenti reali.

importati in diversi software di simulazione. Utilizzando il software Ansys Designer è stato possibile eseguire simulazioni che integrano i modelli dei componenti reali con la struttura dell'antenna realizzata; quest'ultima è stata inclusa mediante un modello n -porte, esportato a sua volta dal software di calcolo agli elementi finiti. Il calcolo necessario è computazionalmente meno impegnativo rispetto ad una simulazione *full-wave* agli elementi finiti e permette di analizzare velocemente il coefficiente di riflessione alla porta di alimentazione.

L'uso di componenti reali ha permesso la riduzione del numero di componenti necessari, grazie alla presenza di fenomeni parassiti che intervengono per frequenze elevate. All'atto pratico, l'uso di una serie L-C reale permette di ottenere prestazioni paragonabili a quelle ottenute con tre componenti ideali. Studiando le caratteristiche della trappola dimensionata nel capitolo 4 si osserva che essa presenta un coefficiente di riflessione alla porta di ingresso molto basso per le frequenze della banda bassa mentre, per le quelle della banda superiore, si osserva una netta diminuzione del coefficiente di trasmissione. Gli stessi parametri sono stati estratti per la serie LC e, in figura 53, i risultati sono stati messi a confronto. Come si può notare, l'uso della serie di due componenti reali può approssimare bene il comportamento della rete ideale; la principale differenza sta nel coefficiente trasmissione, che con la rete ideale era inferiore a -30 dB per tutte le frequenze della banda superiore mentre passa a -20 dB con la soluzione a componenti reali¹. Le comparazioni precedenti fanno riferimento a un induttore Murata 5.1 nH (rif. LQG15HN5N1S02D) e un condensatore ceramico Murata 0.6 pF (rif. GJM1555C1HR60WB01D), con package 0402, ovvero delle dimensioni di $1 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$.

¹ si osservi che i parametri di scattering forniscono una descrizione completa del dispositivo in relazione all'impedenza caratteristica di riferimento; dal momento che le trappole non sono posizionate su linee di trasmissione, alcune notazioni possono perdere di significato. In questa analisi tuttavia i parametri di scattering sono utilizzati al solo scopo di comparare il comportamento di due reti distinte.

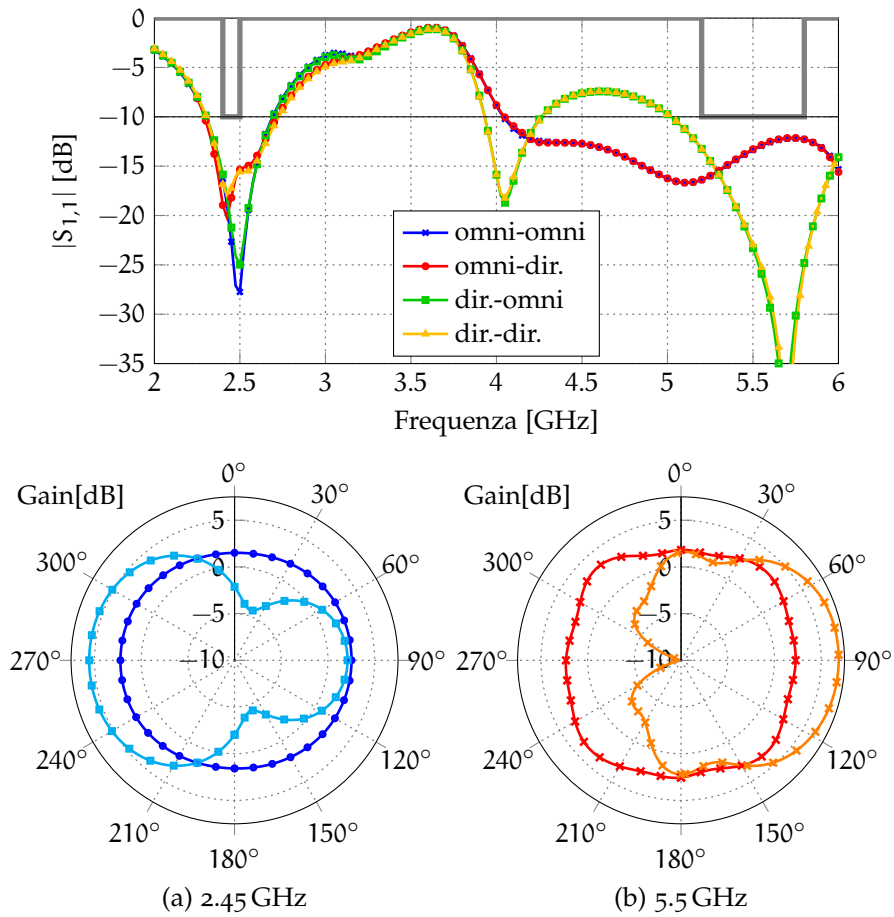


Figura 54: Risultati di simulazione del sistema riconfigurabile in cui al posto delle trappole sono stati inseriti i modelli dei componenti reali. È mostrato il coefficiente di riflessione per le quattro configurazioni di interesse e i diagrammi di radiazione relativi.

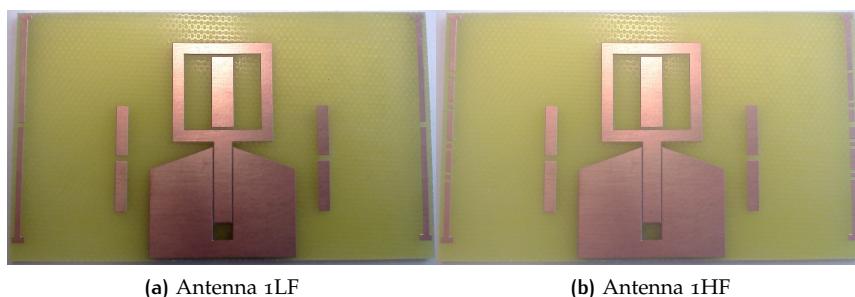


Figura 55: Foto della prima versione dei prototipi, rispettivamente quello per la banda inferiore (con riflettori continui) e quello per la banda superiore – con riflettori interrotti.

5.3 REALIZZAZIONE E MISURE

Dopo aver analizzato con le simulazioni precedenti il funzionamento della realizzazione planare, è stato possibile realizzare i due prototipi di figura 55.

Il primo prototipo, denominato 1LF, ha gli elementi parassiti per la bassa frequenza con una sola apertura centrale e senza gli spazi per l'inserimento delle trappole; questo permette di osservare il funzionamento del dispositivo in bassa frequenza simulando la presenza di trappole ideali e rappresenta un primo grado di approssimazione che permette di valutare la bontà dei risultati senza considerare le non idealità dei filtri.

Per lo stesso motivo, il prototipo denominato 1HF presenta delle interruzioni al posto delle trappole risonanti, ed è utilizzato per analizzare il comportamento del sistema nella banda dei 5 GHz.

5.3.1 Miglioramento del prototipo

La prima realizzazione dell'antenna mostra un *return loss* poco performante e molto lontano da quanto osservato in simulazione. Per determinare la causa di tale differenza si è innanzitutto scelto di inserire un anello di ferrite attorno al cavo UFL che porta il segnale a radiofrequenza all'antenna. Lo scopo di questo test era evidenziare la presenza di correnti sbilanciate che, correndo sulla calza esterna del cavo coassiale, potessero comportare un funzionamento molto lontano da quello di simulazione.

L'anello di ferrite ha permeabilità magnetica che dipende dalla frequenza e permette di ridurre considerevolmente le correnti ad alta frequenza che scorrono sul un conduttore su cui viene applicato [36]. In un cavo coassiale, se le correnti che scorrono sul conduttore esterno e sul pin caldo sono uguali, il campo elettromagnetico rimane confinato all'interno della linea di trasmissione e l'applicazione dell'anello di ferrite non produce alcun effetto. Viceversa, se le correnti sono diverse, la differenza prende il nome di *componente di modo comune* e viene ostacolata dalla presenza della ferrite. L'inserimento dell'anello di ferrite, tuttavia, non ha portato benefici rilevabili dall'osservazione dei parametri di *scattering* quindi si può presumere che non sia questo il motivo di discrepanza.

La seconda variazione analizzata è stata la geometria del punto di alimentazione. Nella simulazione HFSS, il punto in cui il segnale a radiofrequenza viene iniettato sull'antenna è modellato per mezzo di un porta concentrata

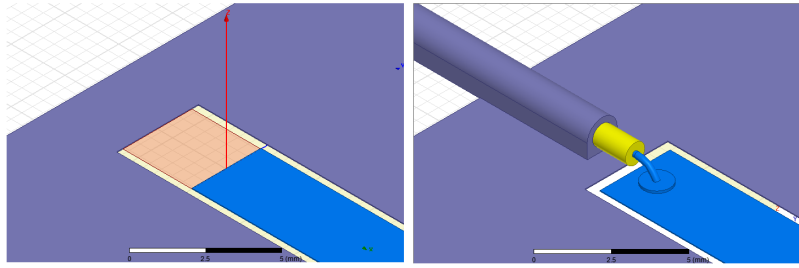


Figura 56: In figura sono mostrati due modi di simulare l'alimentazione dell'antenna: il primo mostra una porta concentrata posta direttamente sulla linea di trasmissione; il secondo tiene conto della transizione tra il cavo coassiale di alimentazione e la guida coplanare.

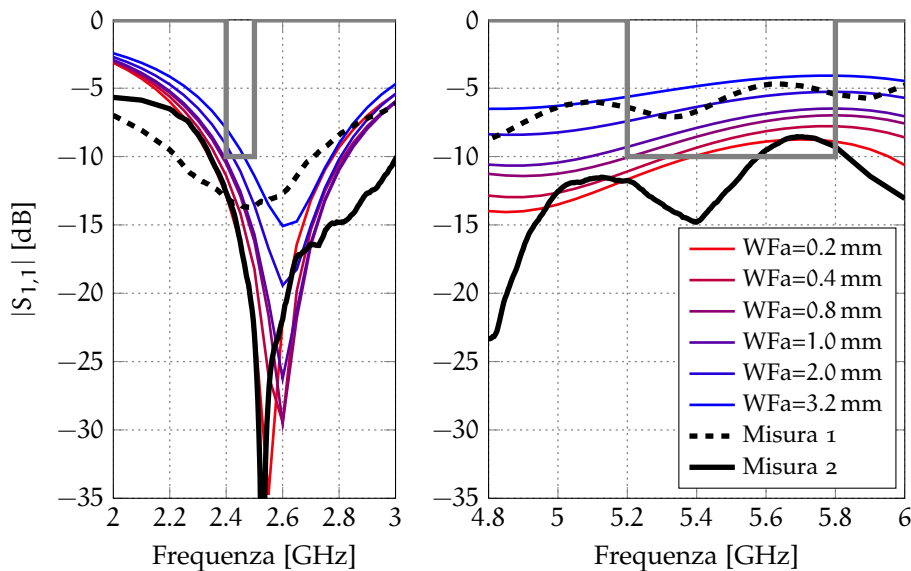


Figura 57: Effetto della dimensione della separazione tra la linea coplanare e il piano di massa; un modello più accurato del punto di alimentazione consente di fare previsioni più precise. Si nota una forte corrispondenza tra la prima misura e il caso con $WF = 3.2$ mm e tra la seconda misura e il caso con $WF = 0.2$ mm.

(detta anche *lumped port*) come in figura 56. Questa rappresentazione, adatta per le prime simulazioni, non tiene conto degli effetti dovuti alla transizione presente tra il cavo coassiale e l'antenna. Si è allora deciso di passare ad un modello più dettagliato che tenga conto della presenza del cavo coassiale e della sua saldatura dell'antenna, come mostrato in figura 56b.

Con questo nuovo modello è stato possibile ottenere una maggior corrispondenza tra i risultati di simulazione e quelli sperimentali, e ha messo in luce la necessità di modificare la geometria per rispettare le specifiche sulla banda di adattamento. Modificando la dimensione dello spazio tra il piano di massa e la linea di trasmissione si sono ottenute le curve di figura 57 che evidenziano un miglioramento dell'adattamento di impedenza alle frequenze della banda superiore.

Grazie alle precedenti considerazioni, è stato possibile eseguire nuove simulazioni il cui risultato è mostrato nello schema di figura 58. Nel piano di massa sono state praticate due aperture, che realizzano una variazione localizzata dell'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, ottenuta

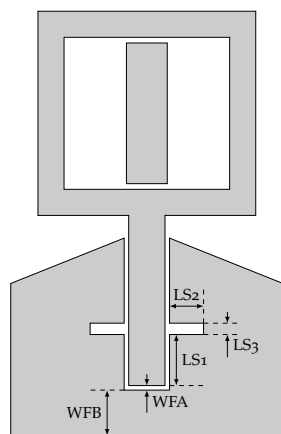


Figura 58: Schema della modifica al punto di alimentazione, con annotate le dimensioni dell'antenna.

Parametro	Misura [mm]
LS1	4.9
LS2	1.6
LS3	1
WFA	0.4
WFB	3

Tabella 2: Valori dei parametri utilizzati per le simulazioni e la realizzazione nella seconda versione.

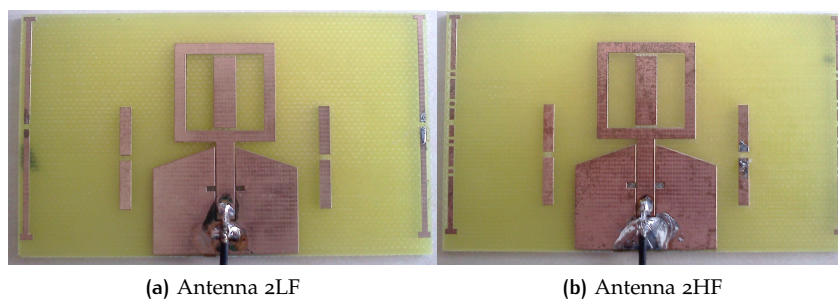


Figura 59: Foto della seconda versione dei prototipi, rispettivamente quello per la banda inferiore (con riflettori continui) e quello per la banda superiore – con riflettori interrotti. È possibile notare la modifica del punto di alimentazione, in cui si osserva la presenza di due aperture sulla linea di trasmissione che migliorano l'adattamento di impedenza.

tramite modifica della geometria. In questo modo si realizza l'adattamento di impedenza richiesto per la banda superiore. La misura del coefficiente di riflessione conferma che la coppia di prototipi mostra un miglioramento dell'adattamento di impedenza in tutte le configurazioni indagate, come è possibile osservare anche in figura 60.

5.4 MISURA DEI DIAGRAMMI DI RADIAZIONE

Per la misura dei diagrammi di radiazione dei prototipi d'antenna si è fatto uso della camera anecoica situata presso il DIEGM dell'Università degli studi di Udine. Il setup utilizzato, mostrato in figura 61, consiste nel porre l'antenna di cui si vuole determinare il diagramma di radiazione su un piedistallo rotante, collocato all'interno della "zona quieta" della camera anecoica. Ad una distanza nota, viene posta un'antenna ad apertura altamente direzionale e completamente caratterizzata, le cui indicazioni di potenza misurata in ricezione vengono utilizzate per stimare il guadagno dell'antenna in esame. In questo caso, posizionando l'antenna ad una di-

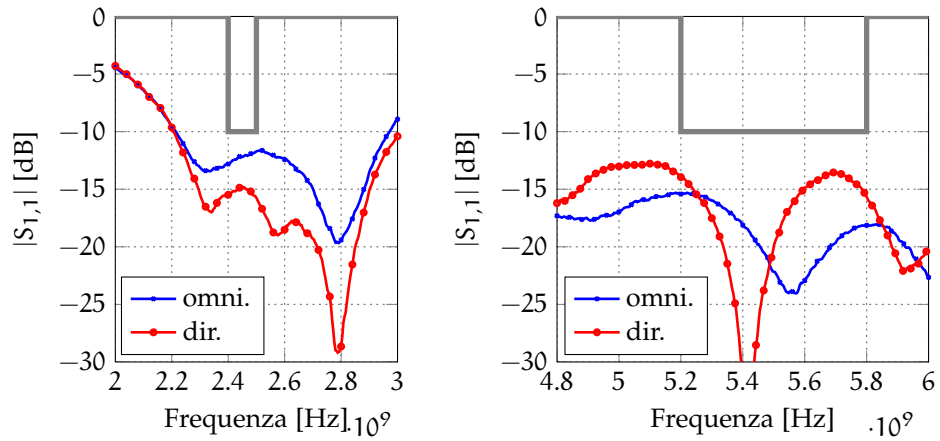


Figura 60: Parametri di scattering misurati all'analizzatore di rete, per la seconda versione dei due prototipi, ciascuno osservato sia in modo omnidirezionale sia in modo direzionale. L'antenna presenta un adattamento soddisfacente le specifiche in entrambe le bande, come è possibile notare per confronto con la linea grigia di riferimento.

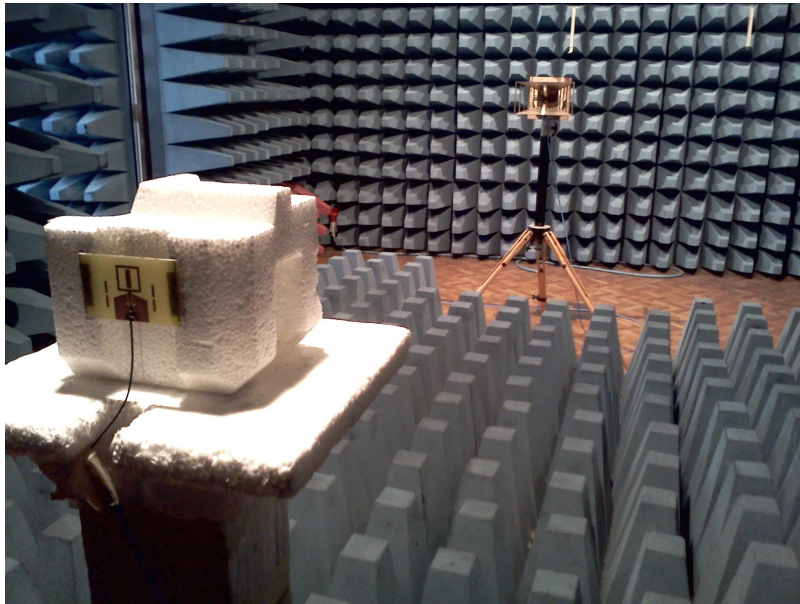


Figura 61: Foto del setup utilizzato per le misure di guadagno in camera anecoica; è possibile notare l'antenna in esame e l'antenna ad apertura ricevente, posta a 3.5 m di distanza.

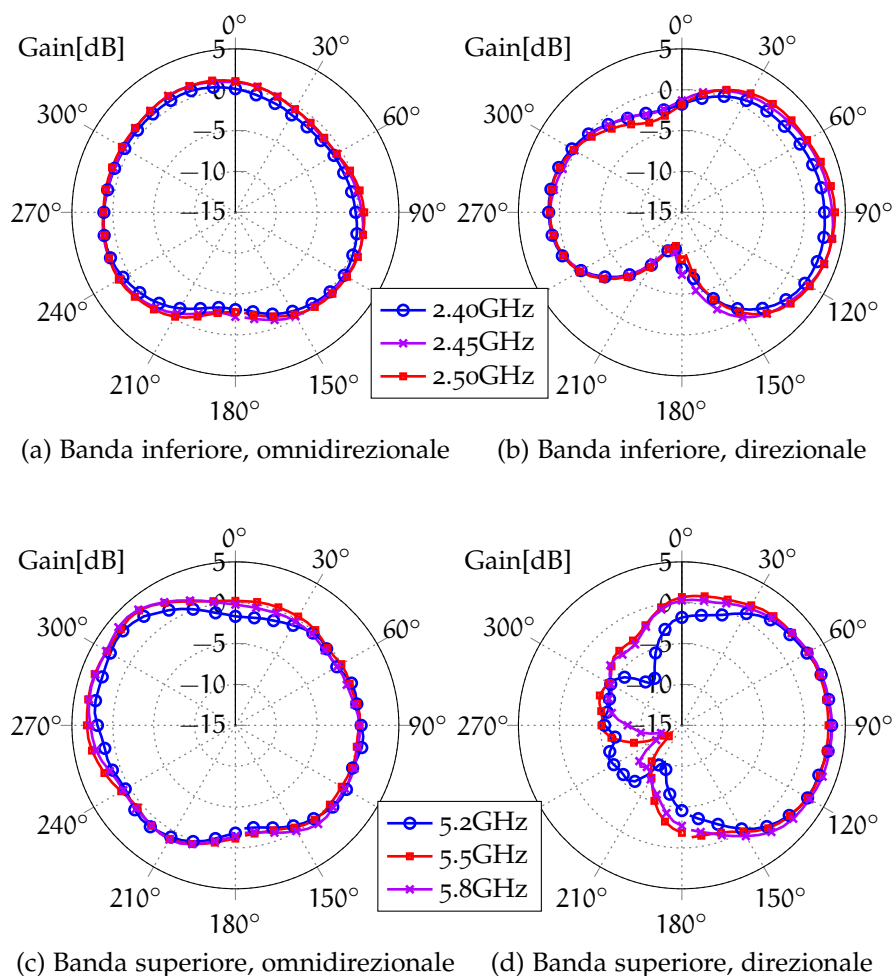


Figura 62: Diagrammi di radiazione ottenuti dalle misure in camera anecoica per i prototipi realizzati.

stanza di 3.45 m, si sono compiute le misure di guadagno su tutto il piano azimutale a passi di 5 gradi. Tali misure sono state effettuate su entrambi i prototipi, rispettivamente osservando il comportamento nella banda inferiore e nella banda superiore del sistema in esame. Le stesse misure sono state ripetute simulando la chiusura degli elementi parassiti, saldando una resistenza SMD del valore nominale di zero Ohm al centro del riflettore che si intendeva attivare. In figura 62 si possono osservare alcuni dei diagrammi di radiazione ottenuti, in cui per ciascuna banda viene mostrato il comportamento per tre frequenze distinte, mentre i principali risultati numerici sono riassunti nelle tabelle 3 e 4.

Osservazioni

Dai dati raccolti si osserva che i prototipi sono in grado di alterare il diagramma di radiazione, passando da un modo omnidirezionale a quello direzionale; questo può essere dedotto osservando come aumenta il rapporto avanti-indietro (indicato come *front-to-back ratio*) in corrispondenza del cambio di configurazione. Per la banda inferiore il modo direzionale mostra un rapporto avanti indietro limitato, che a 2.45 GHz è pari a 2.26 dB. Da un'ulteriore analisi si osserva che per la frequenza di 2.6 GHz tale rapporto aumenta fino a 4 dB, indicando che l'elemento riflettore sembra funzionare in modo più efficace a quella frequenza. In figura 63 sono riportati a questo scopo anche i diagrammi di radiazione dell'antenna alla frequenza di 2.6 GHz, in

	Modo omnidirezionale		Modo direzionale	
	2.45	2.6	2.45	2.6
Frequenza [GHz]	2.45	2.6	2.45	2.6
Guadagno massimo [dBi]	1.50	1.71	3.65	4.00
Direzione di massimo [deg]	335	230	105	100
Front-gain [dBi]	0.49	1.05	3.42	3.90
Back-gain [dBi]	1.16	0.88	1.16	-0.11
Front-to-back ratio [dB]	-0.67	0.17	2.26	4.01

Tabella 3: Parametri di guadagno del prototipo "2LF", per il modo omnidirezionale e direzionale.

	Modo omnidirezionale			Modo direzionale		
	5.20	5.50	5.80	5.20	5.50	5.80
Frequenza [GHz]	5.20	5.50	5.80	5.20	5.50	5.80
Guadagno massimo [dBi]	2.98	3.71	3.45	3.32	3.39	2.95
Direzione di massimo [deg]	310	315	315	90	90	75
Front-gain [dBi]	0.39	0.21	0.19	3.32	3.39	2.94
Back-gain [dBi]	1.88	2.74	3.17	-5.55	-8.37	-5.16
Front-to-back ratio [dB]	1.44	0.65	-0.23	8.87	11.76	8.1

Tabella 4: Parametri di guadagno del prototipo "2HF", per il modo omnidirezionale e direzionale.

cui si può notare un miglior andamento del modo direzionale. Questa informazione può essere utilizzata nelle successive fasi di progetto, indicando che può essere conveniente modificare la lunghezza dell'elemento parassita per la banda inferiore.

Analizzando i dati ottenuti dal prototipo per la banda superiore possiamo notare elevati valori di rapporto avanti-indietro su tutto l'intervallo. Tuttavia, se osserviamo il guadagno massimo raggiunto sul piano azimutale, notiamo che rimane di circa 3-3.5 dBi sia per il modo omnidirezionale che per quello direzionale; questo sta ad indicare che, ad un cambio di direttività, non corrisponde un incremento di guadagno. Questa particolare condizione, collegata con l'aumento del rapporto avanti-indietro, sembra suggerire che la direzione di massima radiazione non si trovi sul piano azimutale, ma subisca una deviazione (o *tilt*) nella direzione opposta a quella del cavo. Per studiare questo effetto sono state condotte ulteriori analisi e simulazioni in cui venivano considerati spezzoni di cavo di lunghezza crescente. Il diagramma di radiazione che si ottiene dalla simulazione con cavo coassiale lungo 100 mm è riportato in figura 64; come si può notare il modo omnidirezionale si mostra allungato nella direzione opposta a quella del cavo, come se fosse presente un elemento riflettore.

Questo effetto è dovuto proprio alla presenza del cavo, sulla cui calza esterna si accoppiano delle correnti che, alle frequenze della banda superiore, producono una deformazione visibile sul diagramma di radiazione. Questo fenomeno spiega sia l'effetto di apparente diminuzione del guadagno misurato in camera rispetto a quello simulato, sia l'effetto di non incremento di guadagno associato all'attivazione del riflettore della banda superiore.

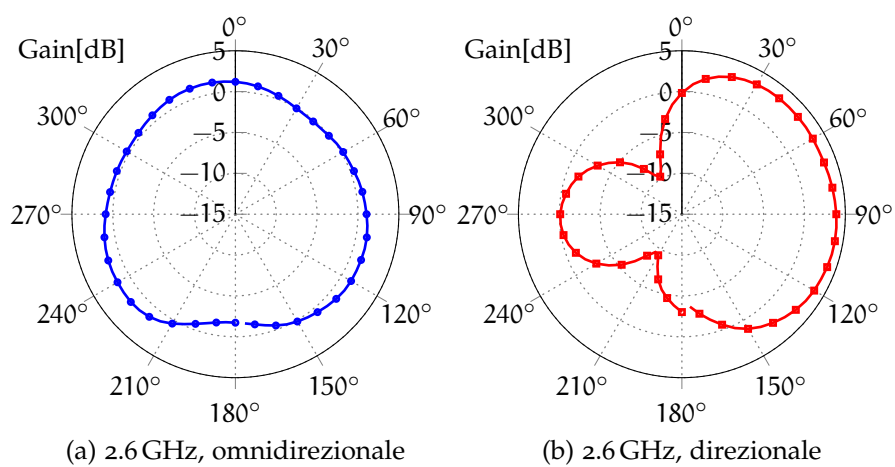


Figura 63: Diagrammi di radiazione omnidirezionale e direzionale misurati in camera anecoica alla frequenza di 2.6 GHz.

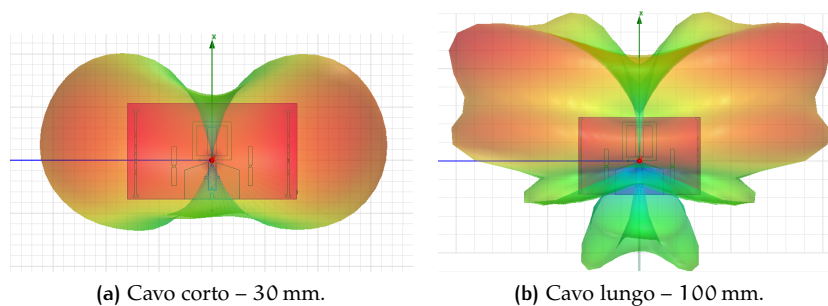


Figura 64: Rappresentazione dell'effetto del cavo coassiale lungo 100 mm sul diagramma di radiazione del modo omnidirezionale per la banda superiore.

5.5 SVILUPPI FUTURI

Le misure dei diagrammi di radiazione hanno messo in luce alcune debolezze che richiedono ulteriori indagini. Per quanto riguarda la banda inferiore è importante comprendere la natura della scarsa direzionalità, che può essere corretta modificando la distanza o la dimensione dell'elemento parassita per la bassa frequenza. In particolare, l'osservazione dei diagrammi di radiazione per la frequenza di 2.6GHz sembra suggerire che il riflettore sia efficace a questa frequenza e quindi potrebbe essere necessario aumentarne la lunghezza.

Un secondo fattore che può essere oggetto di ulteriori sviluppi è la deformazione del diagramma di radiazione dovuta alle correnti che si accoppiano al cavo e che modificano l'angolo zenitale di massima radiazione. Questo effetto può essere ridotto andando a modificare la geometria del punto di transizione tra il cavo coassiale e la linea di trasmissione coplanare, cercando di bilanciare la corrente che scorre all'interno del cavo con quella che scorre sulla calza esterna.

Tra gli sviluppi futuri, oltre alle migliorie descritte vi è la realizzazione di un prototipo che impieghi elementi di filtraggio realizzati con i componenti SMD, utilizzando ad esempio quelli individuati in fase di simulazione. L'introduzione di componenti reali apre numerose questioni che l'uso di filtri ideali aveva permesso di trascurare: la tolleranza sul valore nominale dei componenti, ad esempio, può portare al non funzionamento dell'antenna, poiché il principio di funzionamento è basato sui fenomeni di risonanza e di anti-risonanza dei componenti. Inoltre, i dispositivi che si desiderano utilizzare devono essere sottoposti a un'opportuna caratterizzazione che tenga conto degli accoppiamenti tra il *package* del componente e le metallizzazioni su cui questo andrà collocato.

Oltre agli effetti di componenti reali per la realizzazione delle trappole è necessario considerare quelli derivanti dall'inserimento dei diodi: in questi primi prototipi, infatti, per simulare l'attivazione degli elementi parassiti, si sono saldate delle resistenze SMD, del valore nominale di zero Ohm, che venivano rimosse all'occorrenza. L'inserimento dei diodi, invece, richiede un'attenta analisi del livello di isolamento che possono offrire quando non sono attivati e del livello di perdita di inserzione mostrato quando sono attivi; oltre a ciò è necessario progettare un'opportuna rete di comando che consenta la polarizzazione dei diodi senza degradare le caratteristiche radiative dell'antenna. Questa rete, la cui implementazione esula dagli obiettivi della tesi, richiede l'inserimento di ulteriori elementi di disaccoppiamento che generalmente sono realizzati mediante appositi induttori (denominati *RF choke*) e condensatori, che sagomano i percorsi per la corrente di polarizzazione.

Una tecnica per diminuire il numero di componenti SMD utilizzati è quello di realizzare degli induttori distribuiti direttamente sugli elementi parassiti per la bassa frequenza; una rappresentazione di una possibile implementazione di questa tecnologia è mostrata in figura 65. Questa soluzione porta con sé un aumento della ripetibilità dei risultati e una riduzione di costi di produzione, non rendendosi più necessaria la saldatura di componenti. Tuttavia è bene osservare che l'uso di componenti distribuiti può comportare una riduzione dell'efficienza dell'antenna che può riflettersi in una riduzione della potenza trasmessa.

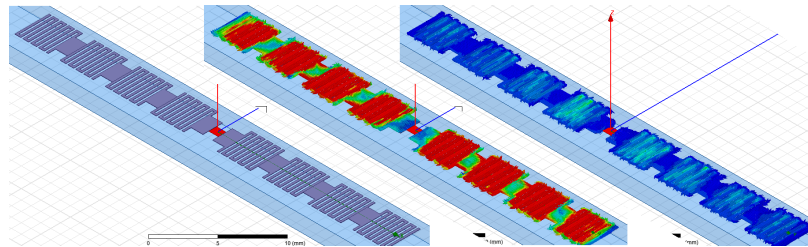


Figura 65: Esempio di elemento parassita per la banda inferiore che presenta degli induttori distribuiti. A lato sono mostrate le correnti che si accoppiano all'elemento parassita rispettivamente alla frequenza di 2.45 GHz (al centro) e di 5.5 GHz (a destra). La scala colori da un'idea di massima del differente livello di accoppiamento.

CONCLUSIONI

L'introduzione di sistemi di comunicazione evoluti, come il protocollo IEEE 802.11n o, più di recente, il protocollo IEEE 802.11ac, apre la possibilità di utilizzare contemporaneamente sia la banda ISM da 2.4 GHz, sia la banda di frequenze comprese tra i 5 GHz e i 6 GHz per la trasmissione dati. In questo frangente si fa largo la possibilità di utilizzare antenne a doppia banda, che consentono di operare in entrambe gli intervalli di frequenza, limitando lo spazio occupato e il costo rispetto al caso di antenne differenziate. Questo vantaggio diventa ancor più evidente nei sistemi MIMO, in cui il numero di antenne utilizzate per la ricetrasmisione può arrivare fino ad otto.

La riconfigurabilità del diagramma di radiazione di questa classe di antenne è stato l'oggetto della tesi. Con questa funzionalità, infatti, è possibile aumentare l'efficienza spettrale del sistema, incrementando il guadagno nelle sole direzioni di interesse e riducendo, al contempo, il rumore proveniente da sorgenti interferenti spazialmente localizzate. È quindi possibile ottenere vantaggi simili a quelli tipici delle schiere adattative diminuendo contestualmente il costo e l'ingombro.

Nella tesi si è indagata l'applicazione della tecnica degli elementi parassiti commutati anche a questa classe di antenne. Lo studio ha evidenziato due possibili soluzioni: la prima consisteva nell'uso di elementi parassiti anch'essi a doppia banda, che tuttavia conducevano a condizioni di compromesso, con prestazioni non soddisfacenti sotto più aspetti; la seconda consiste nell'impiego di due set di elementi parassiti, ciascuno pensato e dimensionato per la banda di interesse. Per mettere in atto questa seconda soluzione è stato tuttavia necessario applicare delle modifiche agli elementi parassiti più lunghi, per evitare che intervenissero in modo incontrollato sulla radiazione alle frequenze più alte.

Questa modifica consiste nell'introduzione di trappole risonanti che, interrompendo il passaggio della corrente di accoppiamento, ostacolano l'operatività fuori banda e permettono di selezionare in modo indipendente la forma del diagramma di radiazione in entrambe le bande di interesse. L'idea, di carattere generale, si presta all'applicazione in più contesti e per differenti tipi di antenne.

Dapprima, nel capitolo 4, si è studiata l'applicazione di tale soluzione al caso fondamentale di monopoli sul piano di massa; l'elemento attivo era un monopolo a doppia banda mentre gli elementi parassiti erano due gruppi di monopoli risonanti rispettivamente nelle due bande. L'attivazione di tali monopoli avviene per mezzo di appositi interruttori a radiofrequenza che, collegando i parassiti al piano di massa, ne provocano un aumento della lunghezza elettrica trasformandoli in riflettori per la radiazione elettromagnetica. Per questa soluzione si sono utilizzate trappole costituite da impedenze, il cui andamento in frequenza è stato appositamente sagomato per ottenere un collegamento a bassa impedenza alle frequenze consentite e uno ad alta impedenza alle frequenze da bloccare.

Le simulazioni hanno evidenziato la possibilità di raggiungere gli scopi prefissi e, in scenari con più elementi parassiti, è possibile scegliere tra un modo di funzionamento omnidirezionale e più modi direzionali con direzioni di massimo diverse. In particolare si evidenzia la possibilità di scegliere

modi e direzioni di puntamento diverse per le due bande di interesse, con minima influenza sul coefficiente di riflessione.

Dopo queste osservazioni si è passati all'applicazione della stessa tecnica ad un'antenna realizzata su substrato – come oggi avviene per la maggior parte delle antenne che operano in sistemi WiFi; il capitolo 5 mostra i passi fatti per la progettazione, la simulazione e la realizzazione di prototipi planari che fanno uso di questa tecnica. Come prima cosa si è scelto e analizzato un elemento attivo a doppia banda, costituito da un monopolo a spira quadrata alimentato da linea coplanare; l'inserimento di un elemento metallico al suo interno e la modifica del riferimento di massa hanno permesso un buon adattamento di impedenza nelle due bande di interesse, mantenendo un diagramma di radiazione omnidirezionale. Attorno a questo elemento attivo sono stati posizionati due elementi parassiti per ciascuna banda, uno per lato; per la loro realizzazione si è scelta una struttura a dipolo, per ridurre al minimo l'impatto dei parassiti sull'elemento attivo e preservare il funzionamento omnidirezionale. I riflettori per la banda inferiore sono stati caricati con delle trappole, impedenze risonanti alle frequenze di lavoro, riproducendo quanto già visto nel caso dei monopoli. Sulla base di questo design si sono svolte diverse simulazioni, in cui si utilizzavano modelli via via più realistici per modellare le impedenze risonanti; in un primo momento esse sono state sostituite da aperti o da corti circuiti – a seconda della banda in esame – mentre nelle simulazioni successive sono stati rimpiazzati prima con una rete di componenti ideali e poi con una serie di due componenti reali, descritti mediante le loro matrici di scattering.

Le simulazioni evidenziano una buona aderenza al modello teorico, riproducendo gran parte dei risultati attesi. Per ciascuna simulazione, infatti, si è osservato che il coefficiente di riflessione soddisfaceva le specifiche di adattamento di impedenza nella bande di interesse in ogni configurazione possibile. I diagrammi di radiazione hanno mostrato che era possibile ottenere sia modi omnidirezionali che direzionali, per ciascuna delle due bande e che la scelta del modo e della direzione di massimo poteva essere fatta per le due frequenze in modo indipendente.




Dopo le simulazioni sono stati realizzati due prototipi, per verificare e validare i risultati di simulazione; i prototipi simulano il funzionamento dell'antenna nelle due bande di interesse, sostituendo alle trappole dei corti o degli aperti a seconda della banda che si desidera indagare. Dai prototipi si sono ottenute importanti considerazioni sull'adattamento di impedenza e sulle non idealità che in fase di simulazione non erano state considerate. Già dall'osservazione del coefficiente di riflessione è stato possibile osservare delle incongruenze rispetto al modello teorico che hanno permesso di realizzare un secondo prototipo più aderente alle specifiche.

Questa seconda versione dei prototipi è stata analizzata anche in camera anecoica, in cui si sono misurati i diagrammi di radiazione nelle diverse configurazioni. Le misure ottenute, riportate per esteso nel capitolo 5, hanno mostrato la possibilità di ottenere sia modi omnidirezionali che modi direzionali per ciascuna delle bande di interesse, confermando di fatto la teoria esposta. Un'analisi in *post-processing* ha permesso di osservare alcune migliorie che possono essere introdotte nelle successive versioni dell'antenna, che dovrà includere delle impedenze risonanti realizzate con dispositivi SMD oltre che un'opportuna rete di controllo delle configurazioni, composta da diodi e dalle metallizzazioni di controllo.

Concludendo è possibile affermare che le simulazioni e le misure dimostrano la validità della teoria esposta, che si configura come un metodo

generale per estendere la teoria degli elementi parassiti commutati anche ad antenne a doppia banda.

BIBLIOGRAFIA

- [1] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2012. ISBN: 9781118585733. URL: <http://books.google.it/books?id=v1PSZ48DnuEC> (cit. a p. 1).
- [2] C. Caloz e T. Itoh. *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. Wiley, 2005. ISBN: 9780471754312. URL: <http://books.google.it/books?id=ICPI2XDx0acC> (cit. a p. 23).
- [3] Filippo Capolino. *Applications of Metamaterials*. Metamaterials Handbook. Taylor & Francis, 2009. ISBN: 9781420054248. URL: <http://books.google.it/books?id=8M0IqvcsHisC> (cit. a p. 23).
- [4] Jung-Chih Chiao et al. "MEMS reconfigurable Vee antenna". In: *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*. Vol. 4. 1999, 1515–1518 vol.4. DOI: [10.1109/MWSYM.1999.780242](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1999.780242) (cit. a p. 32).
- [5] Hsuan-Yu Chien, C.-Y.-D. Sim e Ching-Her Lee. "Dual-Band Meander Monopole Antenna for WLAN Operation in Laptop Computer". In: *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 12 (2013), pp. 694–697. ISSN: 1536-1225. DOI: [10.1109/LAWP.2013.2263373](https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2263373) (cit. a p. 19).
- [6] Microsemi Corporation. *The PIN diode circuit designer handbook*. 1998. URL: http://www.ieee.li/pdf/pin_diode_handbook.pdf (cit. a p. 35).
- [7] Nathan Cummings. "Active Antenna Bandwidth Control Using Reconfigurable Antenna Elements".  Tesi di dott. Virginia Polytechnic Institute & State University, Dicembre 2003 (cit. alle pp. 26, 27).
- [8] R. Al-Dahleh, C. Shafai e L. Shafai. "Frequency-agile microstrip patch antenna using a reconfigurable mems ground plane". In: *Microwave and Optical Technology Letters* 43.1 (2004), pp. 64–67. ISSN: 1098-2760. DOI: [10.1002/mop.20376](https://doi.org/10.1002/mop.20376) (cit. a p. 37).
- [9] N. Engheta e R.W. Ziolkowski. *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. Wiley, 2006. ISBN: 9780471784180. URL: <http://books.google.it/books?id=51e0UkEuBP4C> (cit. a p. 23).
- [10] M. Facco e D. Piazza. "Reconfigurable zero-order loop antenna". In: *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*. 2012, pp. 1–2. DOI: [10.1109/APS.2012.6349277](https://doi.org/10.1109/APS.2012.6349277) (cit. a p. 30).
- [11] Mauro Facco. *Progettazione e sviluppo di un sistema d'antenna riconfigurabile miniaturizzato*. Tesi di Laurea Magistrale.  Mar. 2011 (cit. a p. 30).
- [12] Joan Gemio Valero. "Multiband and Silicon Integrated Antennas for Wireless Sensor Networks".  Tesi di dott. Universitat Autònoma de Barcelona. Departament de Telecomunicacions i Enginyeria de Sistemes, lug. 2011 (cit. a p. 19).
- [13] F. Gross. *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*. McGraw-hill, 2011. ISBN: 9780071637947. URL: <http://books.google.it/books?id=8A3McwsCXxEC> (cit. a p. 25).
- [14] R.F. Harrington. "Reactively controlled directive arrays". In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 26.3 (1978), pp. 390–395. ISSN: 0018-926X. DOI: [10.1109/TAP.1978.1141852](https://doi.org/10.1109/TAP.1978.1141852) (cit. alle pp. 28, 29).

- [15] M.N. Hasan et al. "Design and simulation based studies of a dual band u-slot patch antenna for WLAN application". In: *Advanced Communication Technology (ICACT), 2012 14th International Conference on*. 2012, pp. 997–1001 (cit. a p. 21).
- [16] R.L. Haupt e M. Lanagan. "Reconfigurable Antennas". In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 55.1 (2013), pp. 49–61. ISSN: 1045-9243. DOI: [10.1109/MAP.2013.6474484](https://doi.org/10.1109/MAP.2013.6474484) (cit. a p. 36).
- [17] F.J. Herraiz-Martinez et al. "Dual-Frequency Printed Dipole Loaded With Split Ring Resonators". In: *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 8 (2009), pp. 137–140. ISSN: 1536-1225. DOI: [10.1109/LAWP.2009.2012402](https://doi.org/10.1109/LAWP.2009.2012402) (cit. a p. 22).
- [18] S.V. Hum e Hui Yuan Xiong. "Analysis and Design of a Differentially-Fed Frequency Agile Microstrip Patch Antenna". In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 58.10 (2010), pp. 3122–3130. ISSN: 0018-926X. DOI: [10.1109/TAP.2010.2055805](https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2055805) (cit. alle pp. 29, 31, 36).
- [19] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas". In: *IEEE Std 145-1993* (2013), pp. 1–32. DOI: [10.1109/IEEESTD.2013.6507364](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2013.6507364) (cit. alle pp. 1, 6).
- [20] National Instruments. *The Guide to Selecting an RF Switch*. White paper: [🔗](https://www.ni.com/white-paper/5769/en). 2012. URL: <http://www.ni.com/white-paper/5769/en> (cit. a p. 33).
- [21] J.D. Kraus e R.J. Marhefka. *Antennas for all applications*. McGraw-Hill series in electrical engineering. McGraw-Hill, 2002. ISBN: 9780072321036. URL: <http://books.google.it/books?id=NRxTAAAMAAJ> (cit. alle pp. 1, 2, 14, 42).
- [22] Anthony Lai, K.M.K.H. Leong e T. Itoh. "Dual-mode compact microstrip antenna based on fundamental backward wave". In: *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*. Vol. 4. 2005, DOI: [10.1109/APMC.2005.1606881](https://doi.org/10.1109/APMC.2005.1606881) (cit. a p. 23).
- [23] Semi Lee, Jihwan Ahn e Young Joong Yoon. "Pattern reconfigurable antenna for Wireless LAN dual-band". In: *ICT Convergence (ICTC), 2012 International Conference on*. 2012, pp. 447–448. DOI: [10.1109/ICTC.2012.6387171](https://doi.org/10.1109/ICTC.2012.6387171) (cit. a p. 39).
- [24] M. Midrio. *Campi elettromagnetici*. S.G.E., 2003. ISBN: 9788886281829. URL: <http://books.google.it/books?id=ktPnPAAACAAJ> (cit. a p. 1).
- [25] A. Muscat e University of London. *The Design of Planar Low Gain, Wideband and Multiband Antennas Employing Optimisation Techniques*. University of London, 2002. URL: <http://books.google.it/books?id=DfUwnQEACAAJ> (cit. a p. 20).
- [26] Henna Paaso et al. "Modified MUSIC algorithm for doa estimation using CRLH leaky-wave antennas". In: *Cognitive Radio Oriented Wireless Networks (CROWNCOM), 2013 8th International Conference on*. IEEEExplore: [🔗](https://ieeexplore.ieee.org/). 2013, pp. 166–171 (cit. a p. 32).
- [27] Daniele Piazza, Michele D'Amico e K.R. Dandekar. "Two port reconfigurable CRLH leaky wave antenna with improved impedance matching and beam tuning". In: *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*. IEEEExplore: [🔗](https://ieeexplore.ieee.org/). 2009, pp. 2046–2049. ISBN: 978-1-4244-4753-4 (cit. a p. 36).

- [28] D. Piazza et al. "Design and Evaluation of a Reconfigurable Antenna Array for MIMO Systems". In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 56.3 (2008), pp. 869–881. ISSN: 0018-926X. DOI: [10.1109/TAP.2008.916908](https://doi.org/10.1109/TAP.2008.916908) (cit. alle pp. 28, 29).
- [29] X. Quan et al. "Development of a directional dual-band planar antenna for wireless applications". In: *Microwaves, Antennas Propagation, IET* 7.4 (2013), pp. 245–250. ISSN: 1751-8725. DOI: [10.1049/iet-map.2012.0286](https://doi.org/10.1049/iet-map.2012.0286).
- [30] K. H. Sayidmarie e T. A. Nagem. "Compact dual-band dual-ring printed monopole antennas for WLAN applications". In: *Progress In Electromagnetics Research B*. Vol. 43. [PIERB12060806](https://doi.org/10.2528/PIERB12060806) (cit. a p. 57). 2012, pp. 313–331. DOI: [10.2528/PIERB12060806](https://doi.org/10.2528/PIERB12060806) (cit. a p. 57).
- [31] R. Schlub et al. "Dual band switched-parasitic wire antennas for communications and direction finding". In: *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*. 2000, pp. 74–78. DOI: [10.1109/APMC.2000.925723](https://doi.org/10.1109/APMC.2000.925723) (cit. a p. 39).
- [32] Mustafa Secmen. "Multiband and Wideband Antennas for Mobile Communication Systems". In: *Recent Developments in Mobile Communications - A Multidisciplinary Approach*. A cura di InTech. 2011, pp. 143–163. ISBN: 978-953-307-910-3. DOI: [10.5772/25921](https://doi.org/10.5772/25921) (cit. a p. 19).
- [33] O. Shibata e T. Furuhi. "Dual-band ESPAR antenna for wireless LAN applications". In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*. Vol. 2B. 2005, 605–608 vol. 2B. DOI: [10.1109/APS.2005.1552084](https://doi.org/10.1109/APS.2005.1552084) (cit. a p. 39).
- [34] Cisco Systems. *Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2012-2017*. Online report: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/networking/index.html>. Feb. 2013 (cit. a p. ix).
- [35] D.V. Thiel e S. Smith. *Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications*. Antennas and Propagation Library. Artech House, 2001. ISBN: 9781580531542. URL: <http://books.google.it/books?id=KanYRX1UkoQC> (cit. a p. 17).
- [36] Tim Williams. *Using ferrites for interference suppression*. A cura di Elmac Services. 2006. URL: <http://www.elmac.co.uk/pdfs/ferrite.pdf> (cit. a p. 66).
- [37] S.-L.S. Yang, A.A. Kishk e K.-F. Lee. "Frequency Reconfigurable U-Slot Microstrip Patch Antenna". In: *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 7 (2008), pp. 127–129. ISSN: 1536-1225.
- [38] Xue-Song Yang et al. "Yagi Patch Antenna With Dual-Band and Pattern Reconfigurable Characteristics". In: *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 6 (2007), pp. 168–171. ISSN: 1536-1225. DOI: [10.1109/LAWP.2007.895292](https://doi.org/10.1109/LAWP.2007.895292) (cit. a p. 39).

Nullius boni sine socio iucunda possessio est.
Nessuna cosa è bella da possedere se non si hanno amici con cui dividerla.

— Lucio Anneo Seneca

RINGRAZIAMENTI

Il traguardo è un punto che, una volta raggiunto, ci si lascia alle spalle; quello che prosegue con noi è l'esperienza acquisita e il ricordo delle persone che ne hanno fatto parte, che con queste righe desidero ringraziare.

Ringrazio innanzitutto tutto lo staff di ADANT S.R.L. per avermi concesso l'opportunità di svolgere questo lavoro, dal Dott. Daniele Piazza a Mauro, Frank e Francesco che sono sempre stati disponibili e pazienti nei miei confronti durante le giornate in azienda. Un sincero ringraziamento spetta al Prof. Andrea Galtarossa per il tempo che ha dedicato alla correzione di questo documento e per le preziose indicazioni che ha saputo darmi.

Vorrei poi ringraziare alcuni docenti incontrati durante questi anni universitari che hanno saputo trasmettermi con vera passione le loro conoscenze. Oltre al Prof. Galtarossa, un particolare ringraziamento va al Prof. Carlo Giacomo Sameda, al Prof. Alessandro Paccagnella, alla Prof.ssa Maria Pelizzo, al Prof. Tomaso Erseghe, al Prof. Paolo Tenti e al Prof. Giancarlo Benettin i quali hanno dimostrato con l'esempio di amare davvero il proprio lavoro e di saper insegnare agli studenti con vivo entusiasmo.

Un sentito ringraziamento va ai miei genitori, ai miei fratelloni Marco e Stefano, alla mia sorellina Giulia, e a tutti i familiari che in questo lungo percorso mi hanno sempre sostenuto, sopportato e supportato sia moralmente che economicamente, con pazienza, in tutti i momenti. Ringrazio poi Denise, che in questi anni mi è stata vicina colorando i miei giorni, e a tutta la sua famiglia.

Un grazie speciale va poi ai miei amici e compagni di studio Federico, Stefano, Simone, Andrea, Francesca, Matteo, Stefano, Giovanni, Fabiano, Francesco, Fabio, Marco B., Tommaso C., Tommaso B., Marco L., e tutti gli altri con i quali ho vissuto momenti di studio durissimo, di meritato relax, di ansia, di attesa e di amicizia.

Ringrazio poi tutti i miei compagni di treno, tra cui ricordo Ilaria, Fabrizio, Francesco, Nicole e Laura, con i quali ho condiviso albe, tramonti, ritardi, disagi e chiacchierate.

Ringrazio poi i miei amici "di casa" con cui ho trascorso piacevoli momenti di svago; Jacopo, Beatrice, Angela, Marco, Jessica, Nicolò, Lisa, Jacopo, Giorgia, Andrea e gli altri.

Infine, desidero ringraziare tutte le persone che ho conosciuto, con cui ho passato bei momenti, che mi hanno dato il loro supporto e che mi sono dimenticato di citare in queste righe.

Padova, dicembre 2013

R. B.