Università degli Studi di Padova

Facoltà di Ingegneria

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Progettazione di un'antenna riconfigurabile near-field per RFId

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

Relatore: Prof. Andrea Galtarossa

Correlatore: Dr. Ing. Daniele Piazza

Laureando: Simone Massignan

Anno Accademico 2012-2013

Indice

Indice ii

Elenco delle figure iv

Elenco delle tabelle ix

Introduzione xiii

1 L'antenna a spira 1
1.1 Campo magnetico generato da fili e spire percorsi da corrente 1
1.2 L'antenna a spira 9
1.2.1 Campi irradiati da una loop elettricamente piccola 10
1.3 Densità di potenza e resistenza di radiazione 13
1.4 Circuito equivalente 16

2 Antenne a spira near-field RFId 21
2.1 Analisi di una loop elettricamente "grande" nella banda UHF 21
2.2 Stato dell'arte delle antenne a spira segmentate 24
2.3 Progettazione di un'antenna a spira segmentata con capacità concentrate 27
2.3.1 Calcolo dell'induttanza di un'antenna a spira 29
2.3.2 Analisi dell'impedenza di ingresso di un'antenna a spira 34
2.4 Impiego di spire piccole per UHF RFId 45
2.4.1 Esempio di spira piccola per RFId: Split Ring Resonator 46
2.4.2 Progetto di una spira piccola per RFId 49
2.4.3 Effetto del piano di massa su un'antenna a spira 55

3 Rete di alimentazione: il balun 69
3.1 Alimentazione bilanciata e sbilanciata 69
3.2 Collegamento di una linea di trasmissione sbilanciata a un'antenna di tipo bilanciato 70
3.3 Principio di funzionamento del balun a elementi concentrati 72
3.4 Dimensionamento delle linee di trasmissione in ingresso e in uscita del balun 73
3.5 Il balun a elementi concentrati 76
3.6 Il balun distribuito 90

4 Misure sperimentali e test di lettura 101
4.1 Fabbricazione e misure relative all'antenna a spira con balun 101
4.2 Design d'antenna riconfigurabile proposto e future implementazioni . . 103
4.3 Test di lettura di tag near-field 106

Conclusioni 113

Bibliografia **115**

Elenco delle figure

1 Principio di funzionamento della tecnologia RFId. xiv
2 Regioni di campo elettromagnetico rispettivamente per un'antenna elettricamente piccola ed elettricamente grande. xvi
3 Tipiche variazioni nel pattern di ampiezza dell'antenna dal campo vicino reattivo al campo lontano [2]. xvii
4 Accoppiamento magnetico in campo vicino [3]. xviii

1.1 Orientazione dei magneti in assenza e presenza di corrente nel filo. . . . 2
1.2 Regola della mano destra. 2
1.3 Geometria per il calcolo di B in una spira di corrente. 3
1.4 Geometria per il calcolo di B sull'asse della spira. 4
1.5 Somiglianza tra spira di corrente e barretta magnetica. 5
1.6 Campo magnetico H in dipendenza della distanza dall'asse [4]. 5
1.7 Campo magnetico H nella transizione da campo vicino a campo lontano (frequenza di 13.56 MHz) [4]. 6
1.8 Geometria di una spira quadrata per il calcolo del campo magnetico prodotto [5]. 6
1.9 Orientazione delle linee di campo magnetico in una spira quadrata [5]. . 8
1.10 Andamento del campo magnetico al variare del raggio con distanza di osservazione fissata [4]. 9
1.11 Geometria di una spira circolare [2]. 10
1.12 Resistenza di radiazione in funzione del raggio della loop [2]. 14
1.13 Circuito equivalente di una loop antenna. 16
1.14 Definizione di induttanza interna ed esterna. 16
1.15 Raggio elettrico di un filo equivalente a un conduttore a sezione rettangolare [2]. 17
1.16 Applicazione della formula 1.45 su spira quadrata in microstriscia [6]. . 18
1.17 Rappresentazione della spira come antenna in ricezione e circuito equivalente [2]. 18

2.1 Densità di corrente superficiale per una spira con perimetro λ. 22
2.2 Verso del flusso di corrente lungo la spira con perimetro λ. 23
2.3 Intensità del modulo delle linee di campo magnetico perpendicolari all'asse della spira ($|H_z|$) con perimetro λ. 23
2.4 $|H_z|$ per una spira con perimetro 4λ. 24
2.5 Modulo e fase della corrente in una spira di perimetro λ. 25
2.6 Antenna a spira segmentata con capacità concentrate in serie. 26
2.7 Antenna a spira segmentata a linea tratteggiata (dash-line). 26
2.8 Antenna a spira con phase shifter. 27
2.9 Antenna a spira segmentata con accoppiatori capacitivi [11]. 28
2.10 Antenna a spira segmentata con accoppiatori capacitivi [12]. 28

2.11 Antenna a spira segmentata con capacità interdigitate e modello elettrico della capacità [13]. 29
2.12 Definizione di induttanza. 29
2.13 Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 4 segmenti (f=866.5 MHz). 31
2.14 Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 6 segmenti (f=866.5 MHz). 32
2.15 Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 10 segmenti (f=866.5 MHz). 32
2.16 Confronto del modulo e della fase della corrente in una spira elettricamente grande e in una segmentata. 33
2.17 Intensità del campo magnetico $|H_z|$ per una spira segmentata in 10 parti al variare della capacità. 34
2.18 Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=0.5mm. 35
2.19 Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=10mm. 35
2.20 Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=20mm. 36
2.21 Design dell'antenna a spira segmentata simulata con Ansoft HFSS 13 ®. 36
2.22 Impedenza di ingresso spira segmentata in 10 segmenti. 37
2.23 Perdita di ritorno antenna a spira segmentata in 10 segmenti (S_{11}). . . 37
2.24 Campo magnetico sugli assi x e y della spira alla distanza z= 2 cm. . . 38
2.25 Campo magnetico sull'asse y della spira per distanze z variabili. 38
2.26 Resistenza di ingresso di un'antenna a spira non segmentata di lato 93mm con spessore della traccia variabile. 39
2.27 Reattanza di ingresso di un'antenna a spira non segmentata di lato 93mm con spessore della traccia variabile. 39
2.28 Parte reale dell'impedenza d'ingresso di una spira non segmentata [17]. 40
2.29 Parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso di una spira non segmentata [17]. 40
2.30 Antenna a spira paragonata a una linea di trasmissione. 41
2.31 Linea di trasmissione chiusa su un cortocircuito e reattanza della linea di trasmissione. 41
2.32 Modello RLC di una antenna a spira utile per il calcolo delle frequenze di risonanza e antirisonanza [20]. 43
2.33 Resistenza di una antenna a spira segmentata con larghezza variabile . 44
2.34 Reattanza di una antenna a spira segmentata con larghezza variabile . 44
2.35 Campo magnetico $|H_z|$ in funzione delle dimensioni della spira 45
2.36 Resistenza di ingresso di una spira con lato variabile 46
2.37 Reattanza di ingresso di una spira con lato variabile 47
2.38 Geometria di un SRR circolare 47
2.39 Il concetto di adattamento di impedenza nella spira magnetica e nel dipolo elettrico. 48
2.40 Direzione della corrente e distribuzione della carica nell'SRR. 49
2.41 SRR operativo alla frequenza di 866.5 MHz. 50
2.42 Campo magnetico $|H_z|$ per distanze z variabili. 50
2.43 Perdita di ritorno (S_{11}) SRR. 51
2.44 Impedenza di ingresso SRR. 51
2.45 T-match per antenne di tipo bilanciato come il dipolo. 52
2.46 T-match e circuiti equivalenti associati [2]. 54
2.47 Layout di un'antenna a spira singola RFId con T-match. 54
2.48 Corrente superficiale sull'antenna. 55

2.49 Perdita di ritorno dell'antenna a spira con T-match. 56
2.50 Impedenza di ingresso dell'antenna a spira con T-match. 56
2.51 Perdita di ritorno per valori diversi di capacità. 57
2.52 Perdita di ritorno per dimensioni del lato variabili. 57
2.53 Resistenza di ingresso dell'antenna con distanza degli stub variabile. . . 58
2.54 Reattanza di ingresso dell'antenna con distanza degli stub variabile. . . 58
2.55 Resistenza di ingresso dell'antenna con lunghezza degli stub variabile. . 59
2.56 Reattanza di ingresso dell'antenna con lunghezza degli stub variabile. . 59
2.57 Campo magnetico $|H_z|$ per distanze z variabili. 60
2.58 $|H_z|$ sul piano xy z=0.5mm e z=10 mm. 61
2.59 $|H_z|$ sul piano xy z=20mm e z=30 mm. 62
2.60 $|H_z|$ sul piano xy z=40mm e z=50 mm. 63
2.61 Disaccoppiamento della rete di alimentazione dal piano contenente la spira attraverso un piano di massa. 64
2.62 Teoria delle immagini per una striscia di conduttore posta nelle vicinanze di un piano di massa. 64
2.63 Correnti parassite indotte sul piano di massa [32]. 65
2.64 Variazione dell'induttanza in assenza e presenza del piano di massa per distanze variabili [32]. 66
2.65 Perdita di ritorno in funzione della distanza del piano di massa dall'antenna (h). 66
2.66 Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sull'asse z al centro della spira in funzione della distanza del piano di massa alla frequenza di 866.5 MHz. 67
2.67 Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato alle frequenze di risonanza delle antenne. 67
2.68 Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sul piano yz con distanza del piano di massa pari a 0.5 cm. 68
2.69 Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sul piano yz con distanza del piano di massa pari a 3 cm. 68

3.1 Esempi di alimentazione bilanciata e sbilanciata 70
3.2 Alimentazione di un'antenna bilanciata tramite linea di trasmissione sbilanciata 71
3.3 Schema a blocchi della trasformazione da alimentazione sbilanciata a bilanciata e viceversa [33]. 72
3.4 Terminali di un balun 73
3.5 Parametri caratteristici di una microstriscia e disposizione del campo elettrico e magnetico. 74
3.6 Parametri caratteristici di una linea di trasmissione *Coplanar Strip* e disposizione del campo elettrico e magnetico. 75
3.7 Schema a blocchi della rete di alimentazione per l'antenna a spira. . . . 76
3.8 Un balun a elementi concentrati è la combinazione di un filtro passa-basso e di un filtro passa-alto. 76
3.9 Balun concentrato con impedenze connesse ai tre terminali. 77
3.10 Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ per un balun ideale. . . 79
3.11 Fase dei parametri di Scattering S_{21}, S_{31} per un balun ideale. 80
3.12 Perdite di ritorno per un balun ideale a 3 porte. 80
3.13 Perdita di ritorno con carico resistivo connesso alla porta bilanciata. . . 81

3.14 Layout di balun connessi "back-to-back" con simmetria a specchio (o bilanciata) e con simmetria diagonale (o sbilanciata). 82
3.15 Perdita di ritorno per due balun connessi nella modalità back-to-back. . 82
3.16 Perdita in trasmissione per due balun connessi nella modalità back-to-back. 83
3.17 Layout del balun a elementi concentrati realizzato su substrato FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $tan\delta = 0.02$). 84
3.18 Modulo della corrente delle due linee in uscita del balun con C variabile (simulazione). 84
3.19 Fase della corrente delle due linee in uscita del balun con C variabile (simulazione). 85
3.20 Modulo della corrente delle due linee in uscita del balun con L variabile (simulazione). 85
3.21 Fase della corrente delle due linee in uscita del balun con L variabile (simulazione). 85
3.22 Perdita di ritorno balun "back-to-back" con simmetria diagonale (simulazione). 86
3.23 Perdita in trasmissione balun "back-to-back" con simmetria diagonale (simulazione). 86
3.24 Prototipo del balun concentrato con linee in uscita separate per permettere l'alloggiamento dei connettori SMA. 87
3.25 Per effettuare la misura viene connesso un carico a banda larga da 50 Ω ad un'uscita, in questa maniera sono necessarie due misure. 87
3.26 Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$ e $|S_{31}|$ di balun reali. 88
3.27 Fase dei parametri di Scattering S_{21} e S_{31} di balun reali. 88
3.28 Prototipo della cascata di due balun concentrati "back-to-back" con simmetria diagonale. 88
3.29 Perdita di ritorno per il balun concentrato "back-to-back" reale. 89
3.30 Perdita di trasmissione per il balun concentrato "back-to-back" reale. . 89
3.31 Schema a blocchi della transizione CPW-CPS per la rete di alimentazione del balun distribuito. 91
3.32 Linea di trasmissione Coplanar Waveguide (CPW) vista in sezione. . . 91
3.33 Layout della transizione da CPW a CPS. 92
3.34 Modulo della corrente nelle linee in uscita della CPS nel balun distribuito con bond-wire. 94
3.35 Fase della corrente nelle linee in uscita della CPS nel balun distribuito con bond-wire. 95
3.36 Perdita di ritorno e in trasmissione per il balun distribuito con bond-wire. 95
3.37 Layout del balun distribuito con via-hole connessi a un piano di riferimento per mantenere lo stesso potenziale. 96
3.38 Modulo delle correnti delle due linee in uscita di un balun distribuito con via-hole (simulazione). 96
3.39 Fase delle correnti delle due linee in uscita di un balun distribuito con via-hole (simulazione). 97
3.40 Perdita di ritorno di un balun distribuito con via-hole in configurazione back-to-back con simmetria diagonale (simulazione). 97
3.41 Perdita in trasmissione di un balun distribuito con via-hole in configurazione back-to-back con simmetria diagonale (simulazione). 98
3.42 Prototipo realizzato di balun distribuito. 98
3.43 Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$ e $|S_{31}|$ per il balun distribuito reale. 99

3.44 Fase dei parametri di Scattering S_{21} e S_{31} per il balun distribuito reale. 99
3.45 Prototipo di balun distribuito back-to-back. 100
3.46 Parametri di Scattering $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ per il balun distribuito back-to-back reale. 100

4.1 Layout dell'antenna a spira con balun concentrato impiegato nella simulazione e prototipo realizzato. 102
4.2 Perdita di ritorno al variare della distanza tra gli stub presenti nel T-match. 102
4.3 Parametri di Scattering S_{11} al variare della distanza del piano di massa dall'antenna a spira con $a = 9.5\ cm$. 103
4.4 Layout dell'antenna a spira con balun distribuito impiegato nella simulazione e prototipo realizzato. 104
4.5 Perdita di ritorno S_{11} per un'antenna a spira con balun distribuito. . . 104
4.6 Layout del sistema d'antenna riconfigurabile utilizzato per i test. 105
4.7 $|H_z|$ relativo all'antenna riconfigurabile quando le antenne vengano accese singolarmente e in sequenza. 106
4.8 Parametri di Scattering S_{11} per 4 antenne a spira identiche. 107
4.9 Parametri di Scattering S_{11} per 4 antenne a spira con capacità di risonanza differenti. 107
4.10 Layout del sistema d'antenna riconfigurabile previsto in future implementazioni. 108
4.11 Antenna Brickyard™ Near-Field Impinj® utilizzata come paragone per i test e Reader a 4 porte ALR-9900 Alien Technology®. 109
4.12 Setup dell'array di loop con distanza variabile D e tag near-field utilizzato nelle prove. 111
4.13 Setup di misura per il test con 25 tag impilati. 112

Elenco delle tabelle

1 Suddivisione delle bande per RFId [1]. xv

2.1 Riepilogo delle antenne a spira segmentate analizzate al simulatore . . . 31
2.2 Parametri geometrici dell'antenna a spira con T-match 55

3.1 Parametri di progetto di una microstriscia su FR4 con impedenza caratteristica di 50 Ω. 74
3.2 Parametri di progetto di una linea di trasmissione CPS 75
3.3 Parametri di progetto delle linee di trasmissione CPW. 91

4.1 Velocità di lettura di un singolo di tag da parte di antenne "piccole" rispetto a una spira "grande". 110
4.2 Efficienza di lettura di una loop grande e dell'array di loop piccole con distanza tra le loop variabile. 111
4.3 Efficienza di lettura di una loop grande e dell'array di loop piccole con distanza tra le loop variabile (D). 111

Introduzione

La tecnologia RFId

RFId è l'acronimo di Radio Frequency Identification ed è un termine generico usato per descrivere un sistema che trasmette l'identità di un oggetto o di una persona (mediante un numero seriale univoco) utilizzando le onde radio. E' una tecnologia per l'identificazione e/o memorizzazione dei dati relativi a oggetti, animali o persone. La particolarità di questa tecnologia risiede nel fatto che un lettore (reader) è in grado di comunicare con delle etichette (tag), leggerne i suoi contenuti e trasmetterli ad un computer senza alcun intervento umano (vedi Figura 1).

Un sistema RFId è dunque costituito da tre elementi: un apparecchio di lettura/scrittura (lettore), uno o più etichette RFId (tag o trasponder) e un sistema informativo di gestione e trasferimento dei dati da e verso i lettori.

L'etichetta può essere attiva, passiva o semi-attiva. Un'etichetta attiva necessita di una batteria di alimentazione, di una o più antenne per inviare il segnale di lettura e ricevere le risposte. In generale un'etichetta attiva copre distanze operative maggiori dei tag passivi. Un'etichetta passiva contiene un microchip privo di alimentazione, possiede un'antenna posta su un materiale che fa da supporto fisico. Un lettore nelle vicinanze che emette un segnale a radiofrequenza è in grado di attivare il microchip tramite il principio dell'induzione elettromagnetica, fornendogli l'energia necessaria all'attivazione e permettendo la trasmissione dei dati in esso contenuti verso l'apparato che li riceve. L'etichetta semi-passiva, infine, ha una fonte di alimentazione indipendente dal reader ma trasmette solo se interrogata.

Esistono numerosi tipi di tag RFID, normati da standard e che operano in un intervallo di frequenze ben definito: 125/134 kHz (LF Low Frequencies), 13.56 MHz (HF High Frequencies), 433 MHz (UHF Ultra High Frequencies bassa, utilizzata per i tag attivi in Europa), 860-960 MHz (UHF media), 2.4 GHz (UHF alta), 5.8 GHz (SHF Super High Frequencies solo per tag attivi), $>$ 5.8 GHz (UWB Ultra Wide Band 3.1 GHz- 10.6 GHz).

Applicazioni

L'interesse nei confronti di questa tecnologia è notevole e viene utilizzata nei settori più disparati, come per esempio nella tracciabilità di animali domestici e di allevamento, nell' apertura di serrature e per il controllo degli accessi, nei borsellini elettronici, nelle carte bancarie, nei titoli di viaggio elettronici, nei distributori di prodotti automatici, nella logistica per le aziende, nella tecnologia "Telepass", nei passaporti, nelle carte di credito, per la logistica nei magazzini per l'identificazione di scatole e pallet, per il controllo presenze e accessi, per l'antitaccheggio e molte altre ancora.

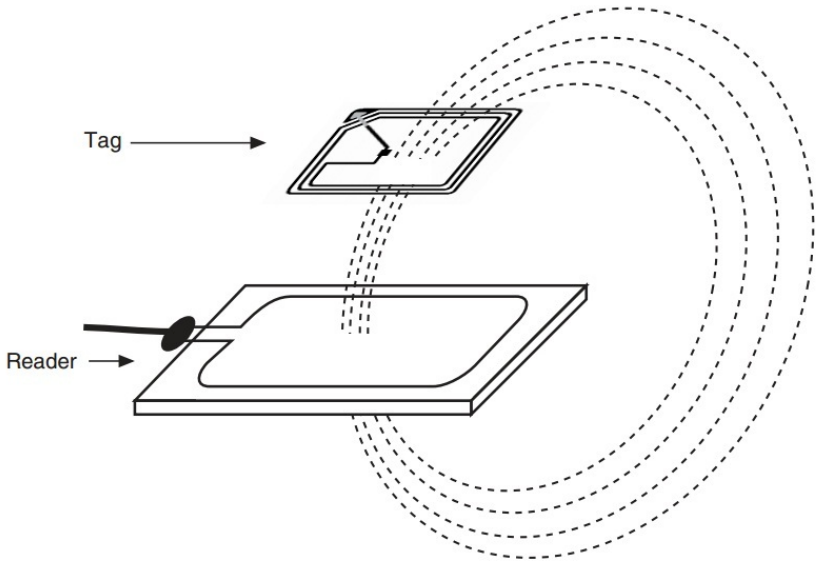


Figura 1: Principio di funzionamento della tecnologia RFId.

Recenti sviluppi

Dopo la liberalizzazione delle frequenze comprese fra 865 e 868 MHz per le applicazioni RFId ad uso civile, ci fu una svolta per il mondo dell'identificazione automatica a radiofrequenza e in numerose applicazioni si è ricorsi all'occupazione di questa banda per privilegiare l'impiego di antenne meno ingombranti rispetto a quelle che operano nella banda HF, più semplici da progettare (si tratta di antenne "single layer") e quindi meno costose. Anche le etichette RFId per UHF beneficiano di questo "scaling" derivato dalla tecnologia e possono quindi essere applicate anche su oggetti molto piccoli. Il vantaggio del passaggio a questa tecnologia è che il progetto e la fabbricazione (manufacturing) dei tag è più semplice ed economico per grandi volumi di produzione, mentre nella banda HF i tag presentano un design sofisticato ("meandering") per poter alloggiare più spire su uno stesso tag e aumentare così l'accoppiamento magnetico. Uno degli ostacoli alla diffusione della tecnologia HF è il costo non indifferente dei tag, dovuto alle dimensioni e alle difficoltà di progettazione. Questo cambiamento ha portato un rapido sviluppo della tecnologia con la possibilità di estensione a tutti i campi in cui sia necessario tenere traccia di oggetti senza l'intervento di un operatore umano.

Obiettivo e descrizione del progetto

L'obiettivo di tesi è lo studio e la progettazione di un'antenna riconfigurabile per RFId, operante nella regione di "campo-vicino" di un'antenna trasmittente nella banda UHF (865-868 MHz) per il riconoscimento di oggetti in prossimità dell'antenna che potrà essere utilizzata per il tracciamento di medicinali nell'industria farmaceutica, di oggetti preziosi per l'industria della gioielliera o nei tavoli da gioco per il riconoscimento di carte e fiches. Per quanto riguarda la tecnologia RFId è l'applicazione che determina e definisce la banda di frequenze utilizzata, il tipo di accoppiamento elettromagnetico più adatto tra lettore ed etichette e la regione di campo nella quale dovrà operare il sistema di antenne.

Esistono un gran numero di variabili in gioco nella scelta tecnologica quando si deve implementare un sistema RFId ed è dunque fondamentale ottimizzare la scelta di tali variabili al fine di rendere il sistema efficiente e robusto. Si possono fare considerazioni

Banda	Distanza	Velocità dati	Costo tag (nel 2006)
120–150 kHz (LF)	10 cm	Bassa	1$
13.56 MHz (HF)	1 m	Da bassa a moderata	0.50$
433 MHz (UHF)	1–100 m	Moderata	5$
865-868 MHz (Eu) 902-928 MHz (USA) UHF	1–2 m	Da moderata ad alta	0.15 $
2450-5800 MHz (microonde)	1–2 m	Alta	25$
3.1–10 GHz (microonde)	Fino a 200m	Alta	5$

Tabella 1: Suddivisione delle bande per RFId [1].

preliminari su quelle che sono le finalità di un progetto, lo scenario fisico di utilizzo, il grado di sicurezza richiesto e un'attenta analisi dei costi/benefici dell' investimento. Avere chiari gli obiettivi è determinante per poter selezionare la tecnologia più adatta ai propri scopi. Non esistono, infatti, tecnologie migliori o peggiori, ma solo tecnologie adatte o inadatte. Recentemente la tecnologia RFId UHF in campo vicino ha ricevuto grande attenzione a causa delle opportunità vantaggiose in applicazioni di riconoscimento di oggetti come ad esempio il rintracciamento di oggetti di valore, nella logistica farmaceutica, nei trasporti, nei prodotti medicali e nelle applicazioni di bio sensing.

Il mercato ha spinto la diffusione della tecnologia RFId UHF per l'economicità di produzione dei tag, in quanto i nuovi processi di stampa delle antenne semplificano l'applicazione dell'antenna al microchip RFId (vedi Tabella 1). Fintanto che il volume di produzione di tag aumenta, i costi di produzione e quindi i costi per l'utente continueranno a scendere. Rimane però da precisare che paragonare tag che lavorano a diverse bande di frequenza risulta sensato se si ragiona a parità di memoria del chip, in quanto al giorno d'oggi è vero che i tag UHF costano meno, ma mediamente dispongono di una capacità di memoria inferiore rispetto ai tag HF.

Dal punto di vista elettromagnetico, invece, uno dei vantaggi principali risiede nel fatto che antenne con geometrie più semplici favoriscono una minor schermatura magnetica e possono rendere più visibili al reader tag impilati, in quanto i tag non proiettano un'ombra di campo a radiofrequenze sui tag adiacenti, a differenza dei tag HF. Questi ultimi, infatti, essendo formati da spire metalliche molto dense possono magneticamente schermare i tag adiacenti, bloccando la loro visibilità al reader (si parla di "tag shadowing" o "masking"). Il problema del "tag masking" è sensibilmente meno sentito per i tag UHF, la riduzione del "tag masking" è sinonimo di transazioni più semplici che richiedono un minor intervento da parte di un operatore.

La tecnologia UHF in campo vicino rappresenta un buon compromesso tra le tecnologie esistenti. Applicazioni di prossimità prevedono che il fascio di indagine prodotto dall'antenna lettore sia concentrato e confinato per evitare la lettura di tag non appartenenti al sistema d'antenne a cui si fa riferimento. Perciò a causa delle distanze che entrano in gioco, in relazione alla lunghezza d'onda, risulta più efficiente operare nella regione di campo chiamata "regione di campo vicino".

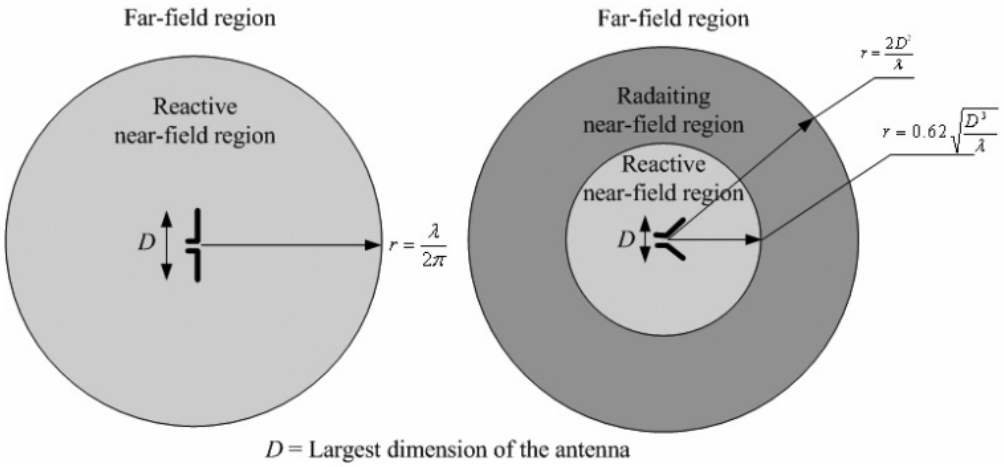


Figura 2: Regioni di campo elettromagnetico rispettivamente per un'antenna elettricamente piccola ed elettricamente grande.

Regioni di campo elettromagnetico

Riassumiamo ora brevemente le regioni di campo adiacenti un'antenna in trasmissione. La radiazione elettromagnetica non assume un comportamento omogeneo in tutto lo spazio, che può essere suddiviso in due regioni principali: la zona di campo lontano e la zona di campo vicino. Nonostante non esistano variazioni brusche nelle configurazioni del campo tra i confini delle due regioni, esistono delle differenze tra queste. La zona di campo vicino può essere ulteriormente suddivisa in due sezioni denominate regione di campo vicino reattivo e regione di campo vicino radiativo. La figura 2 mostra le regioni di campo rispettivamente per un'antenna elettricamente "piccola" e una elettricamente "grande".

La *regione di campo vicino reattivo* è lo spazio immediatamente circostante che racchiude l'antenna . Nella regione di campo vicino reattivo, l'energia è immagazzinata nel campo elettrico e magnetico che non vengono irradiati. L'energia viene scambiata tra la sorgente di segnale e i campi. Nella regione di campo vicino, la distribuzione angolare di campo varia in funzione della distanza dalla sorgente, inoltre i campi E ed H non sono perpendicolari, le relazioni di fase tra i campi sono fortemente variabili da punto a punto, il rapporto tra l'intensità di campo elettrico e il campo magnetico quasi-statico non è più pari a 377 Ω, il campo decade come $1/r^3$.

La componente di energia reattiva prevale su quella attiva e in vicinanza dalla sorgente si ha che sia il modulo del campo elettrico $|E|$ o il modulo del campo magnetico $|H|$ possono essere la componente dominante di energia. Per un dipolo elettrico, dominano le componenti di campo elettrico, per un dipolo magnetico, o spira di corrente, dominano le componenti di campo magnetico. In sintesi quando $|E| > \eta$ H significa che la sorgente è di tipo elettrico (dipolo elementare), mentre quando $|E| < \eta$ H significa che la sorgente è di tipo magnetico (spira elementare).

Per antenne elettricamente piccole, dove la dimensione massima dell'antenna è piccola se confrontata alla lunghezza d'onda λ, il confine di campo vicino radiativo è dato da:

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} \tag{1}$$

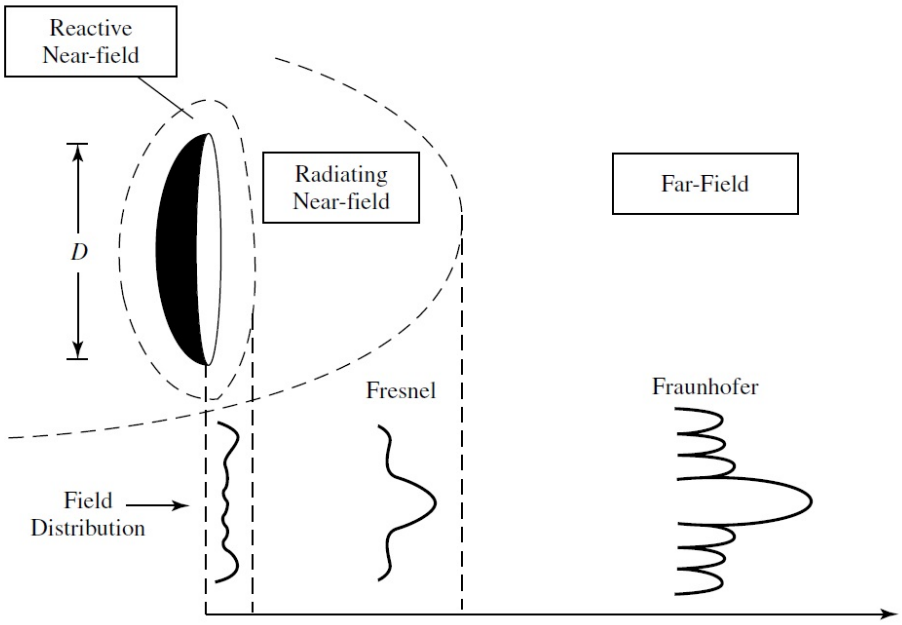


Figura 3: Tipiche variazioni nel pattern di ampiezza dell'antenna dal campo vicino reattivo al campo lontano [2].

Per antenne elettricamente grandi, il limite è dato da:

$$r = 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \tag{2}$$

dove D è la dimensione più grande dell'antenna.

Nella *regione di campo vicino radiativo*, la distribuzione angolare di campo dipende dalla distanza dall'antenna. L'energia viene irradiata così come scambiata tra la sorgente e la regione reattiva di campo vicino. In questa regione, il pattern di ampiezza dell'antenna inizia ad essere omogeneo e a formare lobi (vedi figura 3). Se l'antenna è elettricamente piccola, questa regione di campo può non esistere. Per antenne elettricamente grandi, il confine della regione è dato da:

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < r < \frac{2D^2}{\lambda} \tag{3}$$

Nella regione di campo vicino, le componenti hanno dipendenza angolare e radiale differente e il fronte d'onda non risulta perfettamente formato.

Nella *regione di campo lontano*, il campo elettrico e magnetico si propagano verso l'esterno come un'onda piana e sono perpendicolari l'uno all'altro e alla direzione di propagazione. La distribuzione di campo angolare non dipende più dalla distanza dall'antenna e i campi sono unicamente relazionati tra loro attraverso l'impedenza di spazio libero (377 Ω) e l'ampiezza del campo elettromagnetico decade come $1/r$. Il pattern di ampiezza in questa regione è perfettamente formato e di solito è costituito da lobi principali e secondari. Se l'antenna ha una dimensione massima D, il limite inferiore della regione di campo lontano è dato da $r = (2D^2)/\lambda$.

Tipo di accoppiamento

Anche il tipo di accoppiamento tra reader e tag viene scelto ad hoc per l'applicazione. Nella banda UHF per RFId l'interazione tra reader e tag può essere di tipo magnetico

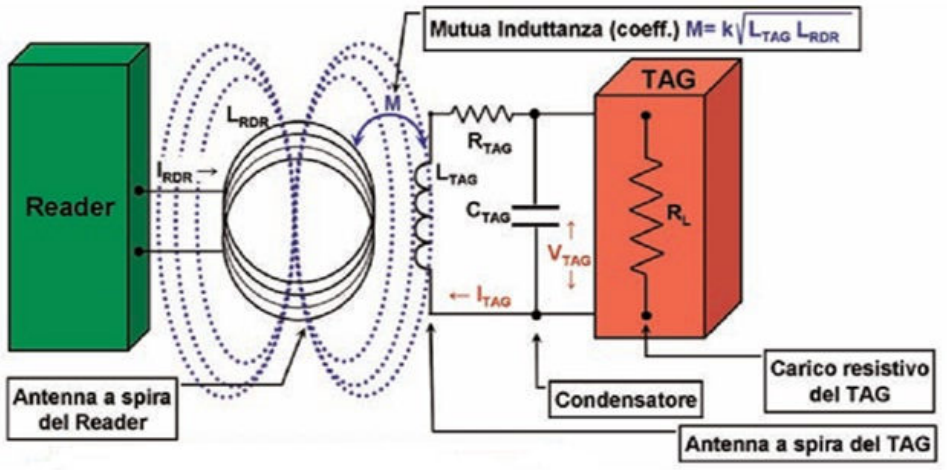


Figura 4: Accoppiamento magnetico in campo vicino [3].

(induttiva) o elettrica (capacitiva), tuttavia l'energia associata a sistemi accoppiati magneticamente è principalmente immagazzinata nel campo magnetico. La necessità di operare in un ambiente che non sia influenzato da materiali circostanti, liquidi che assorbono le onde a radiofrequenza o da metalli che invece la riflettono suggerisce un accoppiamento di tipo magnetico in quanto può essere influenzato solamente da oggetti con elevata permeabilità magnetica che non sono comuni nella vita di tutti i giorni. Questa è la ragione per cui l'accoppiamento magnetico può essere utile in presenza di metalli o liquidi circostanti (vedi Figura 4).

In campo vicino reader e tag posti a stretta vicinanza formano un sistema simile ad un trasformatore di tensione. A differenza dal campo lontano, qui non vi è onda riflessa dal tag, una volta che il suo chip è stato attivato; reader e tag comunicano grazie a uno scambio di energia che coinvolge le induttanze dei due dispositivi. L'accoppiamento magnetico tra reader e tag consente sia il trasferimento di energia verso il tag sia lo scambio bidirezionale dei dati. Essendo il campo magnetico un campo vettoriale, caratterizzato da intensità, fase e verso, l'accoppiamento lettore-tag è dipendente dall'orientamento di quest'ultimo. Per ottenere l'accoppiamento massimo l'antenna del tag deve essere posizionata in modo tale da tagliare perpendicolarmente le linee di flusso del campo magnetico del lettore. In sintesi, tag molto vicini ma non allineati non captano sufficiente energia per attivarsi.

L'obiettivo di un'antenna RFId UHF near-field è quello di generare un campo magnetico intenso e uniforme in una opportuna zona di interrogazione per permettere la lettura delle etichette. Le antenne a spira, o a loop, sono le migliori candidate per svolgere tale funzione.

Per chi fosse già avvezzo con la trattazione teorica relativa alle antenne a spira si consiglia di proseguire con la lettura del Capitolo II dove si tratta nello specifico il progetto di antenne per RFId dove l'antenna a spira costituisce l'elemento principale.

Capitolo 1

L'antenna a spira

L'obiettivo di questo capitolo è la comprensione del fenomeno della generazione di un campo magnetico da conduttori percorsi da corrente. Si utilizzeranno le leggi di Ampere e di Biot-Savart per un filo infinitamente esteso e per una spira. Successivamente si analizzeranno le proprietà della spira intesa sia come antenna in trasmissione che in ricezione.

1.1 Campo magnetico generato da fili e spire percorsi da corrente

Prima di intraprendere lo studio di una loop come sistema d'antenna è interessante richiamare alcuni concetti di elettromagnetismo, in particolare per quanto riguarda il campo magnetico generato da fili percorsi da corrente. E' possibile, infatti, considerare una loop antenna di forma generica come la composizione di tanti segmenti percorsi da corrente. Questo è utile per comprendere come si dispongono le linee di campo magnetico e come sono orientate. In seguito tutto ciò sarà di aiuto per poter realizzare un sistema d'antenna riconfigurabile, in grado di riconoscere tag indipendentemente dalla loro orientazione rispetto al lettore. Verranno inoltre discussi i meccanismi di accoppiamento induttivo che si devono instaurare tra reader e tag al fine di privilegiarne la comunicazione.

Si nota che quando un filo è percorso da corrente, alcuni magneti disposti attorno al filo si dispongono con la stessa orientazione delle linee di campo magnetico da esso prodotte (vedi Figura 1.1). Le linee di campo magnetico formano cerchi concentrici attorno al filo (il campo magnetico è solenoidale). La direzione del campo magnetico è perpendicolare al filo e segue la "regola della mano destra"(vedi Figura 1.2).

Il campo magnetico di un filo diritto infinitamente lungo può essere valutato applicando la legge di Ampere che afferma che l'integrale di linea di $\vec{B} \cdot \vec{dl}$ lungo un qualsiasi percorso chiuso è uguale a $\mu_0 I$, con I corrente continua totale concatenata al percorso chiuso:

$$\oint \vec{B} \cdot \vec{dl} = \mu_0 I \tag{1.1}$$

Per un percorso circolare centrato sul filo, il campo magnetico è ovunque parallelo al percorso. L'integrale diventa:

$$\oint \vec{B} \cdot \vec{dl} = B 2\pi r \tag{1.2}$$

e di conseguenza:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \tag{1.3}$$

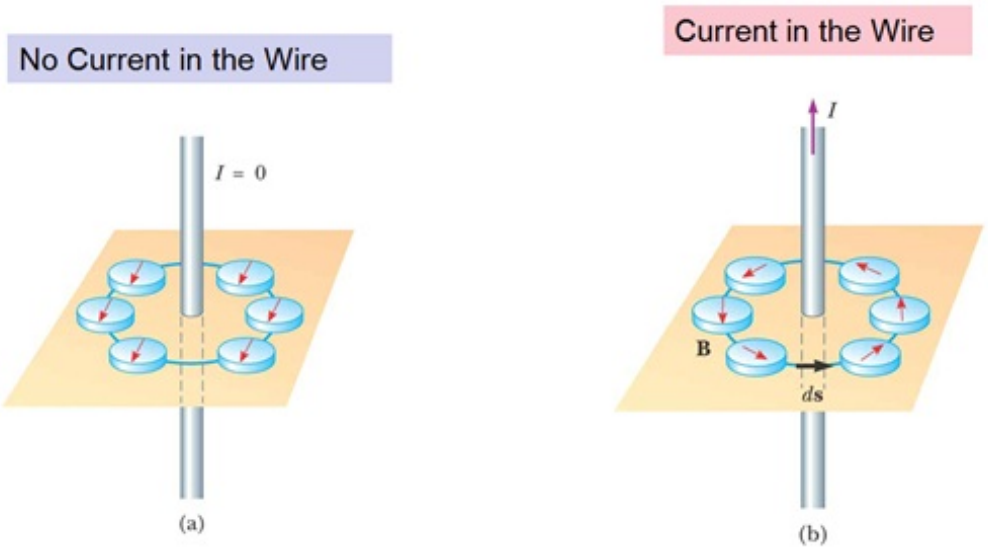


Figura 1.1: Orientazione dei magneti in assenza e presenza di corrente nel filo.

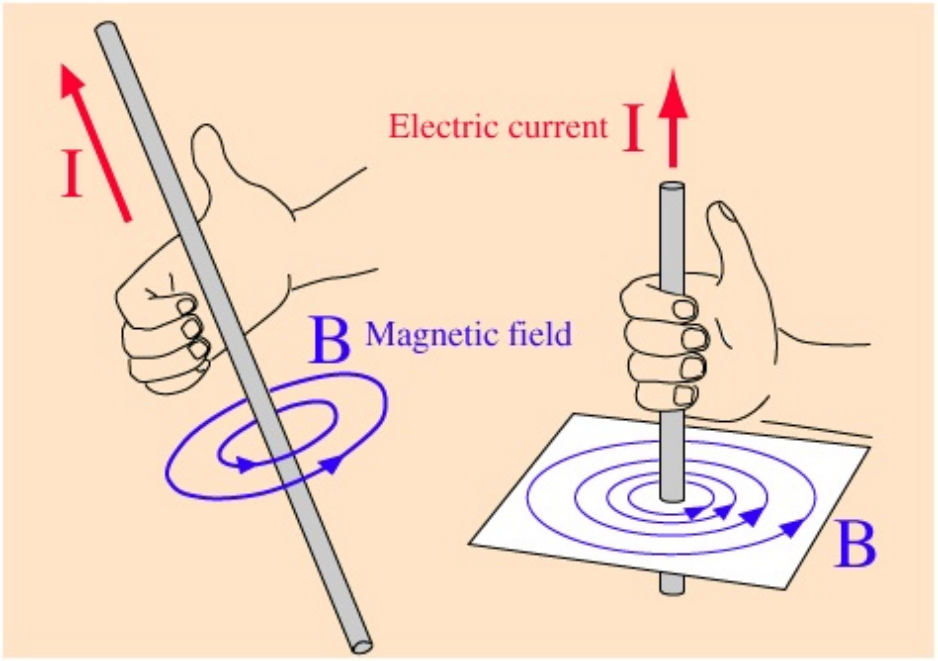


Figura 1.2: Regola della mano destra.

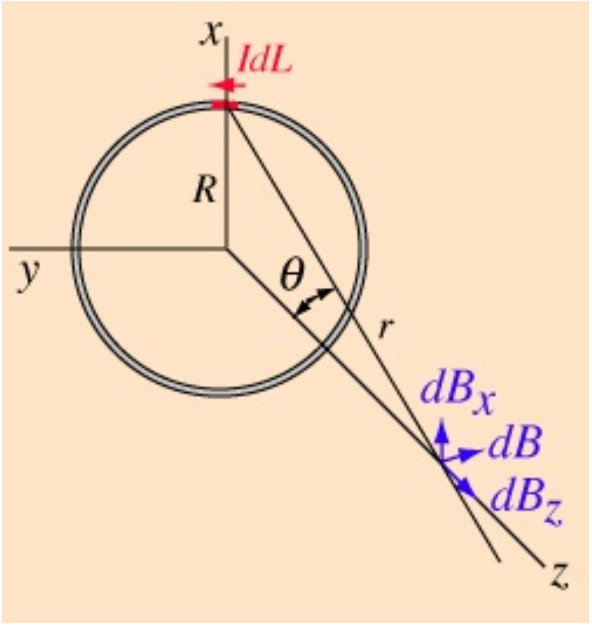


Figura 1.3: Geometria per il calcolo di B in una spira di corrente.

Risulta comodo applicare la legge di Ampere quando il problema possiede una elevata simmetria, in modo da poter valutare l'integrale su un cammino semplice.

E' possibile, tuttavia, ricorrere anche alla legge di Biot-Savart che mette in relazione i campi magnetici alle correnti che rappresentano le loro sorgenti. Per trovare il campo magnetico risultante da una distribuzione di corrente è necessario ricorrere al prodotto vettoriale e si arriva ad un problema di calcolo quando la distanza dalla corrente al punto in cui si vuole valutare il campo sta continuamente cambiando. Il campo magnetico di un elemento infinitesimo di corrente si esprime come:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{(d\vec{L} \wedge \vec{r})}{r^3} \tag{1.4}$$

dove $d\vec{L}$ è la lunghezza infinitesima di conduttore che trasporta una corrente elettrica I, $\vec{r}$ è il vettore che specifica la direzione e la distanza dalla corrente al punto in cui si valuta il campo magnetico. La legge di Biot-Savart è un caso particolare della legge di Ampere, infatti essa viene utilizzata di solito per calcolare il campo magnetico prodotto da un filo rettilineo percorso da corrente, mentre la legge di Ampere si può utilizzare per qualsiasi configurazione del circuito magnetico.

Valutiamo ora il campo magnetico prodotto da una spira di corrente con la legge di Biot-Savart. In questo caso la legge di Biot-Savart è la più appropriata in quanto ogni punto sull'asse è unico, perchè il campo magnetico varia la sua intensità mano a mano che ci si allontana dal centro della spira. Si conclude pertanto che non vi è un modo semplice per applicare la legge di Ampere. La forma del campo magnetico da un elemento di corrente nella legge di Biot-Savart diventa:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{(d\vec{L} \wedge \vec{r})}{r^3} = \frac{\mu_0 I dL sin(\theta)}{4\pi R^2} \tag{1.5}$$

valutando il campo al centro della spira si ha che $\theta = 90$ per tutti i punti lungo il percorso e la distanza dal punto in cui si valuta il campo è costante. L'integrale diventa:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi R^2} \oint dL = \frac{\mu_0 I}{4\pi R^2} (2\pi R) = \frac{\mu_0 I}{2R} \tag{1.6}$$

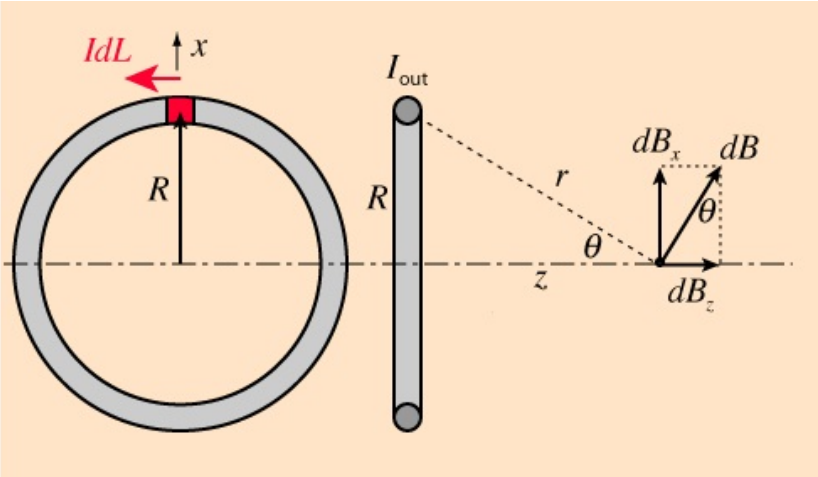


Figura 1.4: Geometria per il calcolo di B sull'asse della spira.

In questo caso la simmetria è tale che i contribuiti dei campi di tutti gli elementi di corrente attorno alla circonferenza si sommano direttamente al centro. L'integrale di linea della lunghezza è quindi la circonferenza del cerchio.

Ora applichiamo la legge di Biot-Savart sull'asse della spira, è necessario ora integrare le componenti z (vedi Figura 1.3 e Figura 1.4). Partendo da:

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi}\frac{IdL}{r^2}; r^2 = z^2 + R^2 \tag{1.7}$$

Sostituendo $dB_z = dBsin(\theta)$ e $sin(\theta) = \frac{R}{\sqrt{z^2+R^2}}$ si ottiene:

$$dB_z = \frac{\mu_0 IdL}{4\pi}\frac{R}{\sqrt{(z^2+R^2)^3}} \tag{1.8}$$

Nella figura 1.3 si nota che l'elemento di campo denominato dB_x ruota attorno a se stesso mano a mano che si procede attorno alla spira e per simmetria contribuisce a un campo netto nullo per la spira. Il campo in quel punto è diretto lungo la direzione z, sull'asse della spira. La simmetria sta nel fatto che tutti gli elementi nell'equazione sono costanti eccetto l'elemento di distanza dL, che quando viene integrato si ottiene la circonferenza del cerchio. Il campo magnetico è quindi:

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi}\frac{2\pi R^2 I}{\sqrt{(z^2+R^2)^3}} \tag{1.9}$$

Si nota anche che la forma complessiva del campo magnetico di una loop circolare è simile al campo magnetico prodotto da una barretta magnetica (vedi Figura 1.5).

Da questi richiami di elettromagnetismo si capisce che quando il punto di misura viene allontanato sull'asse della spira, il campo magnetico decresce. Per una spira con raggio fissato, l'intensità di campo magnetico rimane pressochè costante fino a una certa distanza dalla spira e poi decade rapidamente (vedi Figura 1.6). Nella regione di campo vicino, il campo H decade con pendenza di 60dB/dec, mentre in campo lontano con pendenza di 20 dB/dec (vedi Figura 1.7).

E' possibile ed è interessante calcolare il campo magnetico di una spira quadrata utilizzando la legge di Biot-Savart (vedi Figura 1.8) [5]. La spira in questione ha il lato di lunghezza L, è centrata sull'origine del piano xy. Dalla legge di Biot-Savart possiamo scrivere che:

$$\vec{H}(\vec{r'}) = \oint_L \frac{I\hat{dl} \times (\vec{r} - \vec{r'})}{4\pi||\vec{r} - \vec{r'}||^3} \tag{1.10}$$

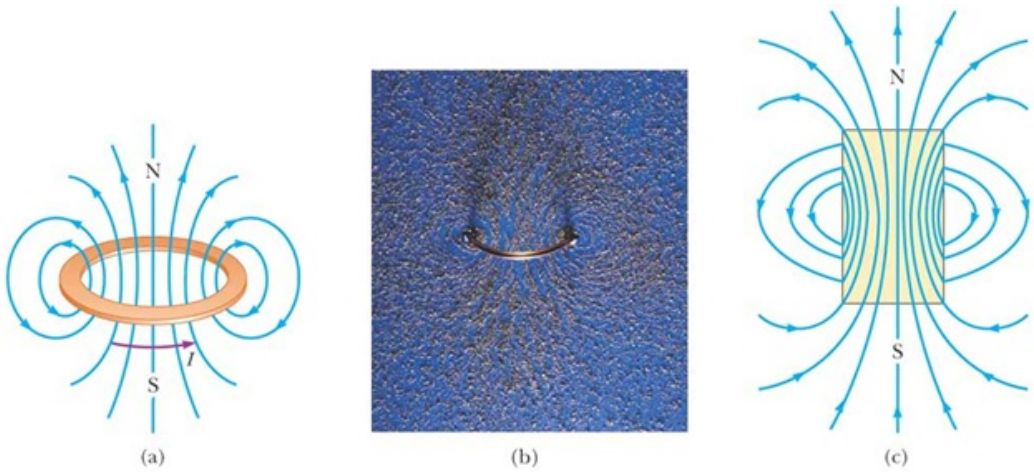


Figura 1.5: Somiglianza tra spira di corrente e barretta magnetica.

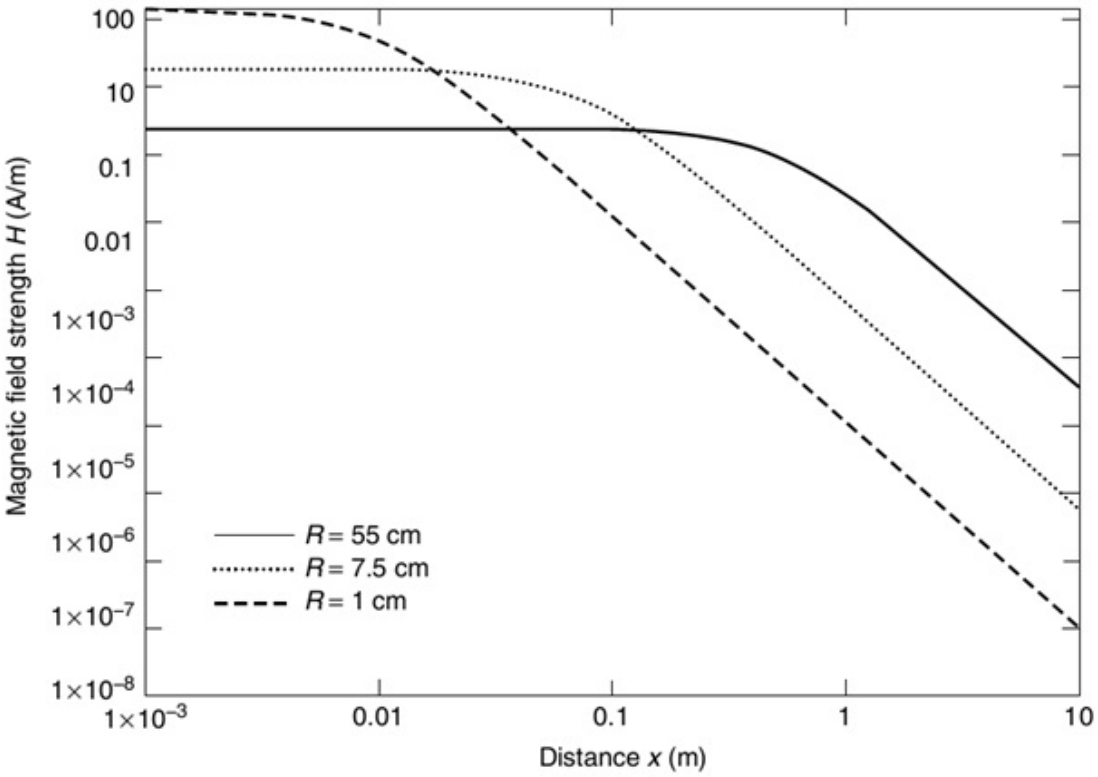


Figura 1.6: Campo magnetico H in dipendenza della distanza dall'asse [4].

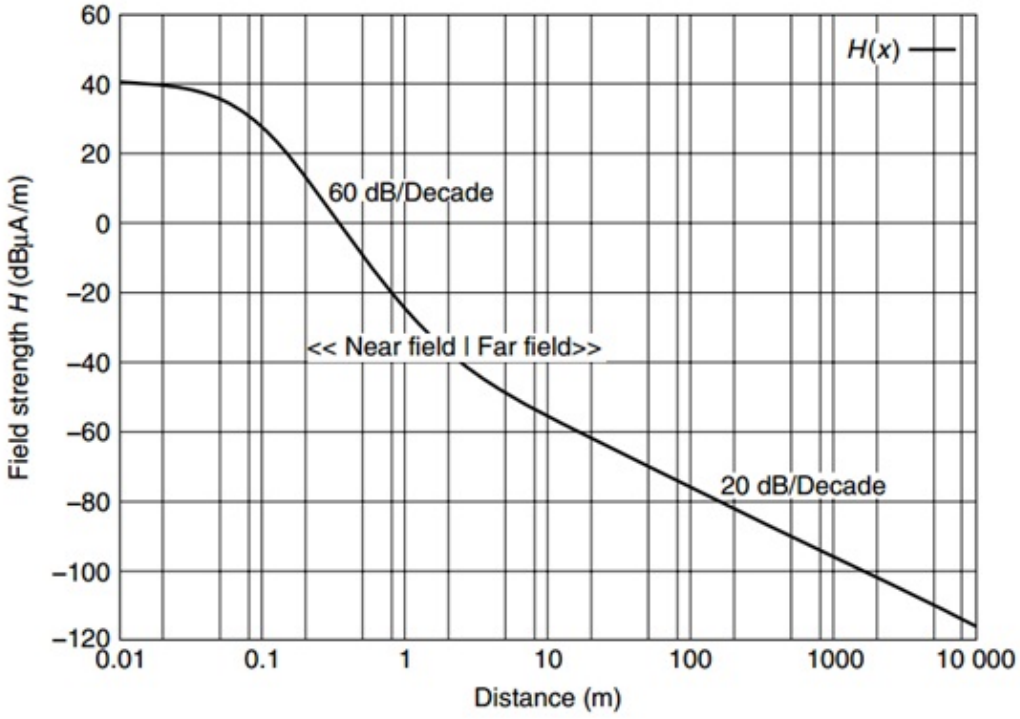


Figura 1.7: Campo magnetico H nella transizione da campo vicino a campo lontano (frequenza di 13.56 MHz) [4].

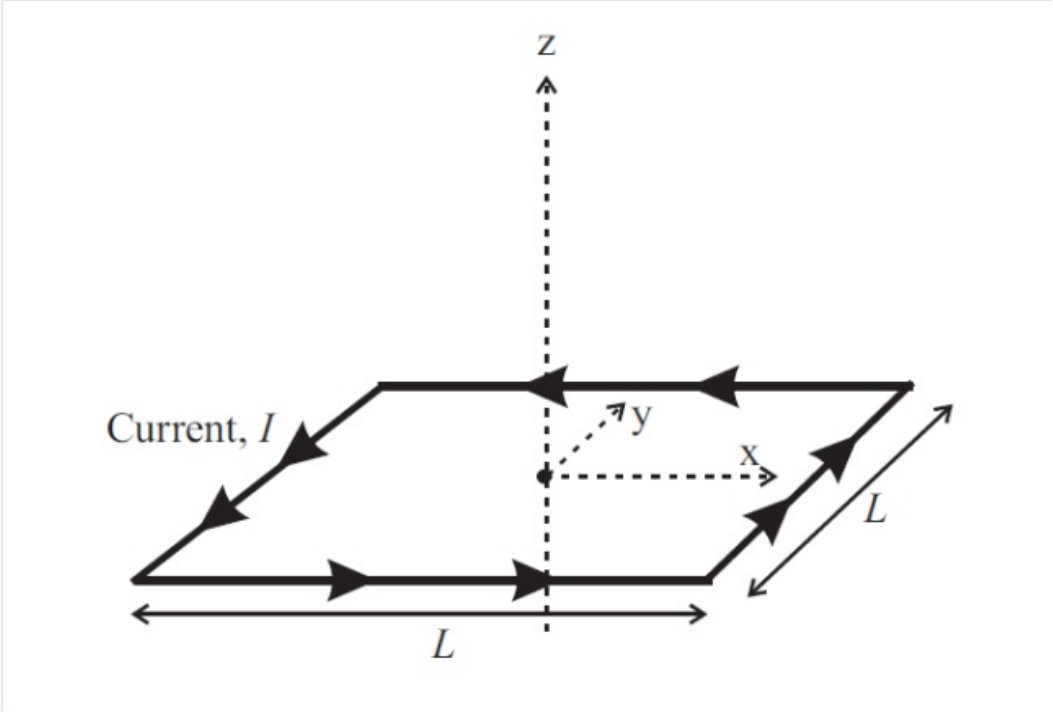


Figura 1.8: Geometria di una spira quadrata per il calcolo del campo magnetico prodotto [5].

dove $\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$ è il punto di osservazione, $\vec{r'} = x'\hat{x} + y'\hat{y} + z'\hat{z}$ rappresenta la variabile di integrazione e I la corrente in Ampere. L'integrale viene valutato lungo un percorso chiuso della corrente. Prendiamo un elemento differenziale di integrazione: l'elemento infinitesimo di spira in direzione x viene dichiarato con $\hat{dl} = dx'\hat{x}$ e quello in direzione y con $\hat{dl} = dy'\hat{y}$. Questo problema consiste di 4 differenti segmenti di corrente che viaggiano in due direzioni diverse. Due viaggiano lungo x e due lungo y. Ora prendiamo gli estremi di integrazione:

$$\oint_L \frac{I\hat{dl} \times (\vec{r} - \vec{r'})}{4\pi||\vec{r} - \vec{r'}||^3} = \int_{-L/2}^{L/2} \frac{Idx'\hat{x} \times (z\hat{z} - x'\hat{x} + L/2\hat{y})}{4\pi||z\hat{z} - x'\hat{x} + L/2\hat{y}||^3} + \int_{-L/2}^{L/2} \frac{Idy'\hat{y} \times (z\hat{z} - L/2\hat{x} - y'\hat{y})}{4\pi||z\hat{z} - L/2\hat{x} - y'\hat{y}||^3} + \int_{L/2}^{-L/2} \frac{Idx'\hat{x} \times (z\hat{z} - x'\hat{x} - L/2\hat{y})}{4\pi||z\hat{z} - x'\hat{x} - L/2\hat{y}||^3} + \int_{L/2}^{-L/2} \frac{Idy'\hat{y} \times (z\hat{z} + L/2\hat{x} - y'\hat{y})}{4\pi||z\hat{z} + L/2\hat{x} - y'\hat{y}||^3} \tag{1.11}$$

Per questo problema, l'integrale è stato spezzato in 4 segmenti. Per l'osservazione lungo l'asse z applicheremo la simmetria degli argomenti. Se tutti e 4 i segmenti di corrente sono uguali, allora non ci dovrebbero essere componenti di x o y del campo lungo l'asse z. I due segmenti allineati lungo x producono campi magnetici uguali ed opposti nella direzione y, lo stesso vale per i segmenti allineati lungo y che producono campi nella direzione x. Tutti e quattro, tuttavia, contribuiranno equamente nella direzione z. Possiamo scrivere:

$$\vec{H}(0,0,z) = H_z(z)\hat{z} \qquad H_z(z) = 4\hat{z} \cdot \int_{-L/2}^{L/2} \frac{Idx'\hat{x} \times (z\hat{z} - x'\hat{x} + L/2\hat{y})}{4\pi||z\hat{z} - x'\hat{x} + L/2\hat{y}||^3} \tag{1.12}$$

Semplificando l'integrale:

$$H_z = \frac{IL}{2\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{dx'}{(z^2 + \frac{L^2}{4} + x'^2)^{3/2}} = \frac{IL}{2\pi(z^2 + \frac{L^2}{4})} \frac{x'}{\sqrt{z^2 + \frac{L^2}{4} + x'^2}}\Bigg|_{x'=-\frac{L}{2}}^{x'=\frac{L}{2}} = \frac{IL}{2\pi(z^2 + \frac{L^2}{4})} \frac{L}{\sqrt{z^2 + \frac{L^2}{2}}} \tag{1.13}$$

Dopo tutte le semplificazioni si ottiene che:

$$\vec{H} = (0,0,z) = \frac{I}{2\pi(\frac{z^2}{L^2} + \frac{1}{4})\sqrt{z^2 + \frac{L^2}{2}}}\hat{x} \tag{1.14}$$

L'equazione rappresenta un risultato chiave che spiega anche quanto sia limitato il range di lettura di una antenna induttiva per RFId. Per operazioni ravvicinate ($z \ll L$), il campo magnetico risulta indipendente da z:

$$\vec{H} = (0,0,z) \approx \frac{2\sqrt{2}I}{\pi L}\hat{z} \tag{1.15}$$

Quando siamo lontani dalla spira il campo magnetico decade rapidamente (per $z \gg L$):

$$\vec{H} = (0,0,z) \approx \frac{IL^2}{2\pi z^3}\hat{z} \tag{1.16}$$

Come già ricordato il campo magnetico e la mutua induttanza decadono come $1/z^3$. Per una spira rettangolare (di dimensioni a × b) riportiamo, senza però dimostrarla,

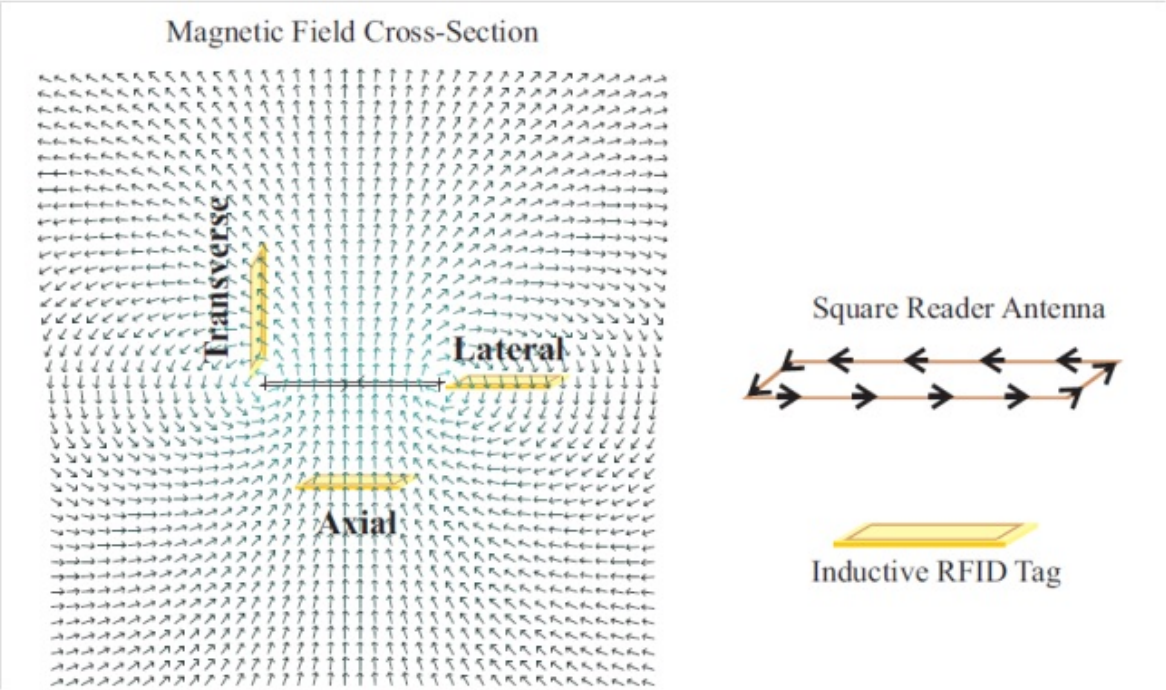


Figura 1.9: Orientazione delle linee di campo magnetico in una spira quadrata [5].

l'equazione dalla quale si può ricavare il campo magnetico lungo l'asse:

$$H = \frac{Iab}{4\pi\sqrt{(\frac{a}{2})^2 + (\frac{b}{2})^2 + x^2}} \left(\frac{1}{(\frac{a}{2})^2 + x^2} + \frac{1}{(\frac{b}{2})^2 + x^2} \right) \tag{1.17}$$

I calcoli confermano che l'aumento di intensità di campo si assesta in prossimità dell'antenna (x<R). L'antenna più piccola dimostra un'intensità di campo più elevata al centro dell'antenna, ma a grandi distanze (x>R) l'antenna più grande genera un'intensità di campo significativamente più alta. Più grande è la spira e inferiore sarà il campo al centro, perchè la corrente si trova a una distanza maggiore. E' molto importante tenere conto di questo effetto nel progetto di antenne per accoppiamento induttivo in sistemi RFId.

Per ogni range di lettura (distanza dal piano YZ) di un sistema RFID è possibile trovare il raggio R ottimale dell'antenna. In figura 1.10 si nota l'intensità di campo H di un'antenna in trasmissione data una distanza x costante e il raggio R dell'antenna variabile, dove I=1A e N=1. Derivando l'espressione relativa al campo magnetico in funzione del raggio, si trova che la derivata si annulla per $R = x\sqrt{2}$. In pratica il raggio ottimale della loop è circa il doppio dell'altezza di lettura. Tuttavia, una stima del range massimo di lettura prevede la conoscenza dell'intensità di campo di interrogazione H_{min}, cioè del campo magnetico minimo in grado di attivare il tag. Se il raggio dell'antenna è troppo grande, c'è il pericolo che l'intensità di campo H sia troppo limitata per alimentare il trasponder con energia sufficiente, anche a distanza $x = 0$.

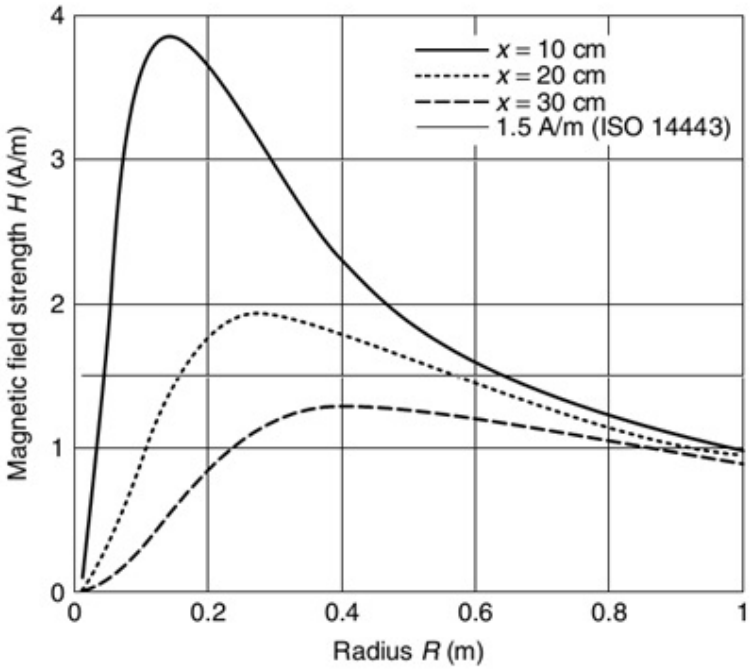


Figura 1.10: Andamento del campo magnetico al variare del raggio con distanza di osservazione fissata [4].

1.2 L'antenna a spira

Ora analizzeremo la loop antenna dal punto di vista dei campi che essa irradia e del circuito equivalente. L'antenna a loop è un semplice esempio di antenna economica e versatile che si può trovare in svariate forme geometriche come rettangolare, quadrata, triangolare, ellittica e circolare. Per la tecnologia RFId la loop antenna rappresenta l'elemento base, in quanto una spira elettricamente piccola è equivalente a un dipolo magnetico infinitesimo il cui asse è perpendicolare al piano della loop. In sostanza, i campi irradiati da una loop circolare o quadrata elettricamente piccola possiedono le stesse forme matematiche rispetto a un dipolo magnetico infinitesimo. In questo capitolo mostreremo le caratteristiche principali di una loop antenna come elemento base per la generazione di un campo magnetico uniforme.

Come primo approccio analizzeremo una loop circolare piccola, avente cioè una circonferenza minore a un decimo della lunghezza d'onda ($C < \lambda/10$); quelle elettricamente grandi invece hanno una circonferenza comparabile con la lunghezza d'onda ($C \approx \lambda$) Per convenienza geometrica nell'analizzare i campi, posizioniamo la loop antenna sul piano xy, a $z = 0$ come mostrato in figura 1.11. Si assume che il filo sia sottile e che la distribuzione di corrente spaziale sia:

$$I_\phi = I_0 \tag{1.18}$$

dove I_0 è una costante. Nonostante questo tipo di distribuzione di corrente sia accurato solo per una loop antenna con circonferenza molto piccola, l'espressione semplice rende la formulazione matematica poco complessa.

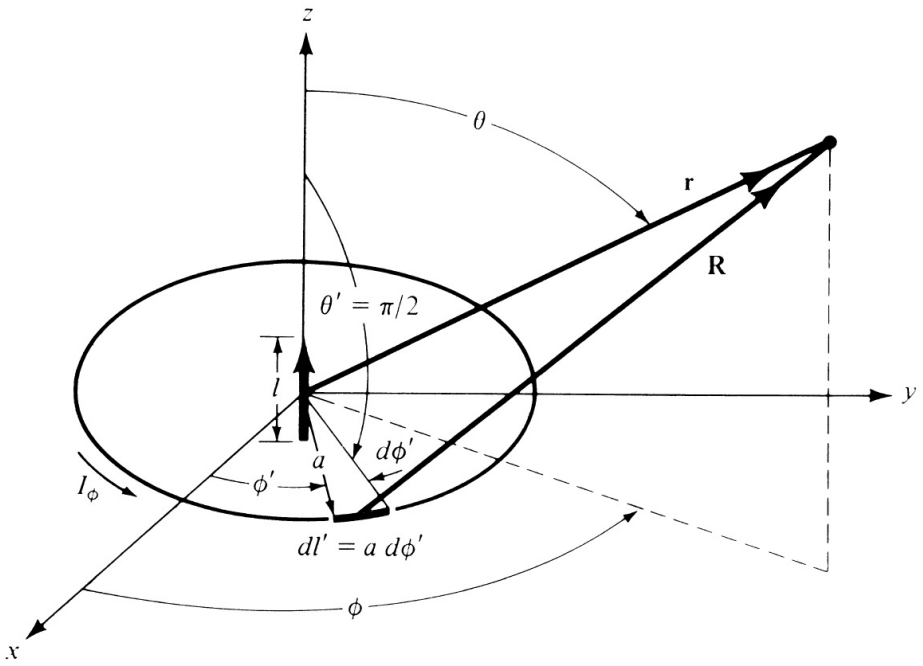


Figura 1.11: Geometria di una spira circolare [2].

1.2.1 Campi irradiati da una loop elettricamente piccola

Per ricavare i campi irradiati dalla loop, si esegue la stessa procedura che si applica per un dipolo lineare. Si valuta la funzione potenziale A [2]:

$$\vec{A}(x,y,z) = \frac{\mu}{4\pi}\int_C \vec{I}_e(x',y',z')\frac{e^{-jkR}}{R}dl' \tag{1.19}$$

In questo caso R è la distanza da un qualsiasi punto della loop al punto di osservazione e dl' è una sezione infinitesima della loop antenna. La distribuzione di corrente spaziale $I_e(x',y'z')$ può essere scomposta nelle tre componenti:

$$\vec{I}_e(x',y'z') = \hat{a}_x I_x(x',y'z') + \hat{a}_y I_y(x',y'z') + \hat{a}_z I_z(x',y'z') \tag{1.20}$$

la cui forma è più conveniente per geometrie lineari. Per una loop antenna circolare, la cui corrente è diretta lungo un percorso circolare, sarebbe più conveniente trasformare le componenti rettangolari in componenti cilindriche:

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\phi') & -sin(\phi') & 0 \\ sin(\phi') & cos(\phi') & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_\rho \\ I_\phi \\ I_z \end{bmatrix}$$

$$\left.\begin{aligned} I_x &= I_\rho cos(\phi') - I_\phi sen(\phi') \\ I_y &= I_\rho sin(\phi') + I_\phi cos(\phi') \\ I_z &= I_z \end{aligned}\right\}$$

Dato che solitamente i campi irradiati sono determinati in componenti sferiche, trasformiamo i versori rettangolari in versori sferici:

$$\left.\begin{aligned} \hat{a}_x &= \hat{a}_r sin(\theta)cos(\phi) + \hat{a}_\theta cos(\theta)cos(\phi) - \hat{a}_\phi sin(\theta) \\ \hat{a}_y &= \hat{a}_r sin(\theta)sin(\phi) + \hat{a}_\theta cos(\theta)sin(\phi) + \hat{a}_\phi cos(\theta) \\ \hat{a}_z &= \hat{a}_r cos(\theta) - \hat{a}_\theta sin(\theta) \end{aligned}\right\}$$

Sostituendo si ottiene:

$$\begin{aligned} I_e &= \hat{a_r}[I_\rho sin(\theta)cos(\phi-\phi') + I_\phi sin(\theta)sin(\phi-\phi') + I_z cos(\theta)] \\ &+\hat{a_\theta}[I_\rho cos(\theta)cos(\phi-\phi') + I_\phi cos(\theta)sin(\phi-\phi') - I_z cos(\theta)] \\ &+\hat{a_\phi}[-I_\rho sin(\phi-\phi') + I_\phi cos(\phi-\phi')] \end{aligned} \tag{1.21}$$

Ricordiamo che le coordinate della sorgente presentano un apice (ρ', ϕ',z') mentre le coordinate di osservazione ne sono sprovviste (ρ, ϕ, z). Per la loop circolare, la corrente scorre lungo la direzione ϕ (I_ϕ) e quindi otteniamo:

$$I_e = \hat{a_r} I_\phi sin(\theta)sin(\phi-\phi') + \hat{a_\theta} I_\phi cos(\theta)sin(\phi-\phi') + \hat{a_\phi} I_\phi cos(\phi-\phi'). \tag{1.22}$$

La distanza R, da qualsiasi punto della loop a un punto di osservazione può essere scritto come $R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}$ Dato che:

$$\left.\begin{aligned} x &= rsin(\theta)cos(\phi) \\ y &= rsin(\theta)sin(\phi) \\ z &= rcos(\theta) \\ x^2+y^2+z^2 &= r^2 \\ x' &= acos(\phi') \\ y' &= asin(\phi') \\ z' &= 0 \\ x'^2+y'^2+z'^2 &= a^2 \end{aligned}\right\}$$

otteniamo:

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2arsin(\theta)cos(\phi-\phi')}, \tag{1.23}$$

l'elemento differenziale di lunghezza è dato da: $dl' = ad\phi'$. Sostituendo troviamo l'espressione per A_ϕ:

$$A_\phi = \frac{a\mu}{4\pi}\int_0^{2\pi} I_\phi cos(\phi-\phi')\frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi-\phi')}}}{\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi-\phi')}}d\phi'. \tag{1.24}$$

Dato che la distribuzione di corrente spaziale è costante, il campo irradiato dalla loop non sarà funzione dell'angolo di osservazione ϕ. Quindi, potendone scegliere uno qualsiasi, scegliamo $\phi = 0$ per semplicità:

$$A_\phi = \frac{a\mu I_0}{4\pi}\int_0^{2\pi} cos(\phi')\frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi')}}}{\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi')}}d\phi'. \tag{1.25}$$

Per svolgere questa integrazione utilizziamo un metodo approssimato, per loop piccole, la funzione f è:

$$f = \frac{e^{-jk\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi')}}}{\sqrt{r^2+a^2-2arsin(\theta)cos(\phi')}} \tag{1.26}$$

e viene espansa in serie di Maclaurin con variabile a, prendendo in considerazione i termini fino alla derivata prima compresa:

$$f \simeq [\frac{1}{r} + a(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2})sin(\theta)cos(\phi')]e^{-jkr} \tag{1.27}$$

Trovando A_ϕ del tipo:

$$\begin{aligned} A_\phi &\simeq \frac{a\mu I_0}{4\pi}\int_0^{2\pi} cos(\phi')[\frac{1}{r}+a(\frac{jk}{r}+\frac{1}{r^2})sin(\theta)cos(\phi')]e^{-jkr}d\phi' \\ &\simeq \frac{a^2\mu I_0}{4}e^{-jkr}(\frac{jk}{r}+\frac{1}{r^2})sin(\theta) \end{aligned} \tag{1.28}$$

Le componenti A_ρ e A_z, quando integrate si riducono a zero. Sostituendo

$$\begin{aligned} A \simeq \hat{a_\phi}A_\phi &= \hat{a_\phi}\frac{a^2\mu I_0}{4}e^{-jkr}(\frac{jk}{r}+\frac{1}{r^2})sin(\theta) \\ &= \hat{a_\phi}j\frac{k\mu a^2 I_0 sin(\theta)}{4r}[1+\frac{1}{jkr}]e^{-jkr} \end{aligned} \tag{1.29}$$

in $H_a = \frac{1}{\mu}\nabla_A$ si ottiene:

$$\left.\begin{aligned} H_r &= j\frac{ka^2 I_0 cos(\theta)}{2r^2}[1+\frac{1}{jkr}]e^{-jkr} \\ H_\theta &= -\frac{(ka)^2 I_0 sin(\theta)}{4r}[1+\frac{1}{jkr}-\frac{1}{(kr)^2}]e^{-jkr} \\ H_\phi &= 0 \end{aligned}\right\}$$

Utilizzando $\nabla_A = J + jw\epsilon E_A$ con $J = 0$, troviamo le componenti corrispondenti al campo elettrico:

$$\left.\begin{aligned} E_r = E_\theta &= 0 \\ E_\phi &= \eta\frac{(ka)^2 I_0 sin(\theta)}{4r}[1+\frac{1}{jkr}]e^{-jkr} \end{aligned}\right\}$$

Confrontando queste equazioni si nota che hanno una forma simile a quelle di un dipolo magnetico infinitesimo. Infatti le componenti elettriche e magnetiche di un dipolo magnetico infinitesimo di lunghezza l e corrente spaziale "magnetica" costante I_m sono date da:

$$\left.\begin{aligned} E_r = E_\theta = H_\phi &= 0 \\ E_\phi &= -j\frac{kI_m l sin(\theta)}{4\pi r}[1+\frac{1}{jkr}]e^{-jkr} \\ H_r &= \frac{I_m l cos(\theta)}{2\pi\eta r^2}[1+\frac{1}{jkr}]e^{-jkr} \\ H_\theta &= j\frac{kI_m l sin(\theta)}{4\pi\eta r}[1+\frac{1}{jkr}-\frac{1}{(kr)^2}]e^{-jkr} \end{aligned}\right\}$$

possono essere ottenute per dualità dai campi del dipolo elettrico infinitesimo. Ciò significa che un dipolo magnetico di momento magnetico $I_m \cdot l$ è equivalente a una loop elettricamente piccola di raggio a e corrente elettrica costante I_0 che ha momento magnetico:

$$I_m l = jSw\mu I_0 \tag{1.30}$$

dove $S = \pi a^2$ (area della loop).

Per scopi analitici, la loop elettricamente piccola può essere sostituita con un dipolo magnetico lineare elettricamente piccolo di corrente costante. L'equivalenza geometrica si può vedere in figura 1.11, dove il dipolo magnetico è diretto lungo l'asse z che è perpendicolare al piano della loop.

E' possibile semplificare le espressioni dei campi nella regione di campo vicino ($kr \ll 1$); come per il dipolo infinitesimo, il termine dominante è l'ultimo tra parentesi. Quindi per $kr \ll 1$ si ha:

$$\left.\begin{aligned} H_r &\simeq \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{2r^3} cos(\theta) \\ H_\theta &= \frac{a^2 I_0 e^{-jkr}}{4r^3} sin(\theta) \\ H_\phi = E_r &= E_(\theta) = 0 \\ E_\phi &= -j\frac{a^2 k I_0 e^{-jkr}}{4r^2} sin(\theta) \end{aligned}\right\}$$

Le due componenti di campo magnetico H sono in fase e si trovano in quadratura con quelle del campo elettrico. Questo indica che la potenza media (intesa come potenza reale) è zero, come per il dipolo elettrico infinitesimo: $W_{av} = \frac{1}{2}(E \times H^*) = 0$. Questi campi sono solitamente chiamati "quasi-stazionari", la loop piccola è percorsa da una corrente costante e in fase in grado di generare un campo magnetico uniforme sulla loop e H_r e H_ϕ non dipendono da ϕ. Puntualizziamo che in letteratura esistono altri metodi che focalizzano l'attenzione sul calcolo del campo magnetico nella regione di campo vicino, impiegano approssimazioni e modi diversi di espandere la funzione potenziale vettore A, ma con formalismo matematico maggiore.

1.3 Densità di potenza e resistenza di radiazione

I campi irradiati dalla loop piccola sono validi ovunque eccetto che nell'origine. La potenza nella regione di campo vicino, così come per il dipolo infinitesimo, è prevalentemente reattiva e reale in campo lontano. Introduciamo la densità di potenza complessa:

$$\begin{aligned} \vec{W} &= \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H}^*) = \frac{1}{2}[(\hat{a}_r E_\phi) \times (\hat{a}_r H_r^* + \hat{a}_\theta H_\theta^*)] \\ &= \frac{1}{2}(-\hat{a}_r E_\phi H_\theta^* + a_\theta \hat{E_\phi} H_r^*). \end{aligned} \tag{1.31}$$

Integrando su una sfera chiusa vediamo che solo la componente W_r:

$$W_r = \eta \frac{(ka)^4}{32} |I_0|^2 \frac{sin^2(\theta)}{r^2} \left[1 + j\frac{1}{(kr)^3}\right] \tag{1.32}$$

contribuisce alla potenza complessa P_r:

$$P_r = \iint_S W \cdot ds = \eta \frac{(ka)^4}{32} |I_0|^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[1 + j\frac{1}{(kr)^3}\right] sin^3(\theta) d\theta d\phi \tag{1.33}$$

$$P_r = \eta(\frac{\pi}{12})(ka)^4 |I_0|^2 \left[1 + j\frac{1}{(kr)^3}\right]. \tag{1.34}$$

La parte reale di P_r è la potenza irradiata:

$$P_{rad} = \eta(\frac{\pi}{12})(ka)^4 |I_0|^2 \tag{1.35}$$

Nella regione di campo vicino (quindi per piccoli valori di kr), il secondo termine tra parentesi è dominante, il che significa che la potenza è prevalentemente reattiva. In campo lontano, quel termine svanisce, rendendo la potenza una quantità reale.

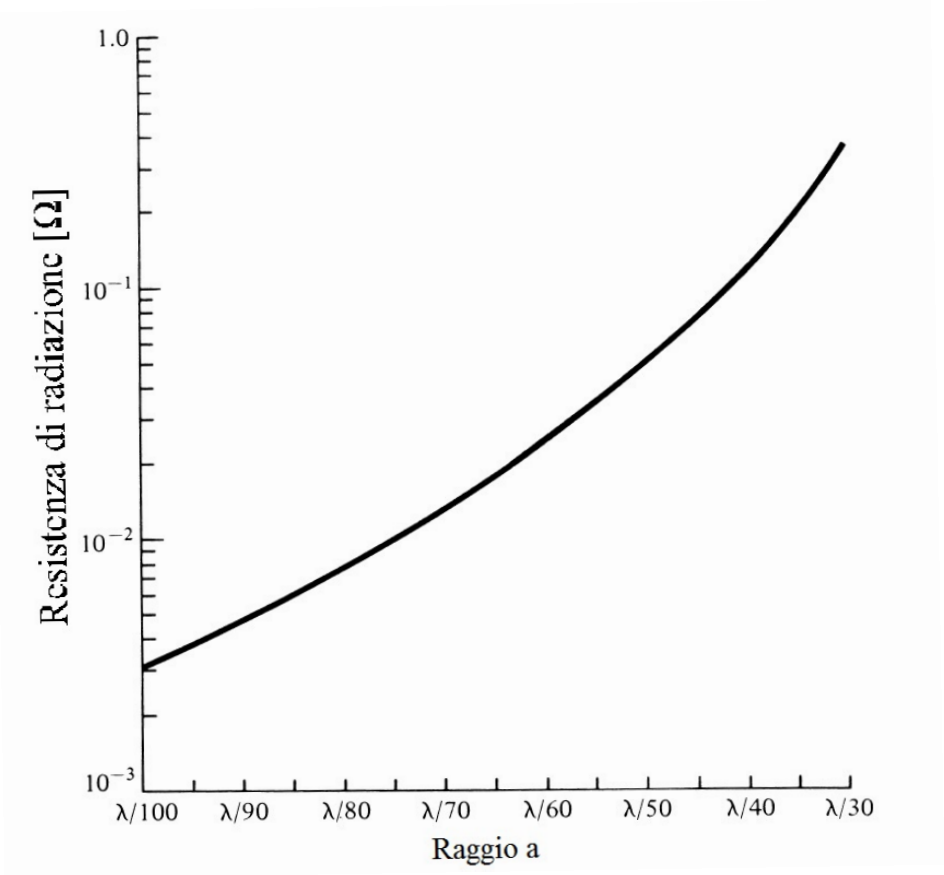


Figura 1.12: Resistenza di radiazione in funzione del raggio della loop [2].

Osservando l'espressione della potenza di un dipolo infinitesimo si nota la differenza di segno nel termine tra parentesi:

$$W_r = \frac{\eta}{8}|\frac{I_0 l}{\lambda}|^2 \frac{sin^2(\theta)}{r^2}\Big[1 - j\frac{1}{(kr)^3}\Big] \tag{1.36}$$

In campo vicino si ha che la densità di potenza radiale di un dipolo infinitesimo è capacitiva, mentre per una loop piccola è induttiva. Dato che l'antenna irradia la sua potenza reale attraverso la resistenza di radiazione, per trovare il valore di questa resistenza è necessario che sia:

$$P_{rad} = |I_0|^2 \frac{R_r}{2}. \tag{1.37}$$

E' possibile riscrivere la resistenza di radiazione come:

$$R_r = \eta\Big(\frac{\pi}{6}\Big)(k^2a^2)^2 = \eta\frac{2\pi}{3}\Big(\frac{kS}{\lambda}\Big)^2 = 20\pi^2\Big(\frac{C}{\lambda}\Big)^4 \simeq 31171\Big(\frac{S^2}{\lambda^4}\Big), \tag{1.38}$$

dove $S = \pi a^2$ è l'area e $C = 2\pi a$ è la circonferenza della loop. L'ultima equazione è valida anche per loop in altre configurazioni, come quella rettangolare, ellittica etc. In figura 1.12 viene proposto l'andamento della resistenza di radiazione in funzione delle dimensioni della loop. I valori di resistenza sono estremamente limitati nell'ordine delle decine di $m\Omega$ e sono solitamente inferiori alle resistenze di perdita dei conduttori. Queste resistenze di radiazione portano a cospicue perdite di disadattamento quando vengono connesse a linee di trasmissione da 50 o 75 Ω, è opportuno quindi aumentare la resistenza di radiazione. Le resistenze di radiazione e di perdita di un'antenna determinano l'efficienza di radiazione considerando perdite per riflessione, perdite nel

conduttore e nel dielettrico. Quest'ultime due, in particolare, vengono stimate attraverso una misura, in quanto il calcolo risulta difficoltoso. La misura indica l'effetto complessivo di queste perdite che non possono essere valutate separatamente. Le perdite ohmiche presenti nel conduttore e nel dielettrico vengono modellizzate con una resistenza (R_L). L'efficienza di radiazione è definita come il rapporto tra la potenza trasferita alla resistenza di radiazione R_r e la potenza trasferita sia a R_r che R_L ed è una quantità adimensionale:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_L}. \tag{1.39}$$

La resistenza di perdita in alta frequenza R_{hf}, con l'ipotesi di distribuzione di corrente uniforme, si può scrivere come:

$$R_{hf} = \frac{l}{P} R_s = \frac{a}{b}\sqrt{\frac{w\mu_0}{2\sigma}} \tag{1.40}$$

dove P è il perimetro della sezione del filo ($P = C = 2\pi b$ per un filo circolare di raggio b), R_s è la resistenza superficiale del conduttore, w è la pulsazione angolare, μ_0 la permeabilità del vuoto, σ la conducibilità del materiale e a è il raggio della loop. Per loop elettricamente piccole la resistenza di perdita è generalmente maggiore della resistenza di radiazione; le corrispondenti efficienze di radiazione sono molto basse e dipendono dalla resistenza di perdita. L'antenna a spira ha efficienza bassa per quanto riguarda la capacità di irradiare (e ricevere) campo elettromagnetico; l'impiego di tali antenne è quindi per la maggior parte limitato a distanze e lunghezze d'onda in cui prevale l'effetto di accoppiamento induttivo (campo vicino) piuttosto che di accoppiamento elettromagnetico (campo lontano).

Di solito per aumentare l'efficienza si utilizzano loop a più avvolgimenti, ma non è nostro scopo aumentare la radiazione in campo lontano. Sarà necessario valutare la resisitenza di radiazione quando occorrerà calcolare l'impedenza di ingresso dell'antenna dove il problema principale sarà l'adattamento a un'impedenza di valore 50 Ω.

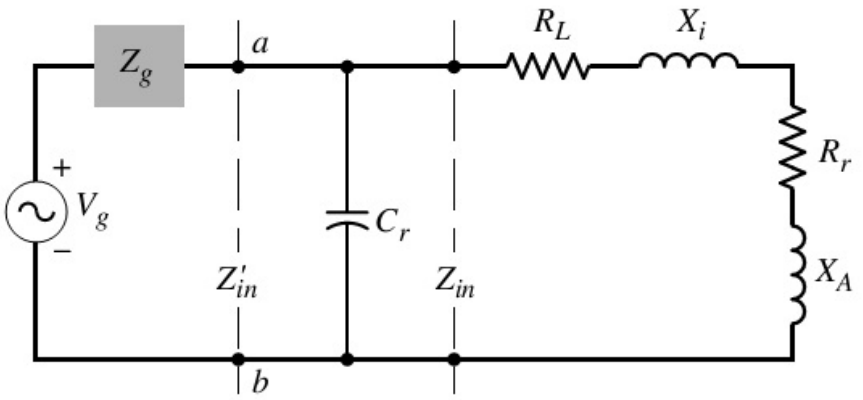


Figura 1.13: Circuito equivalente di una loop antenna.

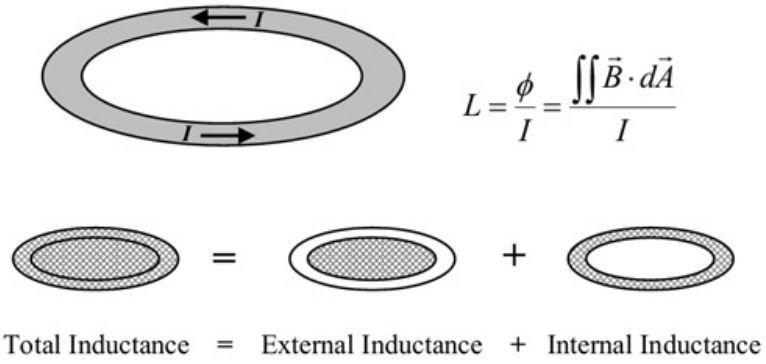


Figura 1.14: Definizione di induttanza interna ed esterna.

1.4 Circuito equivalente

Una loop elettricamente piccola è prevalentemente induttiva e può essere rappresentata da un circuito equivalente a elementi concentrati come in figura 1.13. Questo modello è valido quando l'antenna è in trasmissione; il circuito equivalente viene utilizzato per trovare l'impedenza di ingresso dell'antenna Z_{in} che viene rappresentata nella maniera seguente:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = (R_r + R_L) + j(X_A + X_I), \tag{1.41}$$

dove X_A è la reattanza induttiva esterna della loop antenna ($X_A = wL_A$) e X_I è la reattanza in alta frequenza interna del conduttore della loop ($X_I = wL_I$).

E' possibile inserire un capacitore in parallelo per far risuonare l'antenna alla frequenza di interesse; può essere utilizzata anche per rappresentare capacità parassite. Per determinare la capacità C_r di risonanza, è più conveniente rappresentare l'equazione 1.41 attraverso la sua ammettenza equivalente Y_{in}:

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{(R_{in} + jX_{in})} \tag{1.42}$$

dove $G_{in} = \frac{R_{in}}{(R_{in}^2 + X_{in}^2)}$ e $B_{in} = -\frac{X_{in}}{(R_{in}^2 + X_{in}^2)}$.

Alla risonanza, la suscettanza B_r della capacità C_r viene scelta per eliminare la parte immaginaria B_{in}. Questo avviene scegliendo C_r tale che:

$$C_r = \frac{B_r}{2\pi f} = -\frac{B_{in}}{2\pi f} = \frac{1}{2\pi f} \frac{X_{in}}{(R_{in}^2 + X_{in}^2)} \tag{1.43}$$

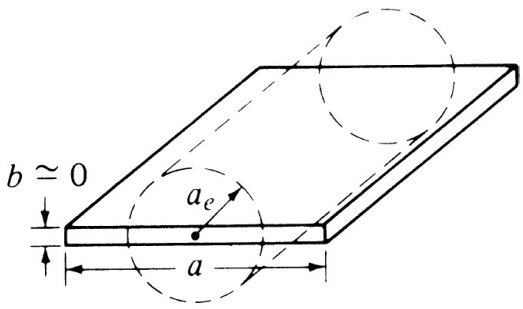


Figura 1.15: Raggio elettrico di un filo equivalente a un conduttore a sezione rettangolare [2].

Alla risonanza l'impedenza di ingresso Z'_{in} è pari a:

$$Z'_{in} = R'_{in} = \frac{1}{G_{in}} = \frac{(R_{in}^2 + X_{in}^2)}{R_{in}} = R_{in} + \frac{X_{in}^2}{R_{in}}. \tag{1.44}$$

La reattanza induttiva X_A della loop si calcola utilizzando la seguente formula per ricavare l'induttanza L_A relativa a una spira circolare di raggio a e con raggio del filo pari a b:

$$L_A = \mu_0 a[\ln(\frac{8a}{b}) - 2]. \tag{1.45}$$

Per una spira quadrata di lato a e raggio del filo b si applica invece:

$$L_A = 2\mu_0 \frac{a}{\pi}[\ln(\frac{a}{b}) - 0.774]. \tag{1.46}$$

E' possibile applicare le formule 1.45 e 1.46 anche per una spira planare quadrata utilizzando l'ipotesi che l'area della spira circolare di raggio a sia pari all'area della spira quadrata interna come in figura 1.15, si ottiene così una relazione tra il raggio di una spira circolare e il lato di una spira quadrata:

$$R = \frac{L}{\sqrt{\pi}} \tag{1.47}$$

inoltre il raggio del filo deve essere pari a 0.25 volte la larghezza dello spessore della spira quadrata. Si è ricorso, in questa maniera, al raggio elettrico equivalente che può essere ottenuto per cavi uniformi con sezione non circolare. In elettrostatica, il raggio equivalente rappresenta il raggio di un filo circolare la cui capacità è pari a quella di una geometria non circolare.

La reattanza interna X_I del conduttore della loop si trova utilizzando l'induttanza interna L_I che per un singolo avvolgimento viene approssimata da:

$$L_i = \frac{l}{wP}\sqrt{\frac{w\mu_0}{2\sigma}} = \frac{a}{wb}\sqrt{\frac{w\mu_0}{2\sigma}}, \tag{1.48}$$

dove l è la lunghezza e P il perimetro (circonferenza) del filo della loop. La figura 1.14 chiarisce la differenza fra induttanza interna ed esterna.

In modalità di ricezione, quando un'onda piana incide sulla loop, si instaura una tensione di circuito aperto ai capi dei terminali (vedi figura 1.17), che è in relazione al vettore di lunghezza efficace e al campo elettrico incidente nel seguente modo:

$$V_{oc} = E^i \cdot l_e. \tag{1.49}$$

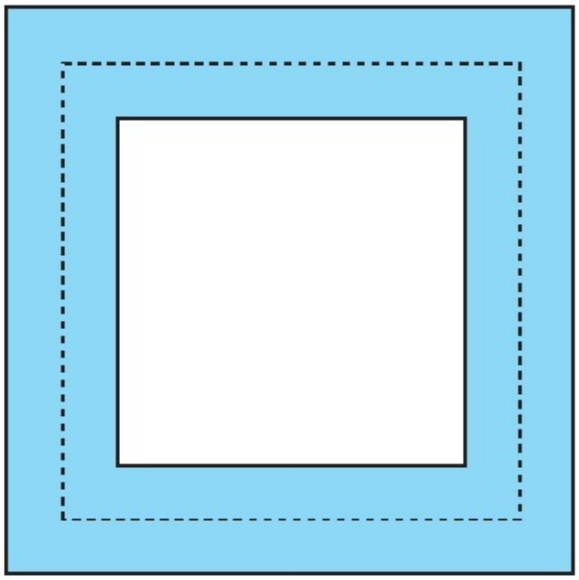


Figura 1.16: Applicazione della formula 1.45 su spira quadrata in microstriscia [6].

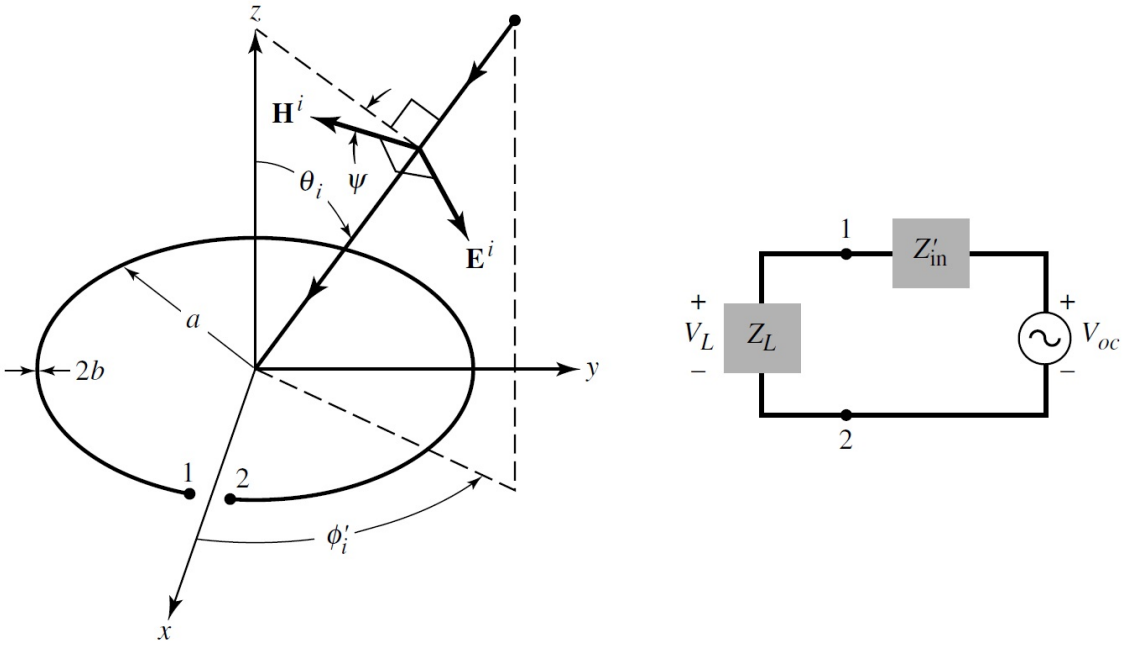


Figura 1.17: Rappresentazione della spira come antenna in ricezione e circuito equivalente [2].

La tensione, inoltre, è proporzionale alla densità di flusso magnetico incidente B_z^i, che è perpendicolare al piano della loop. Assumendo il campo incidente uniforme su tutto il piano della loop, la tensione di circuito aperto può essere scritta come:

$$V_{oc} = jw\pi a^2 B_z^i \tag{1.50}$$

Capitolo 2

Antenne a spira near-field RFId

L'obiettivo del progetto consiste nella realizzazione di un dispositivo radiante in grado di generare un campo magnetico uniforme, diretto perpendicolarmente all'antenna, su una zona di lettura predefinita e che operi nella banda europea di frequenze RFId 865-868 MHz. Sono state valutate le caratteristiche principali delle antenne RFId presenti in letteratura, è stato studiato lo stato dell'arte e si sono valutate le prestazioni al simulatore. Il presente capitolo è inteso ad analizzare due modalità di approccio per la progettazione di un'antenna RFId in campo vicino.

Il primo, che è quello più popolare in letteratura, prevede la realizzazione di un'antenna a spira singola con dimensioni fisiche comparabili con la lunghezza d'onda per poter disporre di una zona di lettura sufficientemente ampia, è in grado di comportarsi elettricamente come una spira di corrente piccola (come già definito nel Capitolo I). Il secondo approccio, che in un passo successivo porterà allo sviluppo di un'antenna riconfigurabile, è l'impiego combinato di più spire elettricamente e fisicamente piccole rispetto a λ, in modo da formare un array. In questa maniera l'intenzione è quella di sfruttare il campo magnetico più intenso ed uniforme delle spire piccole e ricoprire la zona di lettura con più spire per aumentare l'efficienza di lettura. La riconfigurabilità dell'antenna consiste nella selezione di una o più spire per la concentrazione del campo magnetico in zone distinte dell'area di lettura ed effettuare una scansione quasi istantanea.

In questo capitolo saranno presentati i limiti di un'antenna a spira elettricamente "grande" impiegata per RFId nella banda UHF e le opportune modifiche che la portano a comportarsi elettricamente come una spira piccola. Sarà presentato lo stato dell'arte delle antenne segmentate e ne saranno analizzate le caratteristiche principali al simulatore. Successivamente verrà dato spazio alle antenne a spira elettricamente "piccole" e sarà realizzato il prototipo dell'elemento radiante di base che costituirà poi parte dell'array.

2.1 Analisi di una loop elettricamente "grande" nella banda UHF

La necessità di riconoscere tag RFId su una superficie di dimensioni comparabili con la lunghezza d'onda relativa ad una comunicazione RFId UHF ($\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 m/s}{866.5 MHz} = 346.33 mm$) prevede l'impiego di un'antenna elettricamente grande, nel caso si voglia disporre di un singolo elemento radiante.

Per una spira di corrente elettricamente grande l'ipotesi di distribuzione di corrente costante lungo il conduttore non è più valida e in prima approssimazione essa presen-

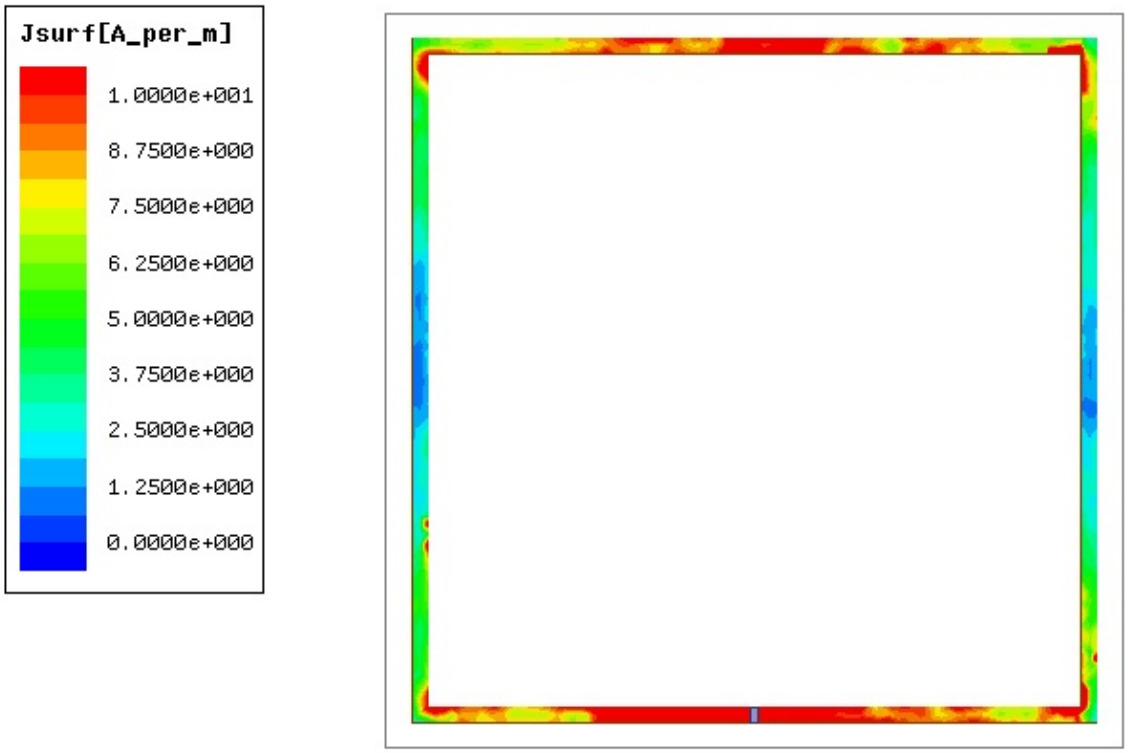


Figura 2.1: Densità di corrente superficiale per una spira con perimetro λ.

ta una variazione sinusoidale. Tuttavia questa approssimazione non è soddisfacente soprattutto vicino al punto in cui viene alimentata l'antenna. Una distribuzione più precisa esprime l'andamento della corrente tramite la seguente serie di Fourier [2]:

$$I(\phi) = I_0 + 2\sum_{n=1}^{m} I_n cos(n\phi) \tag{2.1}$$

dove ϕ è misurato dal punto di alimentazione della spira, lungo la circonferenza.

La corrente assume massimi e minimi di intensità come nelle linee di trasmissione classiche, la distanza tra due massimi (o due minimi) consecutivi è $\lambda/2$. Un massimo e un minimo di corrente adiacenti distano $\lambda/4$, con λ riferita alla frequenza operativa.

Una spira di corrente di perimetro λ, per esempio, assume due massimi e due minimi di corrente. La figura 2.1 propone l'intensità della densità di corrente superficiale sul conduttore, mentre la figura 2.2 il verso del flusso di corrente. La figura 2.3, invece, presenta l'intensità del modulo delle linee di campo magnetico perpendicolari all'asse z di una spira con perimetro λ. Si nota che una corrente non uniforme lungo la spira non è in grado di generare un campo magnetico uniforme sulla zona di lettura e di conseguenza l'antenna non è efficiente per riconoscere tag al centro della spira. In figura 2.4 viene ribadito lo stesso concetto con una spira di perimetro 4λ: vi sono 4 minimi e 4 massimi di corrente.

Con un simulatore di campi elettromagnetici è possibile ottenere il valore del modulo della corrente che scorre su un conduttore in una specifica posizione applicando la legge di Ampere, ossia integrando il campo magnetico lungo un percorso chiuso che circonda il conduttore:

$$I = \oint_l \vec{H} \cdot \vec{dl} \tag{2.2}$$

con l che rappresenta un percorso chiuso (per ulteriori informazioni consultare [7]). Nel simulatore tale condizione viene imposta creando una linea chiusa ortogonale alla

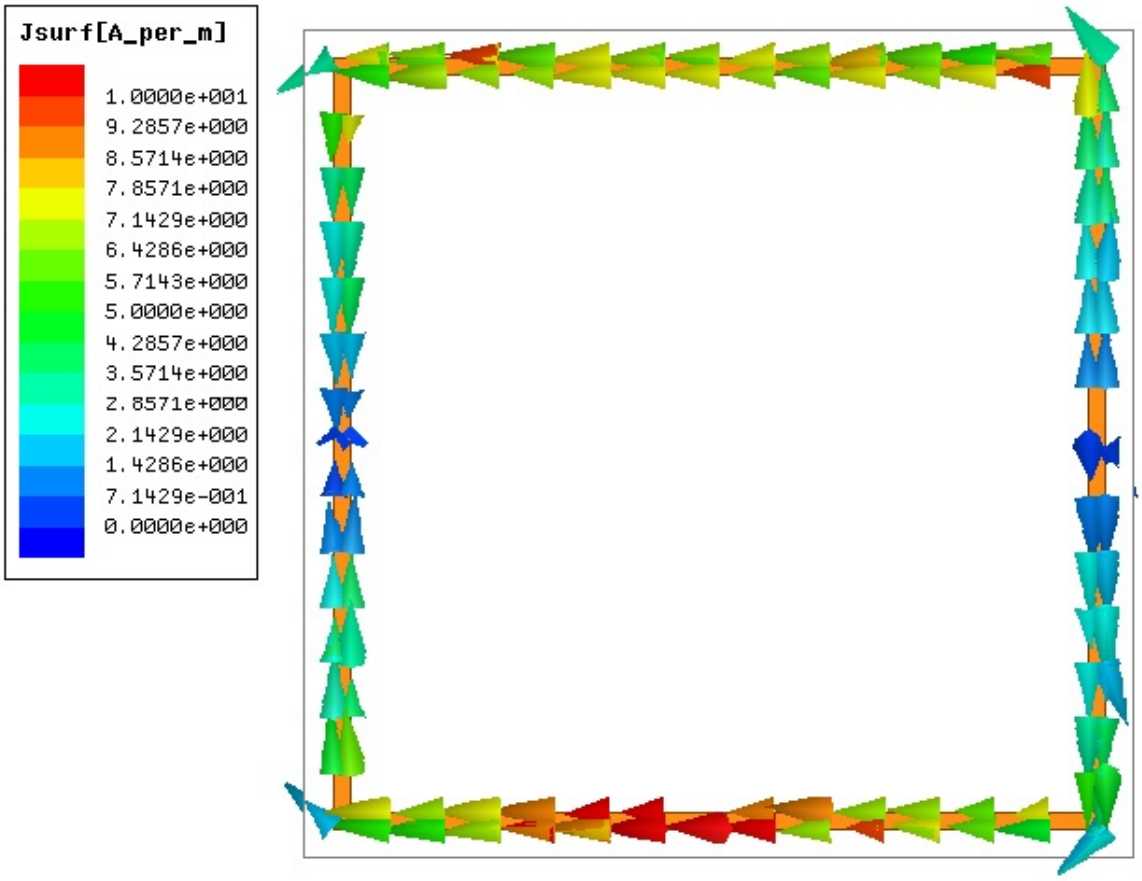


Figura 2.2: Verso del flusso di corrente lungo la spira con perimetro λ.

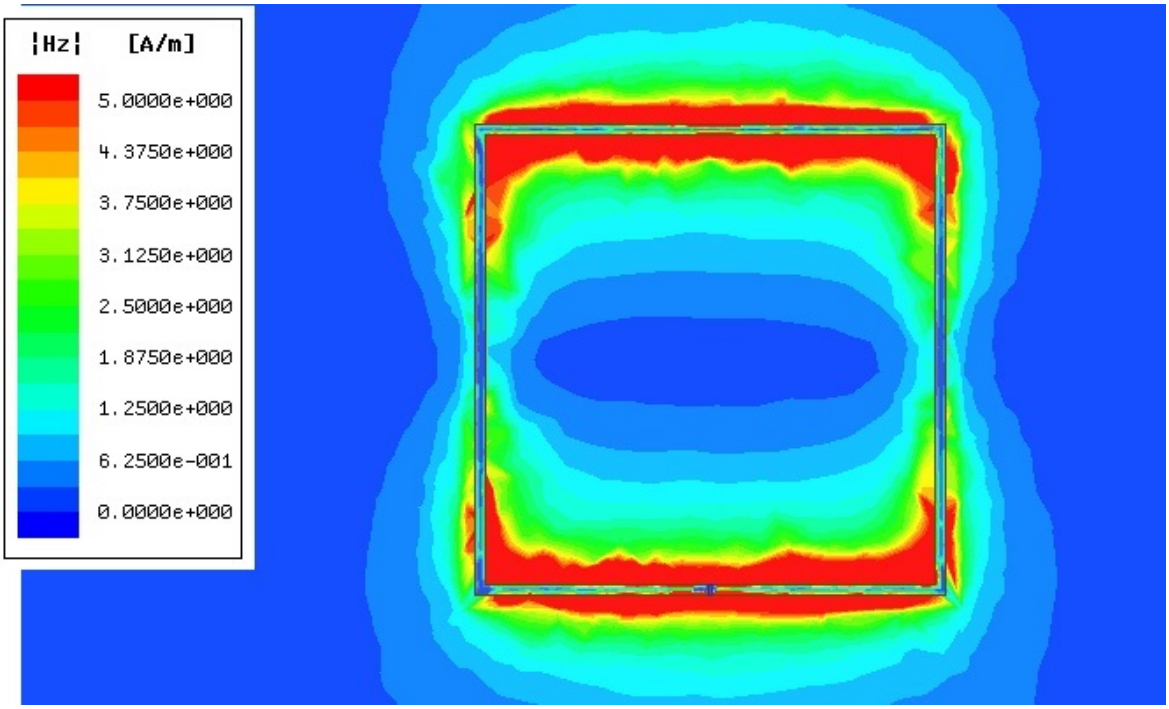


Figura 2.3: Intensità del modulo delle linee di campo magnetico perpendicolari all'asse della spira ($|H_z|$) con perimetro λ.

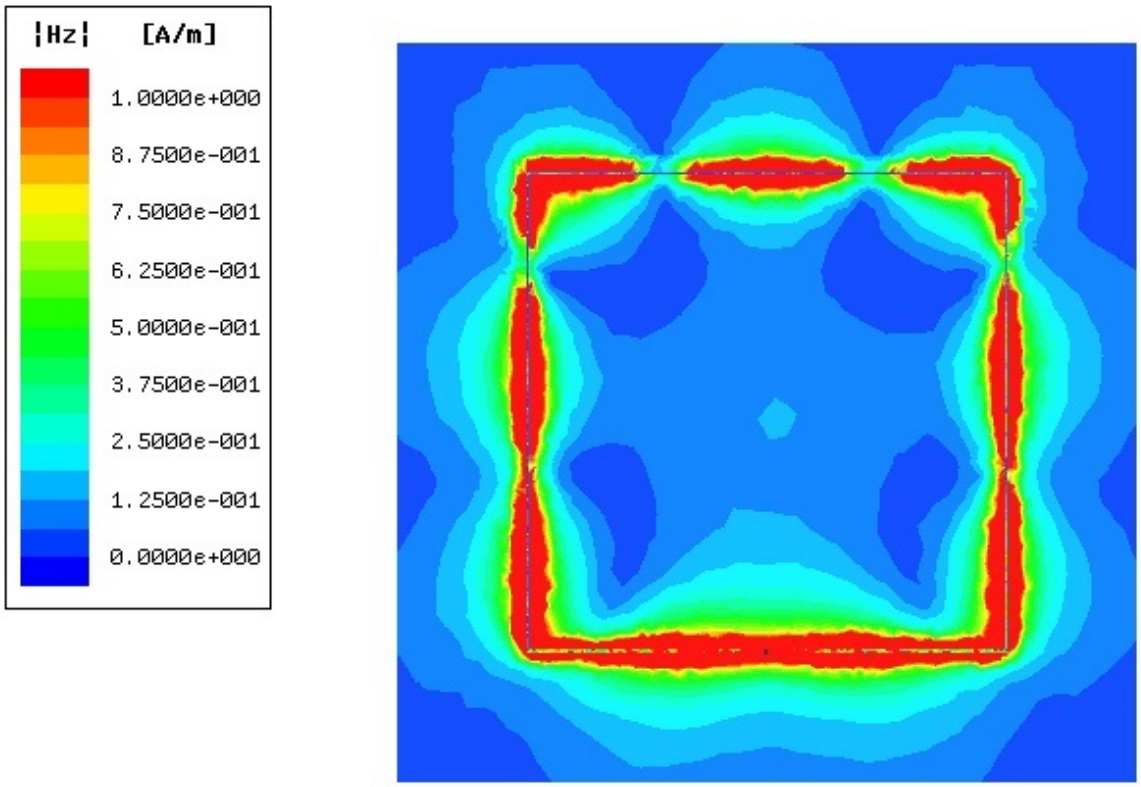


Figura 2.4: $|H_z|$ per una spira con perimetro 4λ.

direzione del flusso di corrente, che non intersechi il conduttore e che non sia molto più grande del conduttore stesso, sulla quale sarà calcolato il campo magnetico. Ripetendo questa operazione lungo tutta la spira è possibile conoscere eventuali variazioni nell'intensità o nella fase della corrente (vedi figura 2.5).

In sintesi, lungo una spira elettricamente grande la corrente inverte la sua fase di 180 gradi ogni volta che si percorre un tratto di linea lungo $\lambda/2$. Questo accumulo di fase è dovuto all'impedenza di tipo induttivo presentata dalla spira. In presenza delle inversioni di fase si hanno i minimi nell'intensità della corrente. Affinchè in una spira elettricamente grande possa scorrere una corrente di intensità costante e in fase è necessario interrompere la spira in tanti segmenti elettricamente piccoli, mantenendo però la connessione elettrica lungo la spira. L'inserimento di capacità lungo la spira che annullino la componente induttiva dell'impedenza d'ingresso dell'antenna evita l'accumulo di fase lungo la spira, fattore essenziale per poter generare un campo magnetico H_z intenso ed uniforme.

2.2 Stato dell'arte delle antenne a spira segmentate

In letteratura le soluzioni per riportare in fase la corrente in una spira elettricamente grande sono molteplici. Una delle prime realizzate è proposta in [8] e prevede l'utilizzo di capacità concentrate posizionate in serie ai segmenti che costituiscono la spira (vedi figura 2.6). Per non avere un accumulo di fase della corrente lungo il conduttore, i segmenti devono avere lunghezza elettrica piccola ($\ll \lambda$). Ogni segmento forma una linea risonante che impedisce l'accumulo di reattanza induttiva e alla frequenza di risonanza la tensione lungo il segmento è puramente reale, la corrente che scorre rimane approssimativamente in fase e con lo stesso verso di propagazione, permettendo la generazione di un campo magnetico ortogonale al piano della spira. L'introduzione

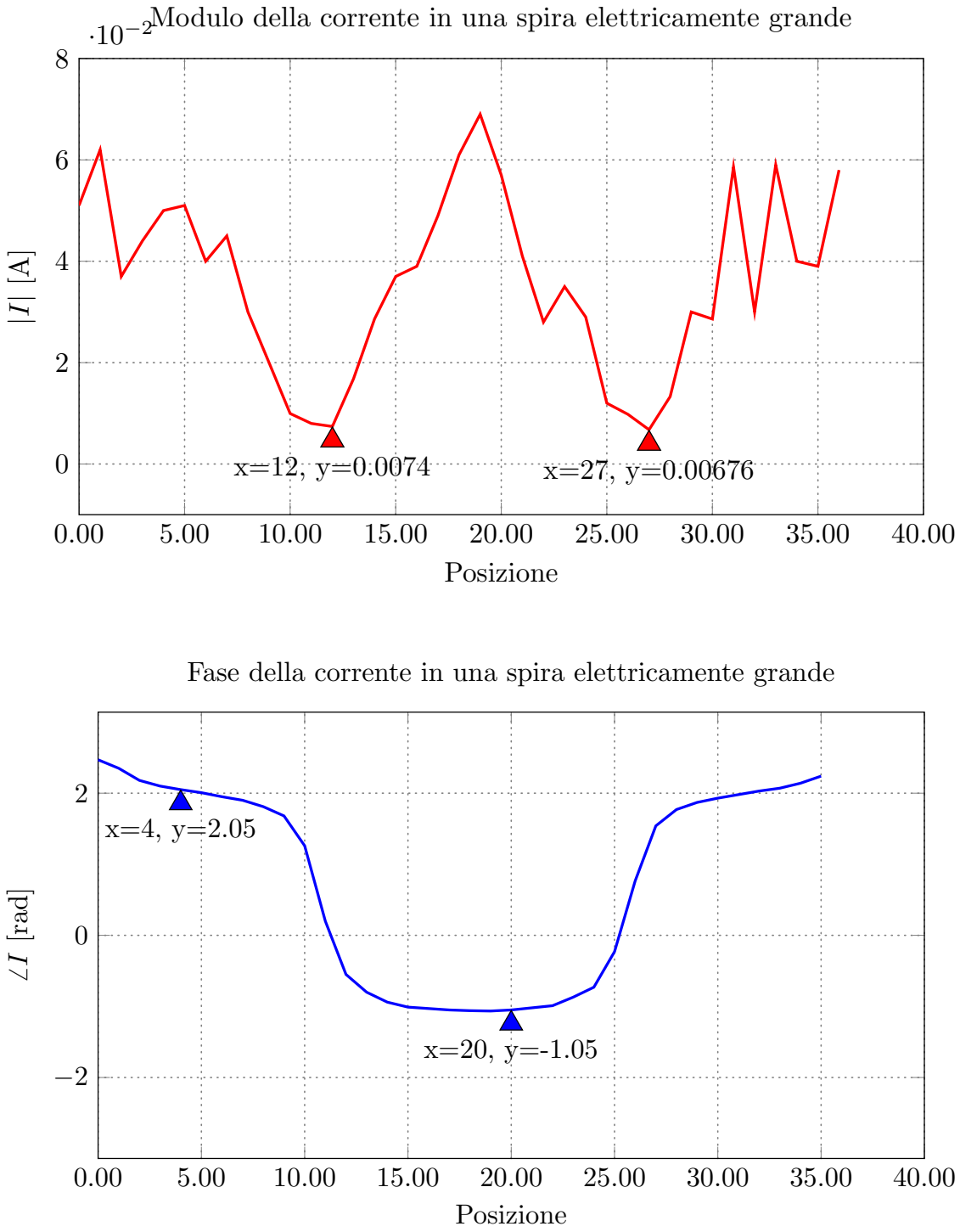


Figura 2.5: Modulo e fase della corrente in una spira di perimetro λ.

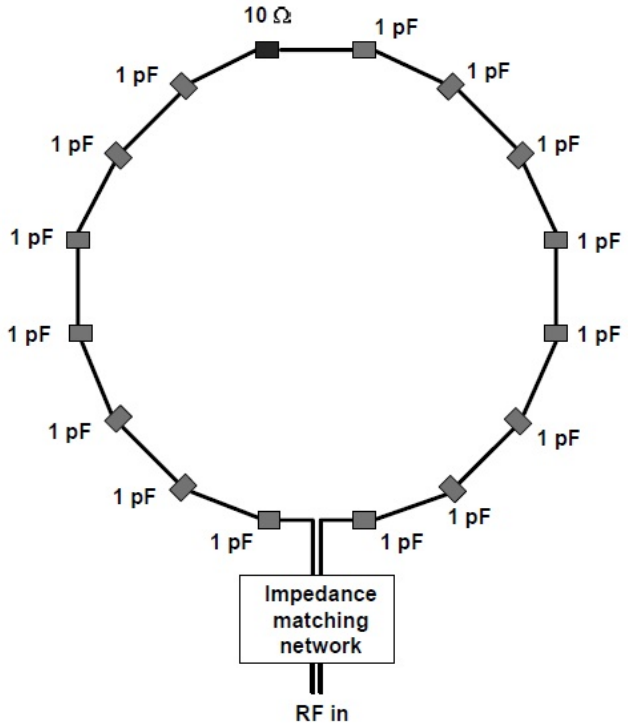


Figura 2.6: Antenna a spira segmentata con capacità concentrate in serie.

di capacitori serie permette a una spira con dimensioni fisiche comparabili a λ di comportarsi come una spira elettricamente piccola.

Successivamente sono state proposte soluzioni d'antenna che non impiegassero componenti concentrati a radiofrequenza, sia per esigenze di costo, sia per le tolleranze dei componenti che possono compromettere le performance. Un esempio è quello di un'antenna formata da due spire a linea tratteggiata che sono strutturate simmetricamente rispetto all'asse y (vedi figura 2.7) [9] . La spira tratteggiata più interna è composta da segmenti di linea di lunghezza differente ed è alimentata da una linea in parallelo. La spira esterna è aperta e formata da segmenti tutti della stessa lunghezza. Le due spire sono separate da una distanza S e sono posizionate in modo che i punti di spezzamento della spira interna siano collocati nei punti medi dei segmenti della spira esterna e

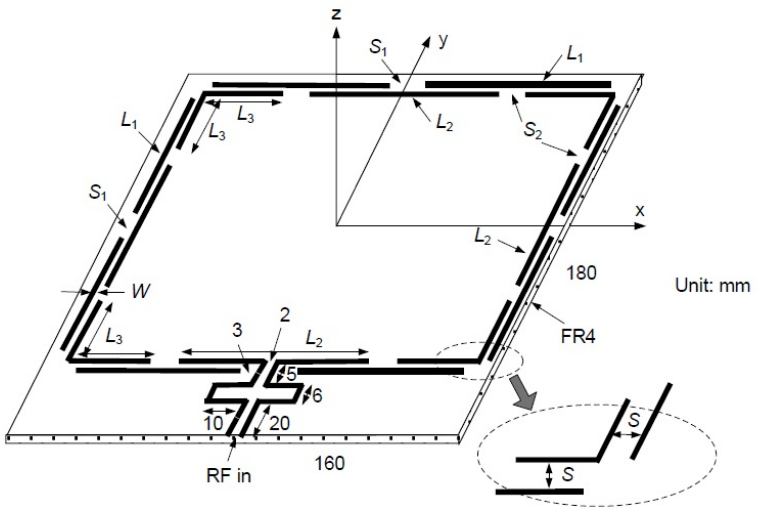


Figura 2.7: Antenna a spira segmentata a linea tratteggiata (dash-line).

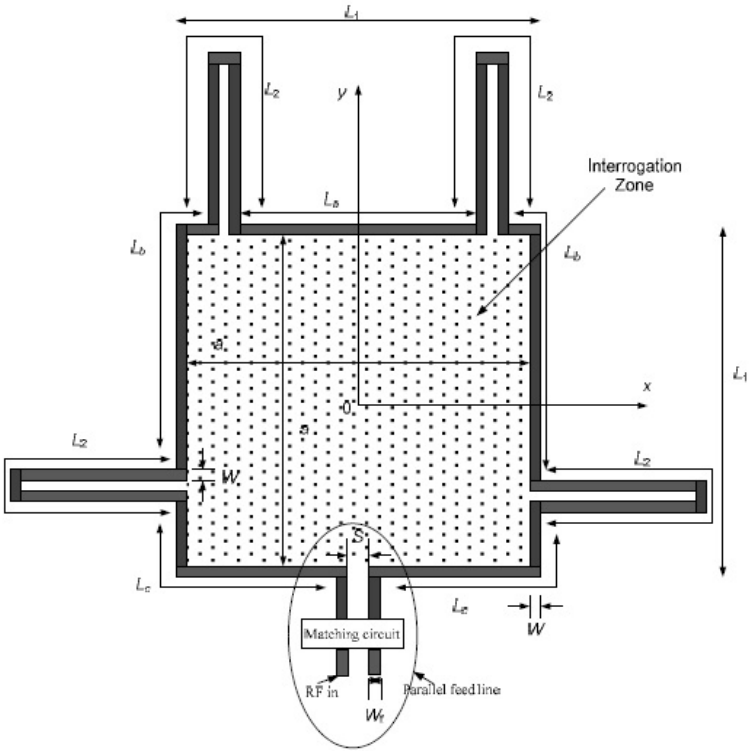


Figura 2.8: Antenna a spira con phase shifter.

viceversa. Le sezioni segmentate sono in grado di fornire un adeguato ritardo di fase tra le sezioni adiacenti in modo che la corrente scorra lungo la spira mantenendo lo stesso verso. Questo effetto è la conseguenza dell'accoppiamento tra spira interna ed esterna che genera una capacità distribuita che risuona con l'induttanza della spira alla frequenza di lavoro.

Alla stessa maniera è stata sviluppata un'antenna near-field per RFId con phase shifter (vedi figura 2.8) [10]. L'antenna comprende una spira quadrata, quattro phase shifter e una rete di adattamento. I phase shifter sono simmetrici rispetto l'asse y e producono un ritardo di fase opportuno per mantenere in fase la corrente.

E' possibile, inoltre, utilizzando una singola spira segmentata, creare degli accoppiatori capacitivi su PCB come quelli di figura 2.9 [11] e 2.10 [12] che emulano la funzione di capacitori concentrati. Ogni sezione di linea segmentata è composta da un tratto di conduttore e da un accoppiatore capacitivo che fornisce il ritardo di fase opportuno.

In alternativa, si possono progettare capacità interdigitate (vedi figura 2.11) che vengono dimensionate opportunamente per poter risuonare con i segmenti che compongono la spira [13]. E' possibile approfondire in [14] il dimensionamento di una capacità interdigitata.

2.3 Progettazione di un'antenna a spira segmentata con capacità concentrate

E' stata analizzata al simulatore un'antenna a spira segmentata di forma quadrata con capacità in serie concentrate per stabilire la sua capacità di generare un campo magnetico uniforme e per confrontarne le prestazioni rispetto un'antenna riconfigurabile composta da loop piccole. Trattandosi di un'antenna risonante, i parametri principali

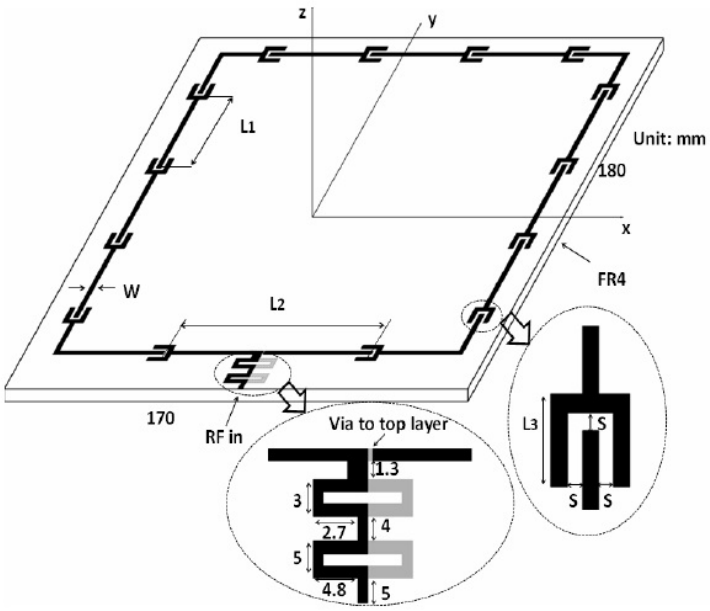


Figura 2.9: Antenna a spira segmentata con accoppiatori capacitivi [11].

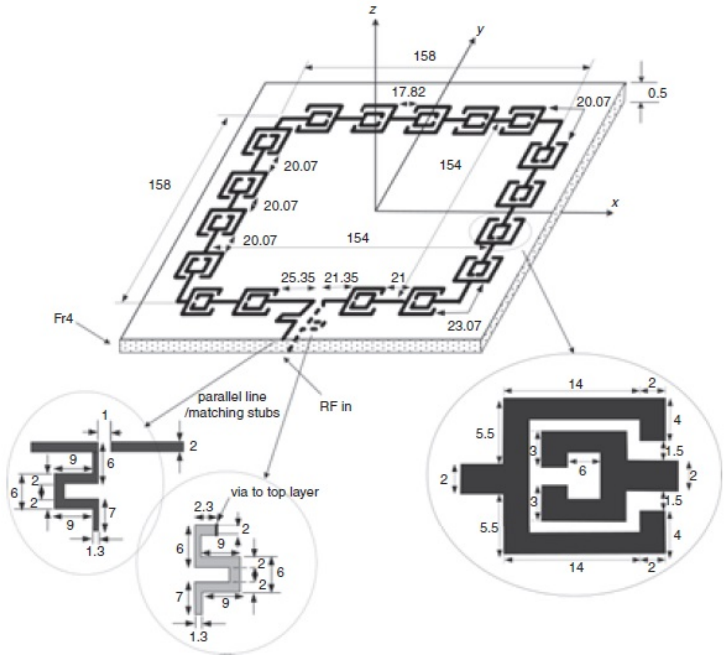


Figura 2.10: Antenna a spira segmentata con accoppiatori capacitivi [12].

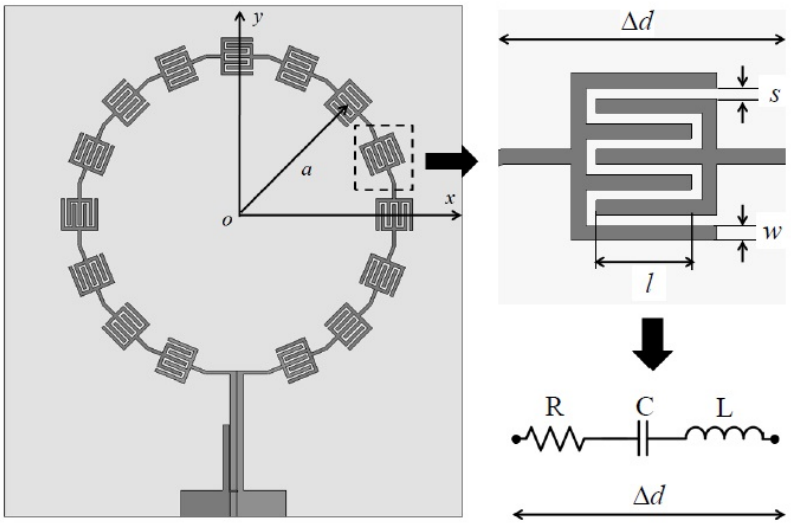


Figura 2.11: Antenna a spira segmentata con capacità interdigitate e modello elettrico della capacità [13].

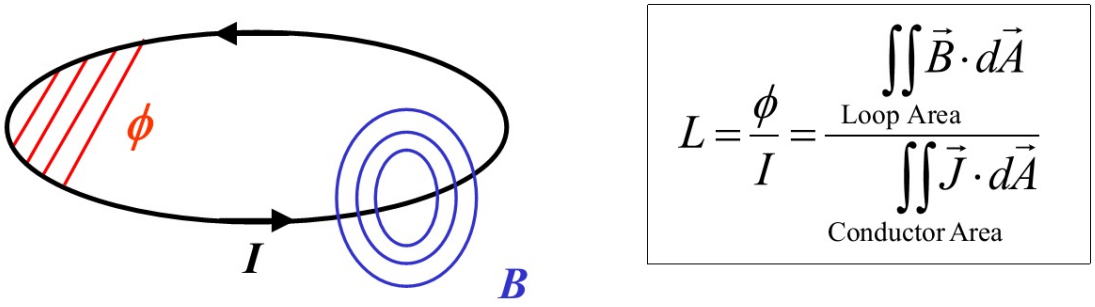


Figura 2.12: Definizione di induttanza.

che riguardano la progettazione sono l'induttanza costituita dalla spira di rame e la capacità equivalente formata dalla serie delle capacità concentrate.

2.3.1 Calcolo dell'induttanza di un'antenna a spira

L'induttanza viene definita come il fattore di proporzionalità esistente tra il corrispondente flusso magnetico e la corrente (vedi figura 2.12). Non è sempre semplice definire l'area entro la quale valutare il flusso del campo magnetico, per questo per una spira è necessario compiere alcune distinzioni. Si parla di *induttanza interna* quando il flusso viene calcolato sulla superficie del conduttore, l'*induttanza esterna*, invece, viene calcolata all'interno dell'area racchiusa dalla spira (conduttore escluso). L'induttanza di una spira di rame viene solitamente valutata sperimentalmente ed esistono numerose formule empiriche. Ad esempio, per un'antenna a spira quadrata di lato 93 mm ($\approx \lambda/4$ alla frequenza di centrobanda di 866.5 MHz) e con una larghezza della striscia di rame di 2 mm è possibile utilizzare le formule (1.45) e (1.46) (presenti nel Capitolo I) riadattandole per una spira planare quadrata. Portando le giuste conversioni si ottengono le seguenti relazioni:

$$L = L_A + L_i = \mu_0 \frac{l}{\sqrt{\pi}} \left[ln(\frac{8l}{\sqrt{\pi}0.25D}) - 2 \right] + \frac{l}{\sqrt{\pi}w0.25D} \sqrt{\frac{w\mu_0}{2\sigma}} \qquad (2.3)$$

e

$$L = L_A + L_i = 2\mu_0 \frac{l}{\pi}\Big[ln(\frac{l}{0.25D}) - 0.774\Big] + \frac{l}{\sqrt{\pi}w0.25D}\sqrt{\frac{w\mu_0}{2\sigma}} \qquad (2.4)$$

In letteratura è possibile trovare anche la seguente definizione [15] di auto-induttanza di una spira quadrata di filo rettangolare, di spessore molto più piccolo del lato l e con larghezza della traccia D . Per D $\ll$ l si ottiene:

$$L_A \approx \frac{2\mu_0 D}{\pi}\Big[sinh^{-1}(2D/w) - 1\Big] \qquad (2.5)$$

In [16] viene proposto un altro metodo per calcolare l'induttanza di una spira rettangolare di lati l_a e l_b e spessore della traccia $2a$:

$$L_A = 4\Big(l_b ln(\frac{2A}{a(l_b + l_c)}) + l_a ln(\frac{2A}{a(l_a + l_c)}) + 2[a + l_c - (l_a + l_b)]\Big) \qquad (nH) \qquad (2.6)$$

dove le unità sono in cm, $2a$ è la larghezza della striscia in cm, $l_c = \sqrt{l_a^2 + l_b^2}$ e $A = l_a \cdot l_b$.

Si ricorda che per spire a radiofrequenza il risultato calcolato può discostarsi da quello reale a causa di molteplici fattori, quali la capacità distribuita che si crea in prossimità del gap in cui viene alimentata la spira e quella in prossimità degli angoli della spira quadrata; inoltre è da tenere in considerazione l'effetto del substrato su cui giace la spira. Per questa ragione, il calcolo dell'induttanza è generalmente utilizzato solo come punto di partenza nel design. In presenza di un piano di massa esistono modelli ancora più accurati ma che sono superflui per i nostri scopi, tuttavia per chi volesse approfondire l'argomento può consultare [14].

Stimare l'induttanza di una spira permette di trovare il valore di capacità equivalente in grado di annullare la reattanza della spira alla frequenza di interesse evitando un accumulo di fase della corrente lungo la spira. Al simulatore si è ottenuto il valore di capacità ottimo osservando i parametri caratteristici di un'antenna quali l'impedenza di ingresso e la perdita di ritorno.

Come esempio di progettazione, un'antenna a spira di lato 93 mm, con spessore della striscia di 2 mm, possiede un'induttanza di circa 310 nH. Di conseguenza, la capacità equivalente che porta in risonanza l'antenna nella banda UHF è di 0.109 pF (si ricava da $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$). Impiegando capacità concentrate nella spira segmentata, il valore da assegnare a ciascuna di esse, nel caso di capacità tutte uguali, sarà pari al valore della capacità equivalente moltiplicato per il numero di capacità presenti. In Tabella 2.1 è disponibile il riepilogo dei valori di capacità calcolati e simulati per antenne con numero di segmenti differenti ma di pari dimensioni.

Valutazione del numero di segmenti ottimale per l'antenna

E' necessario valutare in quanti segmenti sia opportuno suddividere la spira con lo scopo di uniformare le correnti e riportarle in fase. Al simulatore è stata valutata la variazione della distribuzione di campo magnetico per una spira con perimetro circa pari alla lunghezza d'onda ($l = 93mm$). Sono state distribuite le capacità in maniera uniforme lungo la spira e si è cercato il valore di C (uguale per tutte) che massimizza il campo magnetico e che permette all'antenna di risuonare nell'intervallo di frequenze 865-868 MHz. Si nota che per una spira suddivisa in 4 e 6 segmenti, ad esempio, la distribuzione di campo non è uniforme sull'intera area, questo significa che la variazione di fase lungo la spira è ancora significativa (vedi figure 2.13 e 2.14) e che i segmenti che costituiscono la spira non sono elettricamente piccoli. Aumentando il numero di segmenti si verifica che un'antenna con 10 o più segmenti è in grado di ottenere una distribuzione di campo

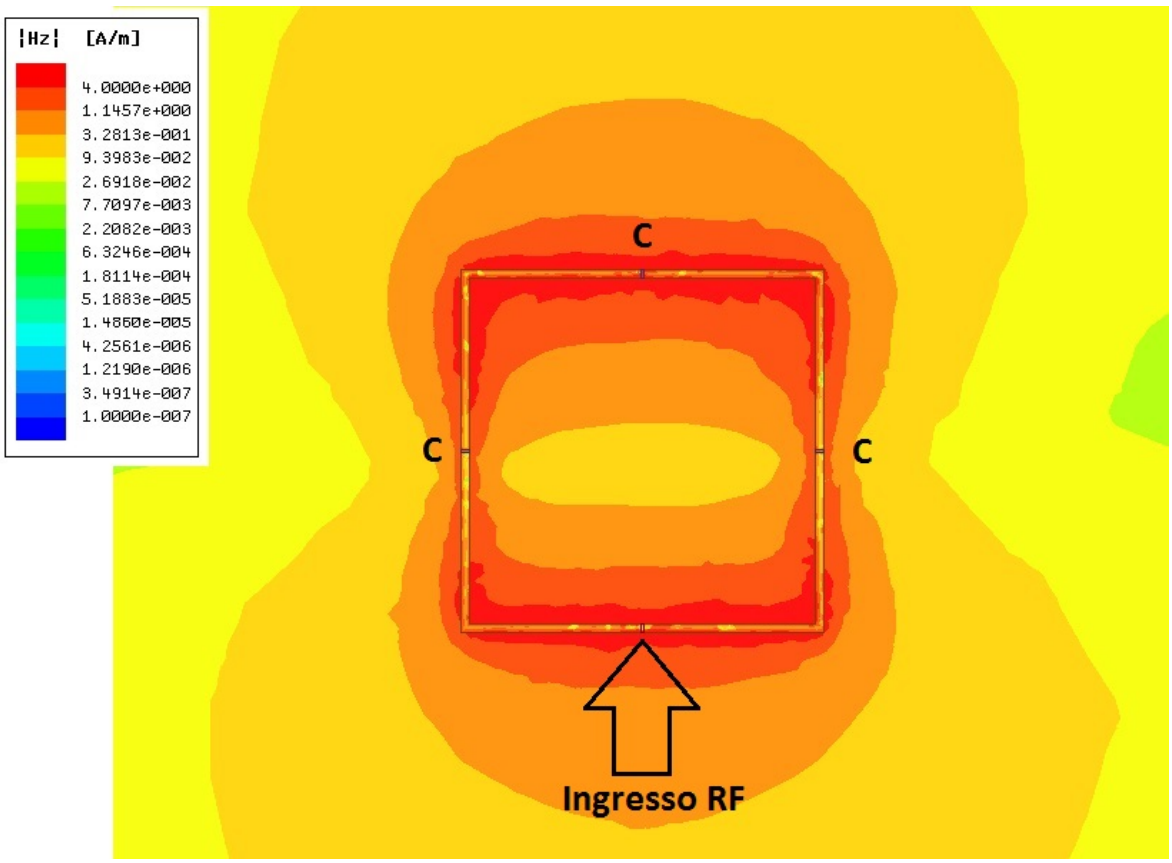


Figura 2.13: Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 4 segmenti (f=866.5 MHz).

# segmenti	# capacità	Stima della capacità (pF)	Valore reale (pF)
8	7	0.763	0.35
10	9	0.981	0.65
12	11	1.199	0.9
17	16	1.744	1.55
20	19	2.071	1.85

Tabella 2.1: Riepilogo delle antenne a spira segmentate analizzate al simulatore

uniforme (vedi figura 2.14). Incrementare il numero di segmenti, a parità del lato della spira, e quindi delle capacità, comporta un aumento del valore di capacità C. Questo deriva dal fatto che la capacità serie equivalente non cambia in quanto le dimensioni dell'antenna non sono state modificate (vedi tabella 2.1). Un'analisi più dettagliata porta ad affermare che l'aumento del numero di segmenti porta un esiguo decremento dell'induttanza poichè i componenti a radiofrequenza prendono il posto del conduttore di rame.

Il grafico di figura 2.16 conferma che in un'antenna segmentata non vi sono massimi e minimi di corrente lungo la spira, la fase è pressochè costante e non vi è quindi inversione rispetto alla stessa spira non segmentata. E' interessante notare che il valore di C che minimizza lo sfasamento della corrente lungo la spira è quello che offre il campo magnetico più elevato al centro di essa (vedi figura 2.17). In termini di prestazioni si nota che l'aumento del numero di segmenti porta a un incremento del campo magnetico $|H_z|$ sull'intera area di interrogazione, si suppone che un ulteriore aumento porti a raggiungere un limite massimo per $|H_z|$. Si è valutato il campo magnetico lungo un asse

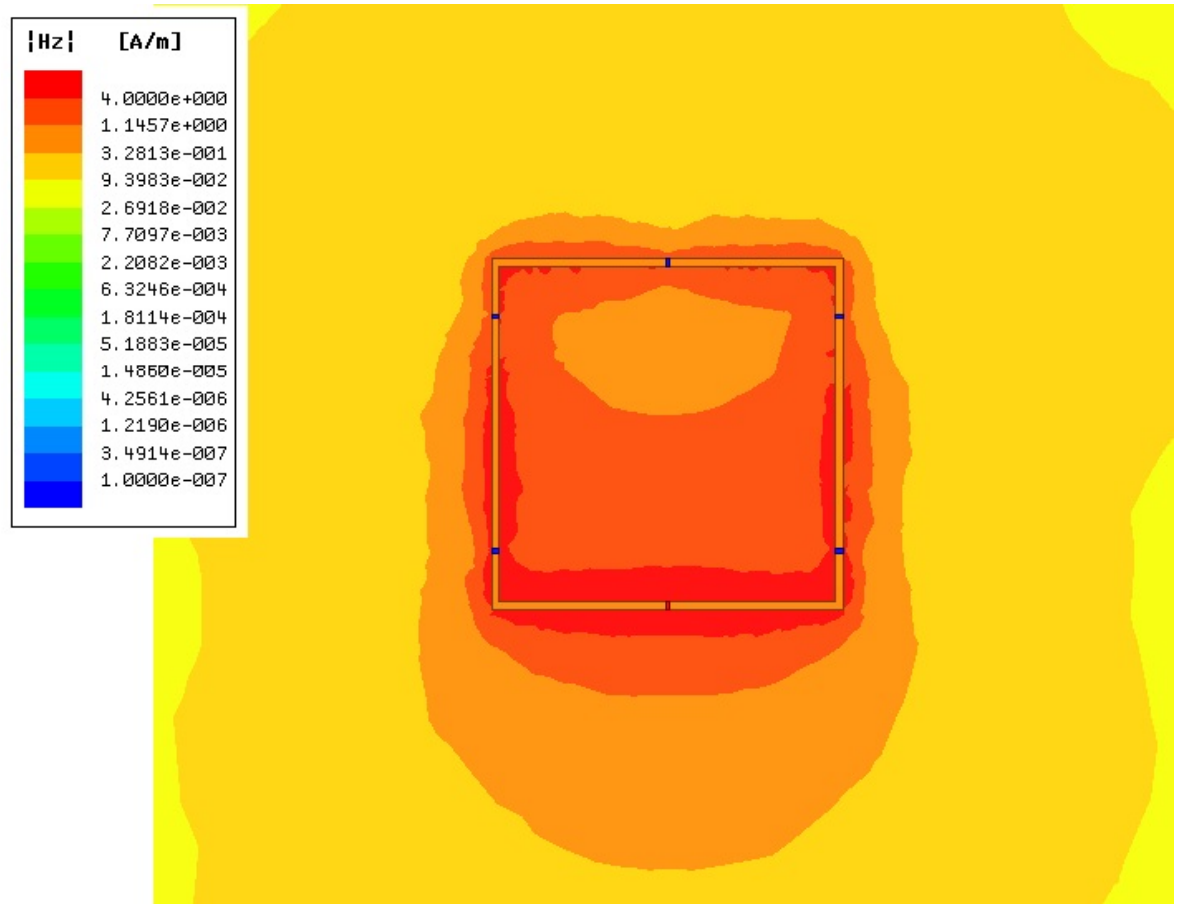


Figura 2.14: Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 6 segmenti (f=866.5 MHz).

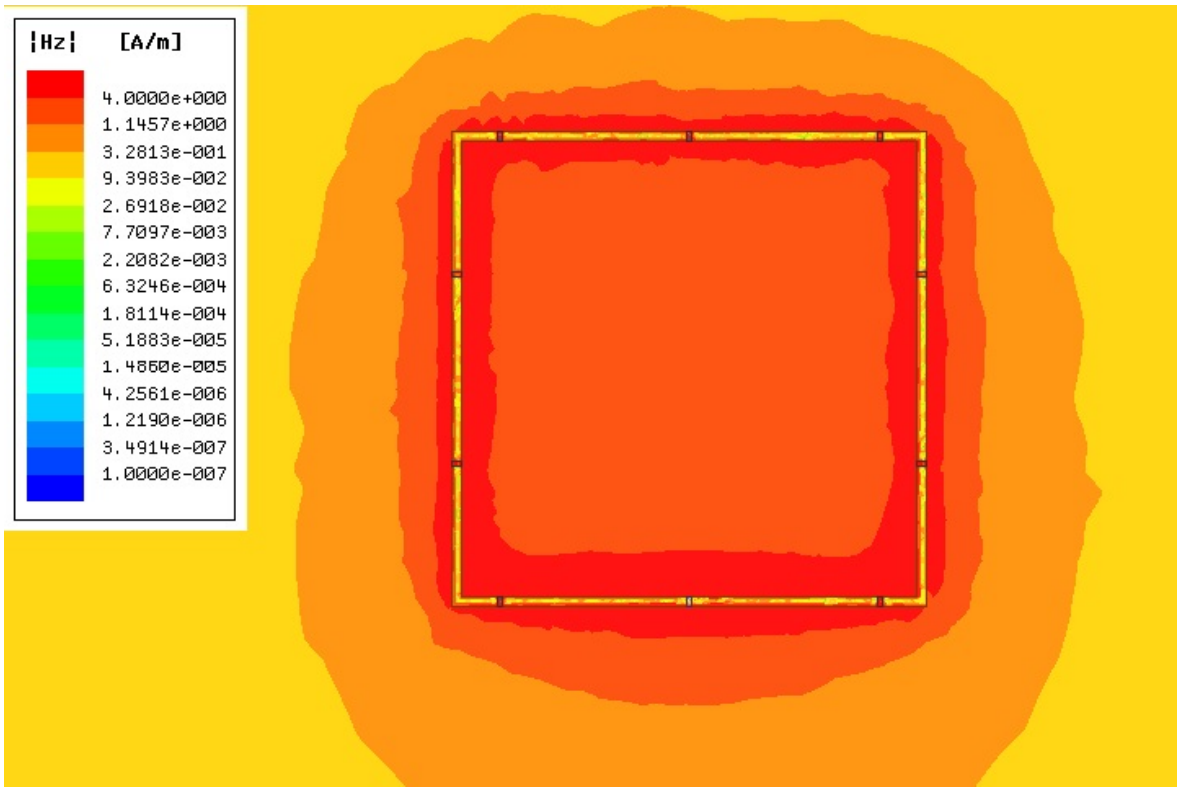


Figura 2.15: Distribuzione di campo magnetico $|H_z|$ per una spira di 10 segmenti (f=866.5 MHz).

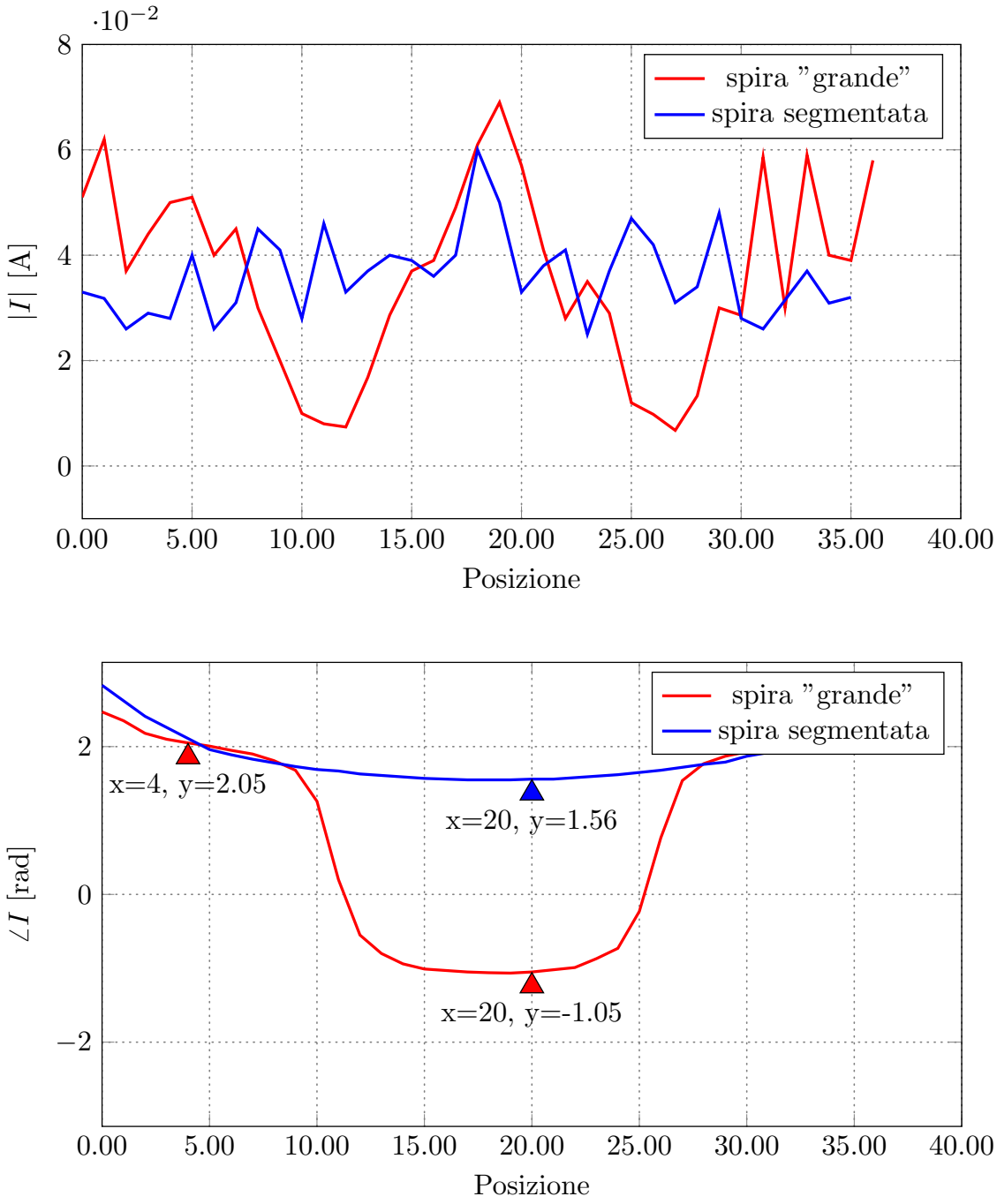


Figura 2.16: Confronto del modulo e della fase della corrente in una spira elettricamente grande e in una segmentata.

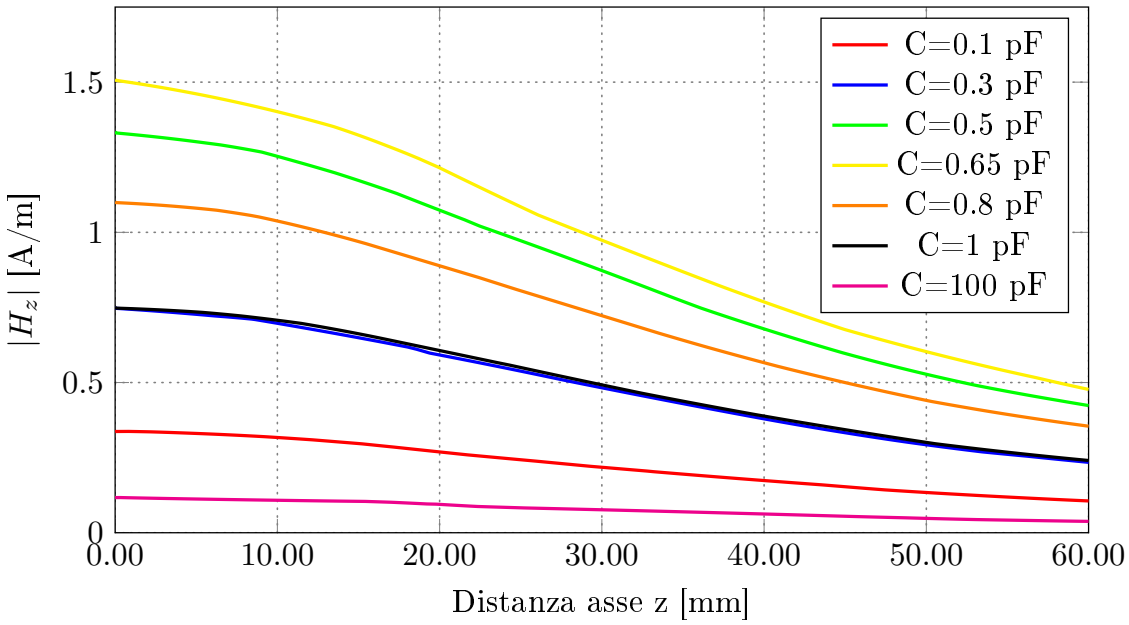


Figura 2.17: Intensità del campo magnetico $|H_z|$ per una spira segmentata in 10 parti al variare della capacità.

della spira ad un'altezza di 0.5 mm da essa, in figura 2.18 viene riportato l'andamento.

La spira segmentata in 10 parti possiede un campo magnetico $|H_z|$ al centro di essa superiore del 13% rispetto a una spira con 8 segmenti, mentre l'incremento di campo magnetico relativo a una spira divisa in 20 segmenti è solamente del 4.4%. Si può concludere che impiegare un'antenna segmentata con capacità concentrate di perimetro pari a λ suddivisa in 10 segmenti possiede una corrente sufficientemente in fase per garantire l'uniformità di campo sul piano dell'antenna. In figura 2.21 è presente il layout dell'antenna di lato 93 mm, posta su un substrato di FR4 spesso 1.6 mm, con C=0.65 pF, w = 2 mm. In figura 2.22 l'impedenza di ingresso, in figura 2.23 la perdita di ritorno dell'antenna e in figura 2.24 il campo magnetico $|H_z|$ valutato a distanza di 2 cm dall'antenna sui due assi dell'antenna. Si evidenzia il fatto che in prossimità del punto di alimentazione dell'antenna (nella curva denominata Asse x) il campo magnetico è più intenso.

2.3.2 Analisi dell'impedenza di ingresso di un'antenna a spira

Una delle figure di merito più importanti per un'antenna a spira è costituita dall'impedenza di ingresso. Per poter commentare in maniera adeguata il significato del grafico di figura 2.22 per un'antenna segmentata, è opportuno fare riferimento all'impedenza di una spira, priva di segmenti, delle stesse dimensioni di quella presente in figura 2.21 (vedi figure 2.26 e 2.27). Il confronto viene fatto con le curve teoriche consultabili in [17] dove la resistenza e la reattanza di ingresso sono funzione delle dimensioni geometriche della spira confrontate con la lunghezza d'onda. In figura 2.28 si fa riferimento al parametro ka, dove $k = (2\pi)/\lambda$ è il numero d'onda e $2a$ la dimensione massima occupata dall'antenna, grazie a questo parametro è possibile definire se un'antenna è elettricamente piccola o meno, indipendentemente dalla forma della spira (è un'alternativa alle definizioni già incontrate nel Capitolo I per spire circolari e quadrate): per $ka < 0.1$ l'antenna si definisce elettricamente piccola. L'aumento del valore $ka = C/\lambda$ può essere inteso in due modi: un aumento delle dimensioni geometriche dell'anten-

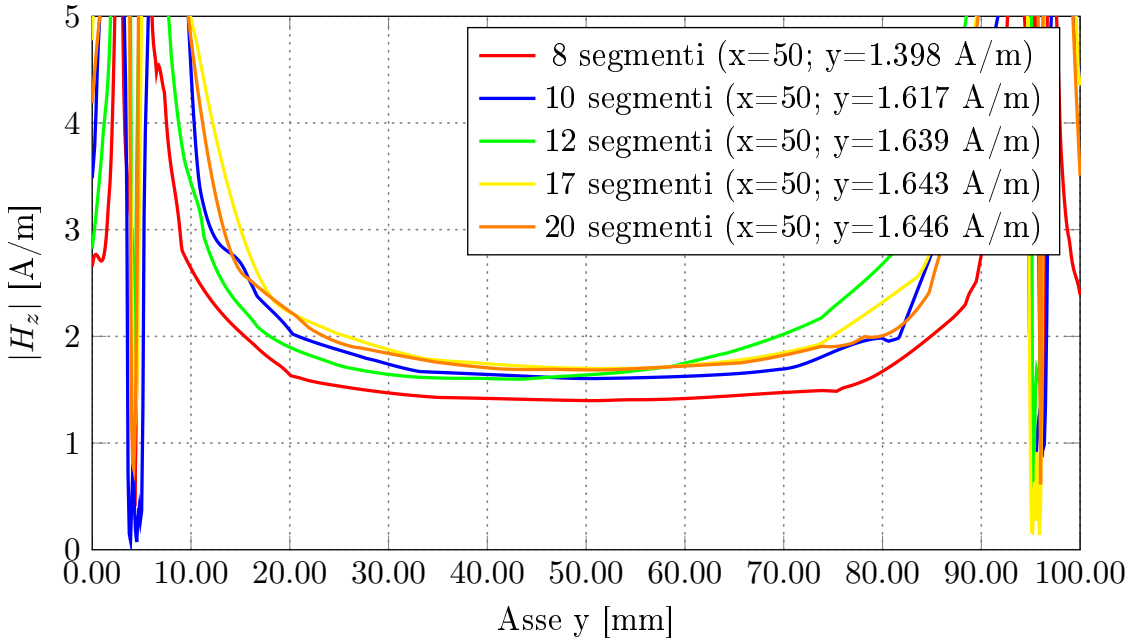


Figura 2.18: Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=0.5mm.

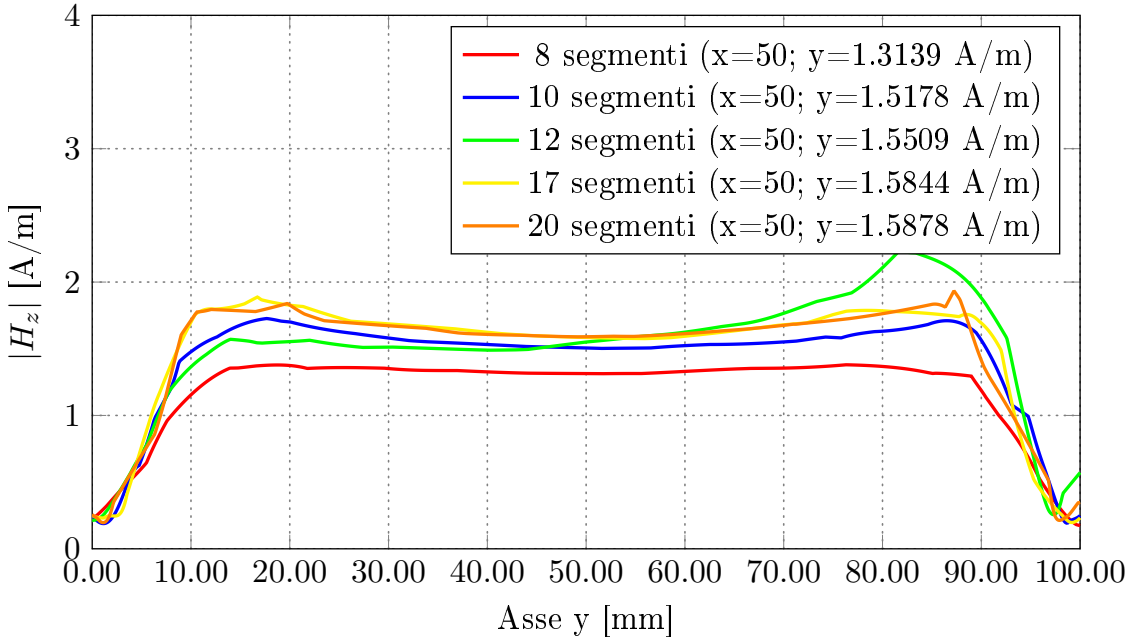


Figura 2.19: Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=10mm.

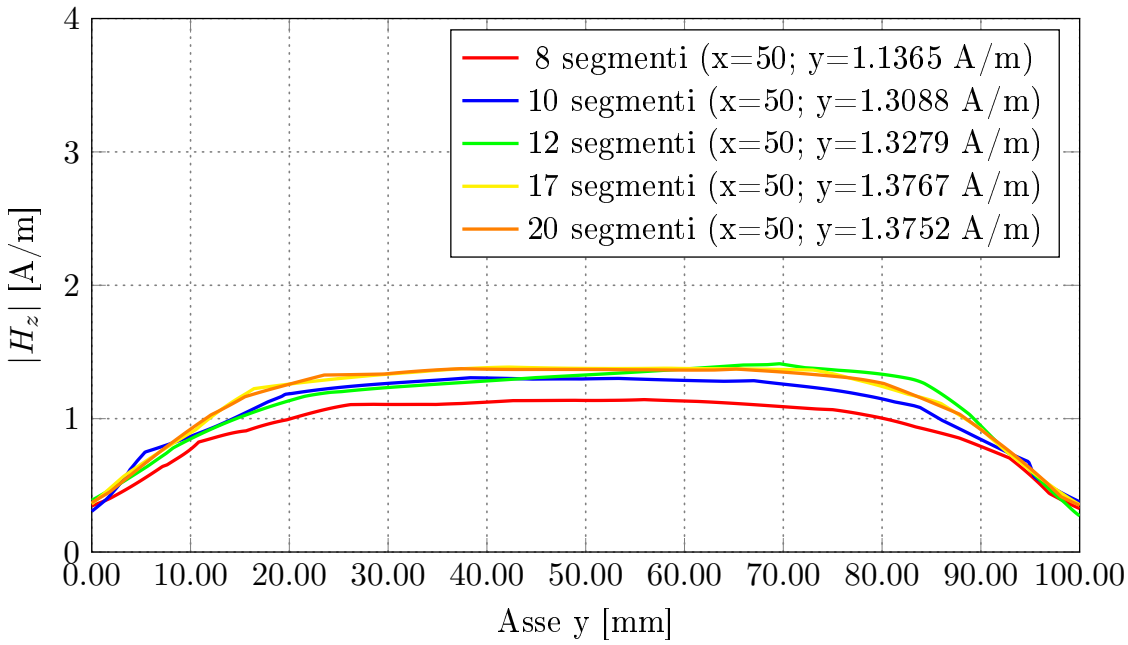


Figura 2.20: Andamento del campo magnetico $|H_z|$ lungo l'asse y ad altezza z=20mm.

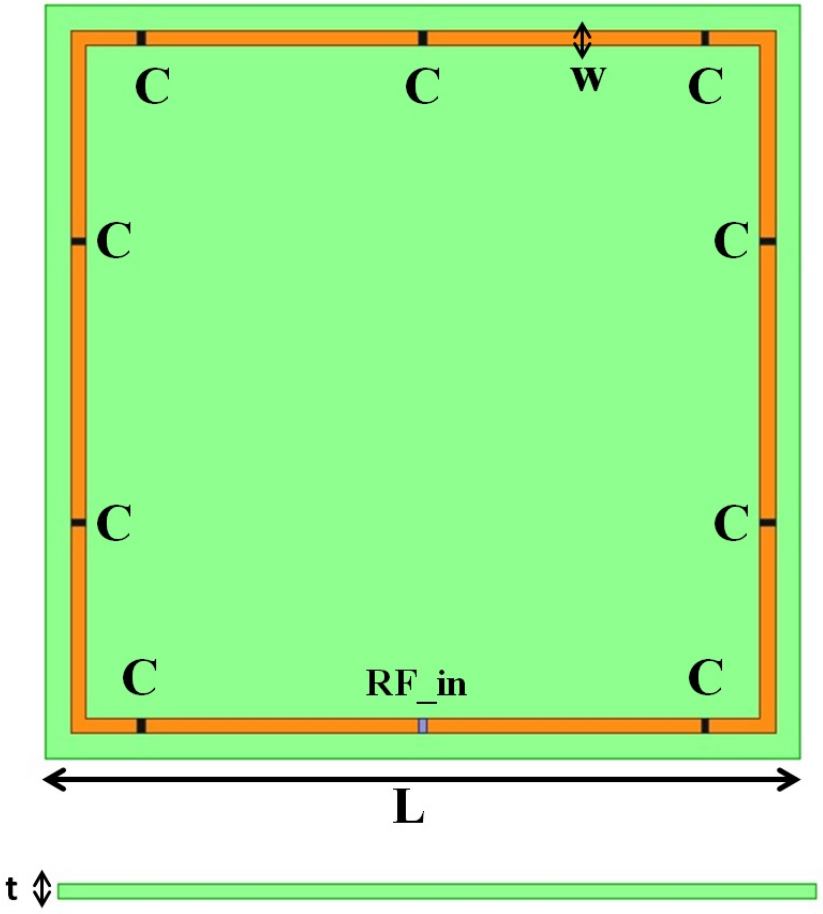


Figura 2.21: Design dell'antenna a spira segmentata simulata con Ansoft HFSS 13 ®.

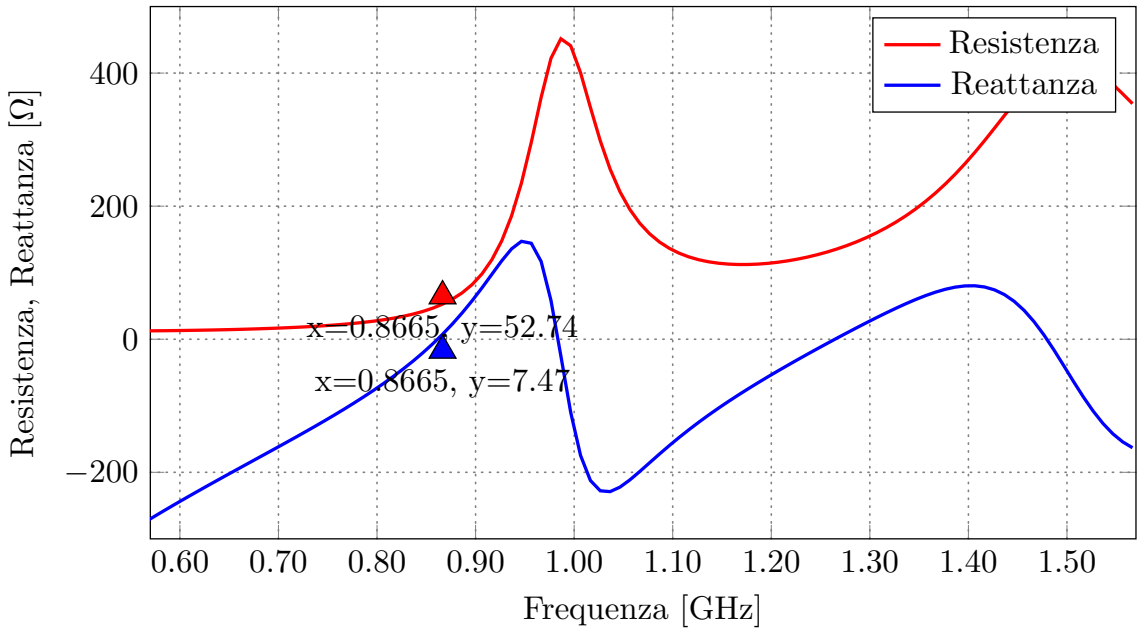


Figura 2.22: Impedenza di ingresso spira segmentata in 10 segmenti.

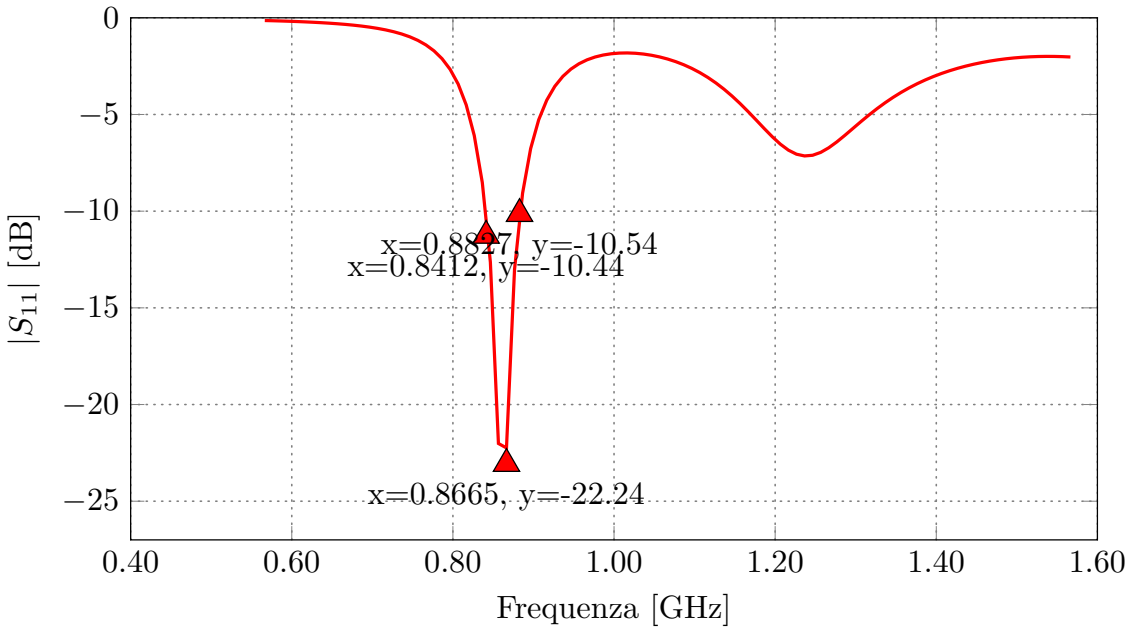


Figura 2.23: Perdita di ritorno antenna a spira segmentata in 10 segmenti (S_{11}).

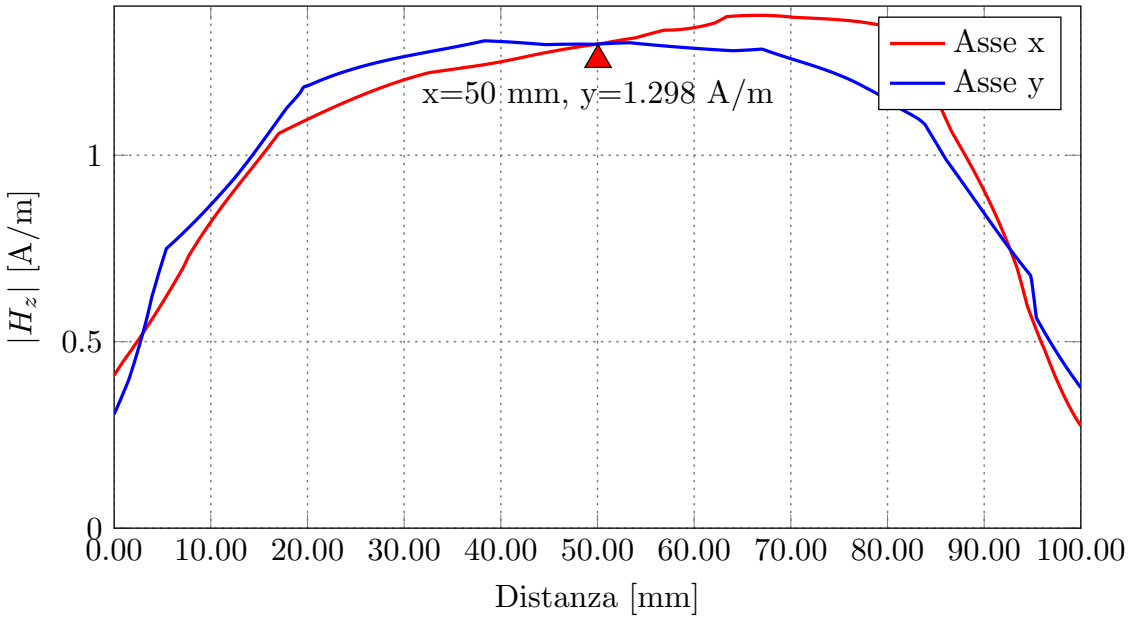


Figura 2.24: Campo magnetico sugli assi x e y della spira alla distanza z= 2 cm.

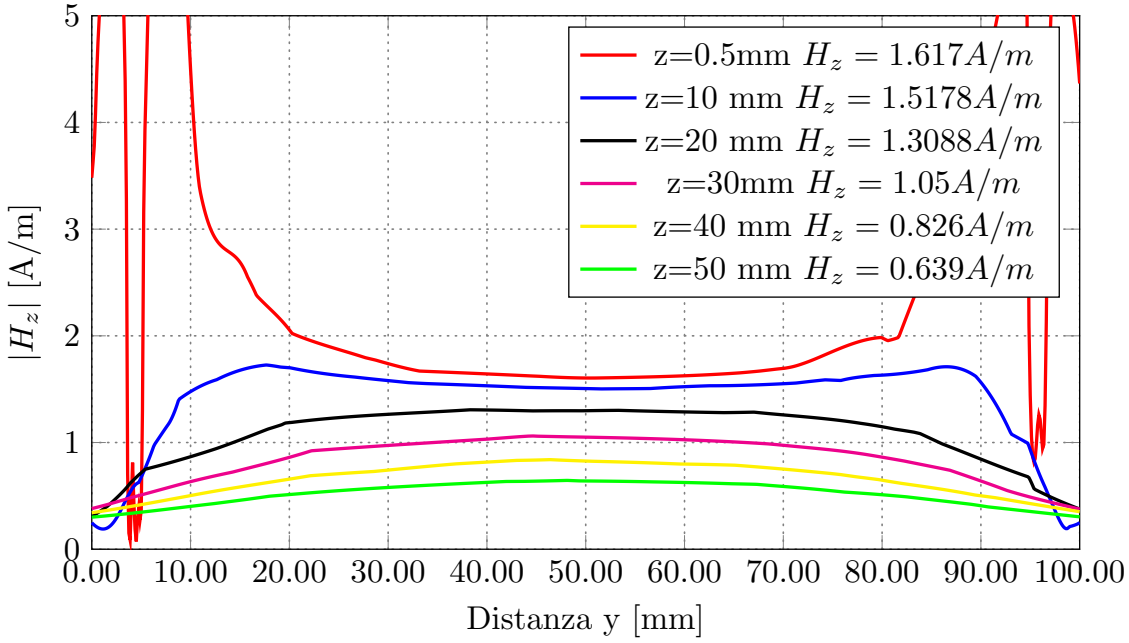


Figura 2.25: Campo magnetico sull'asse y della spira per distanze z variabili.

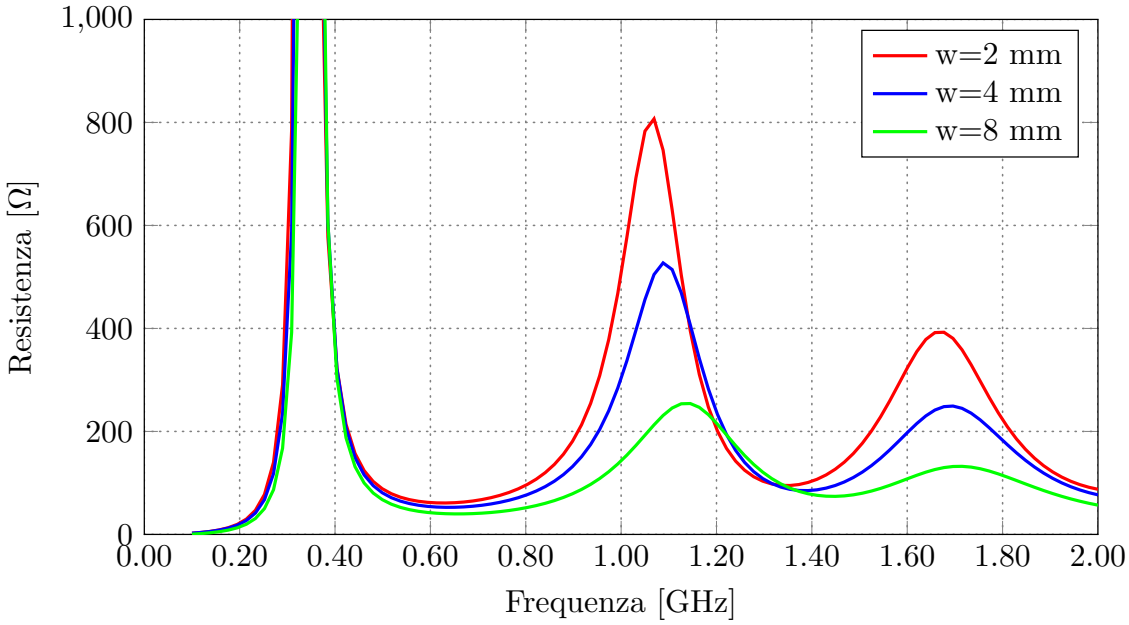


Figura 2.26: Resistenza di ingresso di un'antenna a spira non segmentata di lato 93mm con spessore della traccia variabile.

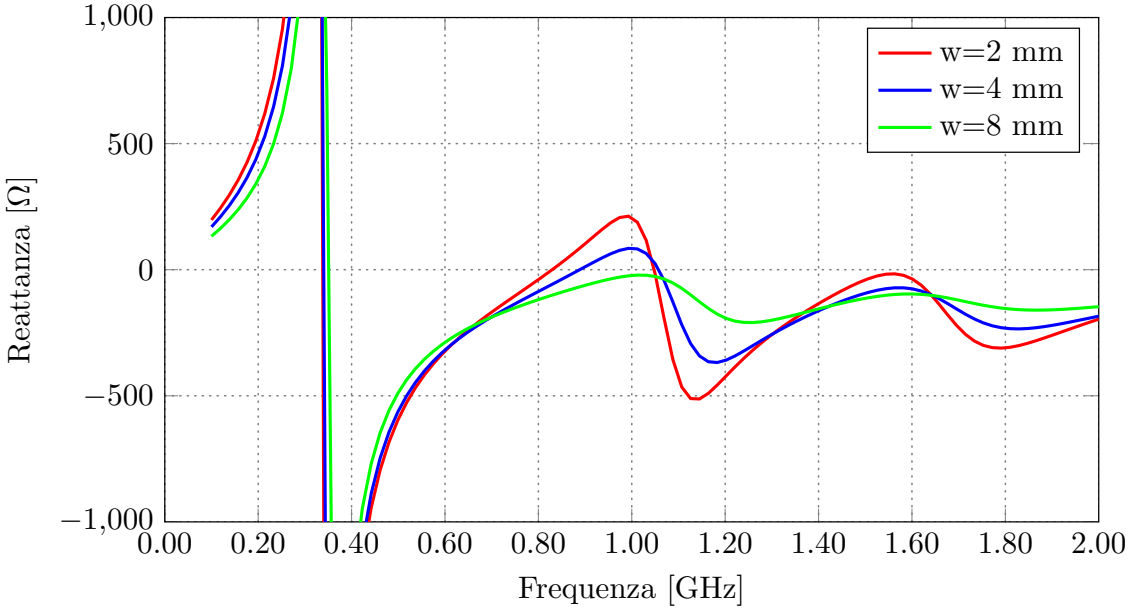


Figura 2.27: Reattanza di ingresso di un'antenna a spira non segmentata di lato 93mm con spessore della traccia variabile.

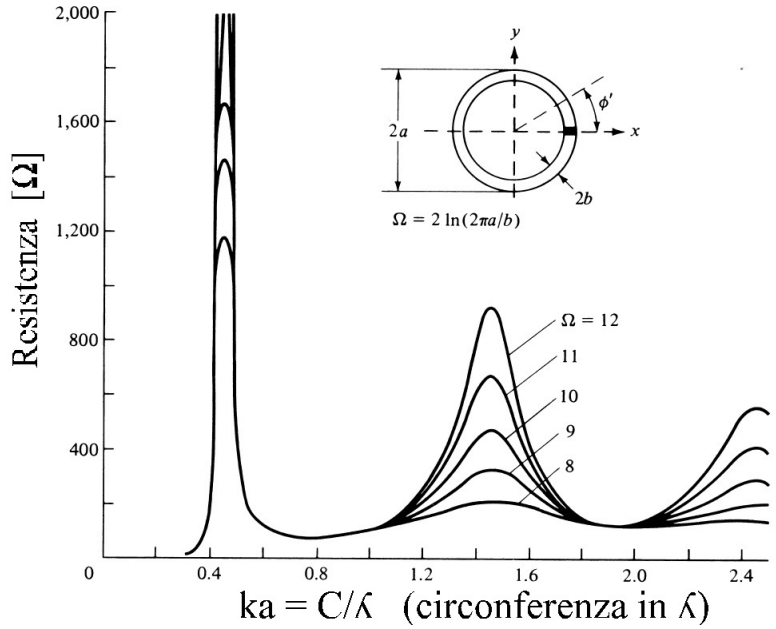


Figura 2.28: Parte reale dell'impedenza d'ingresso di una spira non segmentata [17].

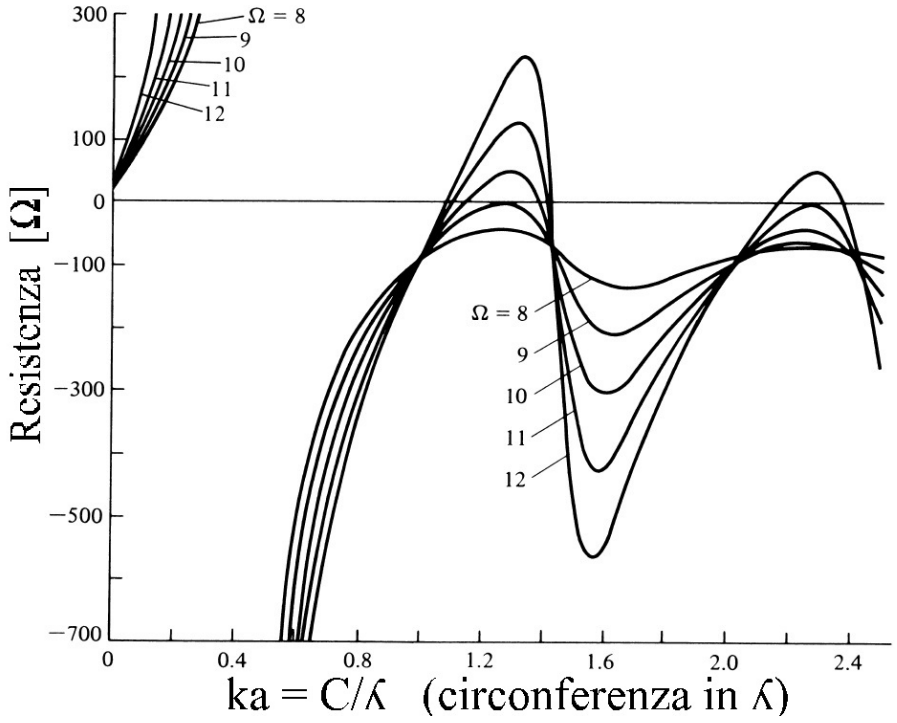


Figura 2.29: Parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso di una spira non segmentata [17].

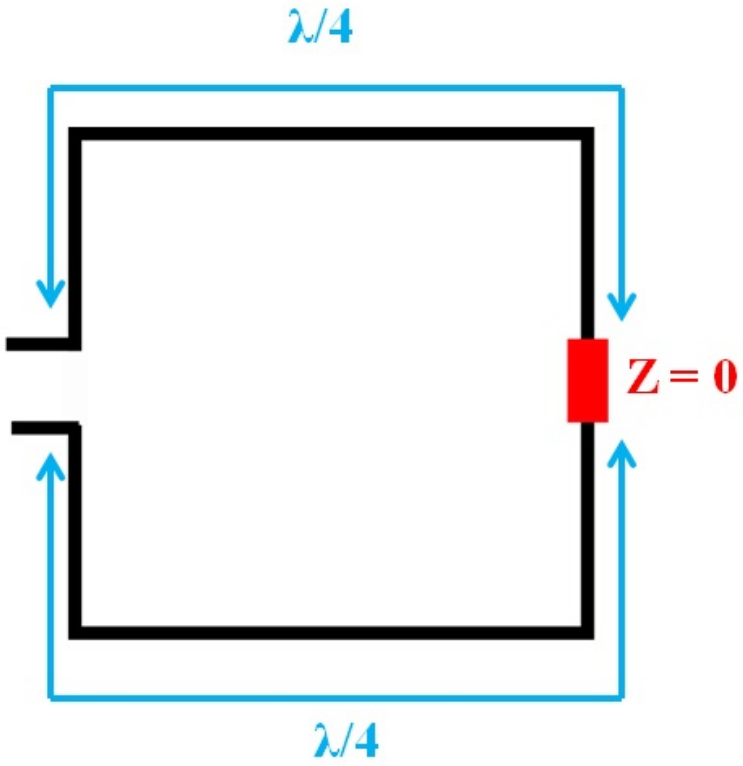


Figura 2.30: Antenna a spira paragonata a una linea di trasmissione.

na definita una lunghezza d'onda di eccitazione costante, oppure un aumento della frequenza di eccitazione data una geometria dell'antenna fissa.

Per valori di ka inferiori a 0.5, cioè per lunghezze d'onda più grandi rispetto le dimensioni dell'antenna, essa si presenta come una spira elettricamente piccola: la resistenza assume valori limitati ed aumenta con le dimensioni della spira, mentre la reattanza è positiva (induttiva) e anch'essa aumenta con le dimensioni elettriche. Questo comportamento è in linea con il modello elettrico di una spira elettricamente piccola discusso nel capitolo precedente.

Quando $ka = 0.5$, cioè il perimetro della spira è pari a $\lambda/2$ siamo in presenza di un'anti-risonanza, cioè una risonanza di tipo L-C parallelo. Per poter giustificare il comportamento antirisonante di una antenna a spira è necessario immaginarla come

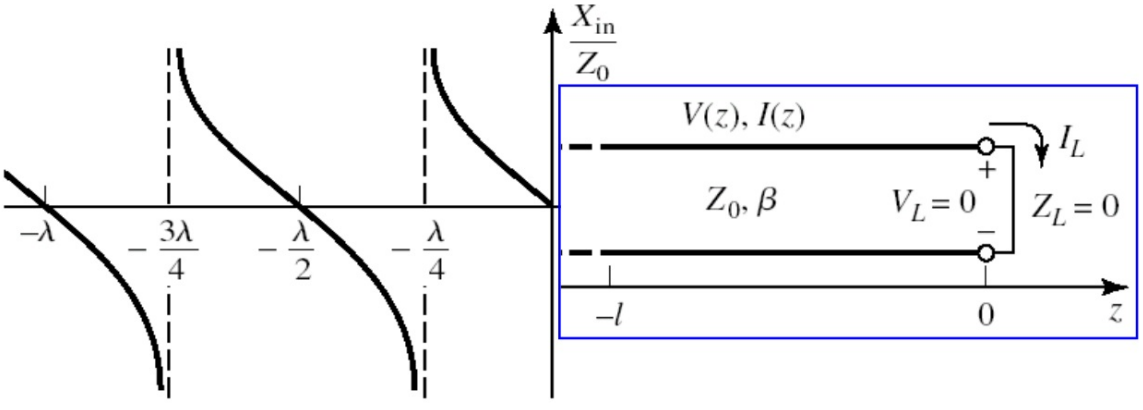


Figura 2.31: Linea di trasmissione chiusa su un cortocircuito e reattanza della linea di trasmissione.

una linea di trasmissione di lunghezza $\lambda/4$ chiusa su un cortocircuito [18].

E' importante ricordare che il comportamento di una linea di trasmissione cambia ogni $\lambda/4$ da induttiva a capacitiva e viceversa. Quando una linea di trasmissione ha lunghezza inferiore a $\lambda/4$ (oppure valutando una linea di lunghezza nota nell'intervallo di frequenze inferiori a quella di risonanza) un cortocircuito sul carico appare come un circuito aperto ai capi del generatore e l'impedenza della linea è positiva, quindi induttiva. Quando la lunghezza della linea di trasmissione aumenta, anche la reattanza aumenta fino a quando la lunghezza della linea di trasmissione raggiunge $\lambda/4$. Per una linea chiusa su un cortocircuito, l'induttanza cresce, fino a quando, esattamente alla lunghezza di $\lambda/4$, essa risulta infinita. In altre parole, l'impedenza di ingresso di una linea in cortocircuito è un circuito aperto. Questi effetti di risonanza avvengono solo quando un segnale è di lunghezza d'onda $\lambda/4$, con $\lambda/4$ pari alla lunghezza della linea. Aumentando ancora la lunghezza della linea di trasmissione (oppure valutando la linea di lunghezza nota a frequenza superiore della risonanza), si invertono i ruoli e il cortocircuito risulta sempre un circuito aperto ai capi del generatore ma la linea possiede reattanza negativa, cioè capacitiva [19]. In figura 2.30 è raffigurato il paragone tra un'antenna a spira e linea di trasmissione chiusa su un cortocircuito; in figura 2.31 si nota il comportamento di una linea di trasmissione $\lambda/4$ con impedenza di ingresso $Z_{in} = jZ_0 tan(\beta l)$.

Le simulazioni di figura 2.26 e 2.27 confermano il comportamento anti-risonante di un'antenna a spira. L'annullamento della parte immaginaria dell'impedenza (figura 2.27) è risultato dell'interpolazione dei punti che costituiscono la curva e non ha quindi significato fisico.

L'identificazione del numero di risonanze e delle antirisonanze di una spira elettricamente grande prevede un'analisi dei modi che contraddistinguono l'antenna a spira, prevedendo la sua modellizzazione con l'introduzione di un circuito RLC più complesso [20]. Per ottenere ciò, è necessario derivare completamente l'impedenza d'ingresso di un'antenna a spira, operazione matematica intrapresa in passato da Hallen e da Storer ma che non sarà qui trattata. Ricavando la corrente sulla spira come serie infinita di Fourier dei modi naturali risonanti (vedi equazione 2.1) si ottiene l'espressione dell'impedenza di ingresso come un sistema di più impedenze in parallelo:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{Z_m}} \tag{2.7}$$

dove Z_0 è l'impedenza del modo di ordine zero modellizzato da un circuito R-L serie (modello presente nel Capitolo I per una spira elettricamente piccola), mentre le impedenze dei modi di ordine superiore Z_m vengono tradotti come circuiti R-L-C serie (vedi figura 2.32), dove l'impedenza Z_m dipende dalla geometria dell'antenna riferita a λ (ka). Il modo di ordine zero è sempre presente ed ha grande influenza sul comportamento complessivo della spira.

Le curve empiriche ricavate da Storer(figure 2.28 e 2.29) sono state valutate in funzione del parametro $\Omega = 2ln(\frac{2\pi a}{b})$, con $2a$ dimensione massima dell'antenna e $2b$ lo spessore della traccia. Esse evidenziano che risonanze modali per una spira infinitesimamente stretta presentano onde viaggianti con lunghezze d'onda che sono idonee esattamente per quel perimetro della spira, in altre parole la corrente trova solamente un percorso in cui scorrere. Questo porta ad un restringimento della banda e di conseguenza ad alti fattori di merito in quanto solo poche lunghezze d'onda possono partecipare alla risonanza. Solo in questo caso possono essere considerati come costanti i valori dei componenti R-L-C serie per ogni modo. Spire più spesse, viceversa, presentano un numero di percorsi per la corrente più elevato, ottenendo così un au-

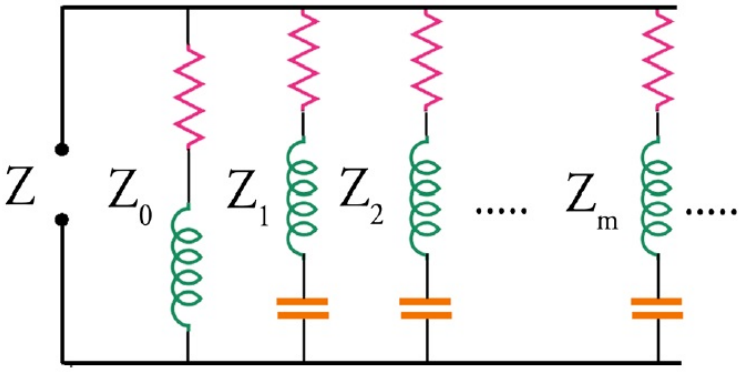


Figura 2.32: Modello RLC di una antenna a spira utile per il calcolo delle frequenze di risonanza e antirisonanza [20].

mento della banda e una diminuzione del fattore Q. I componenti L e C dipendono direttamente dalle dimensioni della spira, ma non la resistenza che invece si riferisce solamente a perdite di radiazione. Una spira possiede quindi un numero infinito di modi risonanti, tuttavia è la somma di questi modi che dà luogo al comportamento complessivo dell'impedenza e la somma di essi converge a un numero di risonanze più limitato.

In figura 2.29 si nota che tutte le risonanze e le antirisonanze scompaiono (eccetto la prima) quando $\Omega < 8$, quindi per spire o molto piccole o molto spesse.

Per distinguere una risonanza da un'antirisonanza è necessario osservare come cambia l'impedenza di ingresso dell'antenna: nelle risonanze, la reattanza varia da positiva a negativa (da reattanza capacitiva a induttiva), in condizioni di anti-risonanza accade il contrario. Tutte le vere risonanze avvengono per multipli interi di ka. In questa situazione la spira perde tutta la sua reattanza e appare alla sorgente puramente resistiva: questa resistenza è proprio la resistenza di radiazione della spira in condizioni di risonanza. Tutte le frequenze di antirisonanza sono presenti per multipli interi di $ka/2$. Ancora una volta la reattanza si annulla e l'antenna appare alla sorgente come puramente resistiva, ma questa volta la resistenza assume valori piuttosto elevati, tipicamente più grande di qualsiasi resistenza di radiazione alla risonanza.

Per concludere, quindi, valutando l'impedenza di ingresso di un'antenna segmentata ci si accorge che fino alla frequenza di 866.5 MHz essa si comporta come una spira elettricamente piccola, per frequenze superiori essa possiede un'antirisonanza (meno accentuata rispetto a un'antenna non segmentata) e rispetta qualitativamente l'andamento dell'impedenza di ingresso di una spira priva di segmenti, ossia con un'alternanza di risonanze e antirisonanze. Da sottolineare che l'effetto di eliminazione di alcune risonanze e antirisonanze per variazioni nella geometria vale anche per antenne segmentate (vedi figure 2.33 e 2.34).

Progettare una spira risonante prevede la necessità di riportare in fase la corrente nel conduttore affinchè essa possa generare un campo magnetico uniforme; inoltre la resistenza di ingresso deve assumere un valore accettabile ($R \approx 100$) per poter essere adattata a una linea di trasmissione standard. Per operare, invece, con spire elettricamente piccole, dove è presente solo il modo antirisonante è necessaria una trasformazione di impedenza dell'antenna, in quanto la resistenza di una loop antirisonante ($ka = 0.5$) può essere anche più grande di $10k\Omega$ (l'antenna a spira si presenta come un circuito aperto).

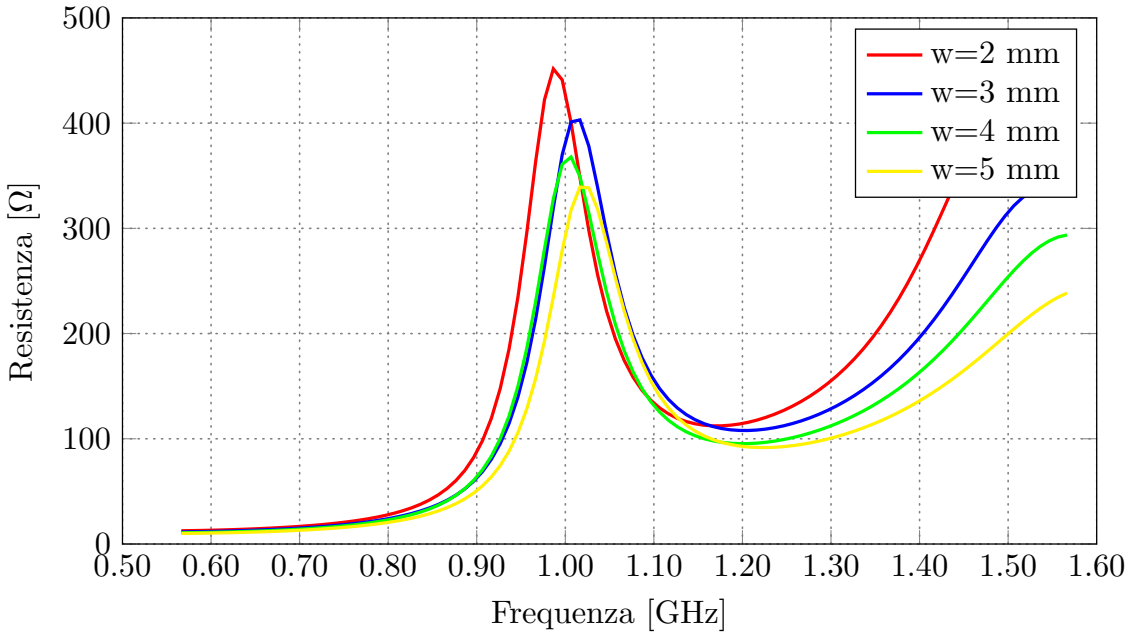


Figura 2.33: Resistenza di una antenna a spira segmentata con larghezza variabile

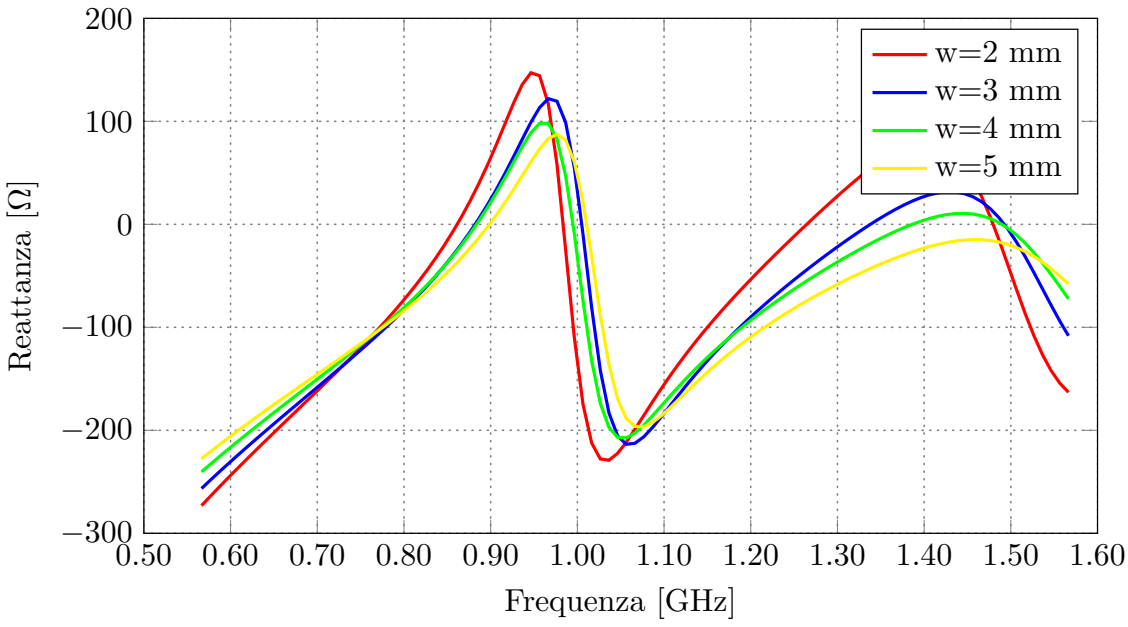


Figura 2.34: Reattanza di una antenna a spira segmentata con larghezza variabile

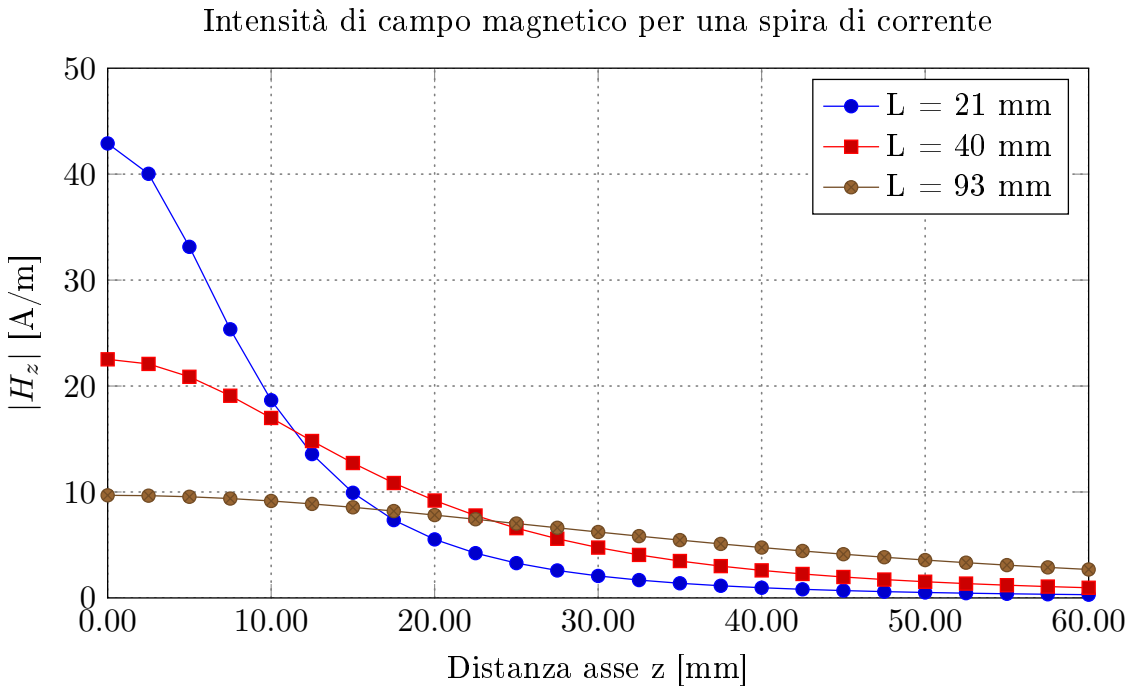


Figura 2.35: Campo magnetico $|H_z|$ in funzione delle dimensioni della spira

2.4 Impiego di spire piccole per UHF RFId

Nelle sezioni precedenti sono state presentate soluzioni d'antenna con dimensioni fisiche paragonabili alla lunghezza d'onda per poter coprire un'area d'interrogazione opportuna per applicazioni near-field standard. Abbiamo osservato che per singoli elementi radianti di questo genere è possibile ottenere un campo magnetico pressochè uniforme; tuttavia l'intensità di campo magnetico prodotta dipende dalle dimensioni della spira, questo significa che aumentare le dimensioni di un'antenna per poter occupare una zona di lettura maggiore porta a una riduzione del campo magnetico massimo prodotto da essa. L'obiettivo del progetto è quello di combinare più spire piccole, che formino un array, per assicurare un campo magnetico più intenso nella zona near-field ed uniforme sull'intera area di lettura. Le spire verranno selezionate in maniera tale da effettuare una scansione dell'intera zona, fornendo, in intervalli diversi di tempo, la massima potenza possibile a una singola spira per ottenere valori di campo magnetico elevati. Con questa soluzione sarà possibile coprire aree di lettura grandi a piacere, utilizzando il numero di spire necessario assicurando sempre la stessa efficienza di lettura.

Di seguito sarà discusso brevemente lo studio di spire piccole già presenti in letteratura utilizzate per RFId, verrà progettato un elemento radiante singolo formato da una sola spira, verificando che esso assicuri livelli di campo magnetico $|H_z|$ più intensi rispetto alle spire segmentate. Sarà messa in evidenza la problematica principale che costituisce l'adattamento dell'impedenza di ingresso della spira a una linea di trasmissione standard.

L'impiego di spire piccole è giustificato dal fatto che l'intensità del campo magnetico prodotto da una spira dipende dalle sue dimensioni secondo la legge di Biot-Savart. Essa afferma, infatti, che spire piccole producono un campo magnetico più intenso se confrontate con spire più grandi, il cui modulo decade in maniera più rapida; inoltre esiste una dimensione ottima che dipende dalla distanza dell'antenna dal campione da misurare. In figura 2.35 è possibile osservare l'andamento qualitativo del campo magnetico $|H_z|$ per dimensioni variabili di una spira, secondo la legge di Biot-Savart.

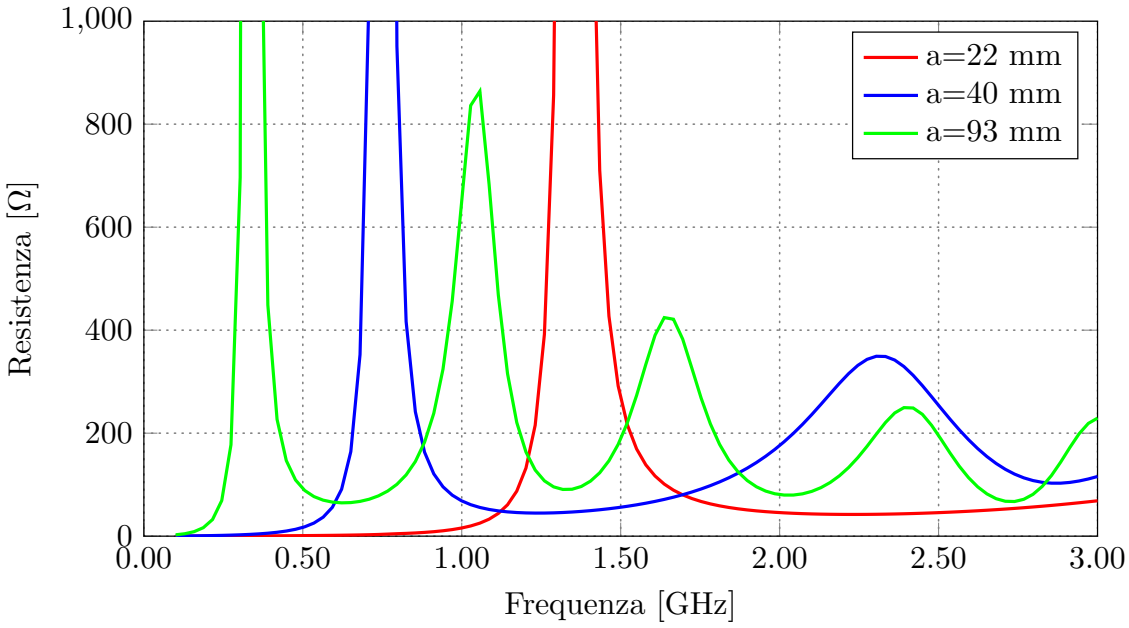


Figura 2.36: Resistenza di ingresso di una spira con lato variabile

Lo studio di spire piccole permette di capire se e quanto esse siano più efficienti rispetto a soluzioni d'antenna con dimensioni paragonabili a λ.

In letteratura soluzioni near-field miniaturizzate grazie all'uso di spire piccole non sono numerose, in quanto difficili da adattare a una linea di trasmissione. Si è visto in precedenza, infatti, che la diminuzione delle dimensioni di una spira porta alla scomparsa di modi risonanti e antirisonanti tipici di spire elettricamente grandi, presentando solamente un modo antirisonante, o modo di ordine zero (vedi figure 2.36 e 2.37), in presenza del quale l'antenna possiede una resistenza di ingresso troppo elevata ($\geq 10k\Omega$). Prima di descrivere i passi della progettazione dell'elemento radiante, che sarà integrato poi in un array, citiamo un esempio, presente in letteratura, di spira piccola RFId con impedenza di ingresso adattata a una linea di trasmissione.

2.4.1 Esempio di spira piccola per RFId: Split Ring Resonator

Per analizzare l'efficienza delle spire piccole dal punto di vista della generazione di un campo magnetico più intenso è possibile fare riferimento in letteratura a una geometria d'antenna chiamata Split Ring Resonator. Lo Split Ring Resonator, o più brevemente SRR, è formato da una coppia di spire racchiuse una dentro l'altra, ogni spira possiede una fessura e le due fessure si trovano in posizione diametralmente opposta. L'SRR viene considerato come un risonatore nel quale l'effetto induttivo è creato dalle spire, mentre quello capacitivo è determinato dalle fessure nelle spire e dallo spazio compreso tra esse. In [21] è possibile ricavare la frequenza di risonanza definita la geometria. Tale geometria si è rivelata efficiente per strutture in metamateriale come tecnica di miniaturizzazione per antenne far-field; tuttavia si è notata una notevole efficacia anche in condizioni di campo vicino, in particolare si è riscontrata la capacità di produrre una componente intensa di campo magnetico ortogonale alla spira. In letteratura l'SRR viene presentato come una soluzione comoda ed efficiente quando si hanno specifiche sullo spazio che deve essere occupato dall'antenna [22,23,24]. La struttura, inoltre, permette di ottenere l'adattamento di impedenza dell'antenna, risolvendo il problema della reattanza induttiva troppo elevata delle spire piccole (vedi figura 2.39). Nell'SRR, quando un campo magnetico variabile nel tempo attraversa il suo asse centrale, a

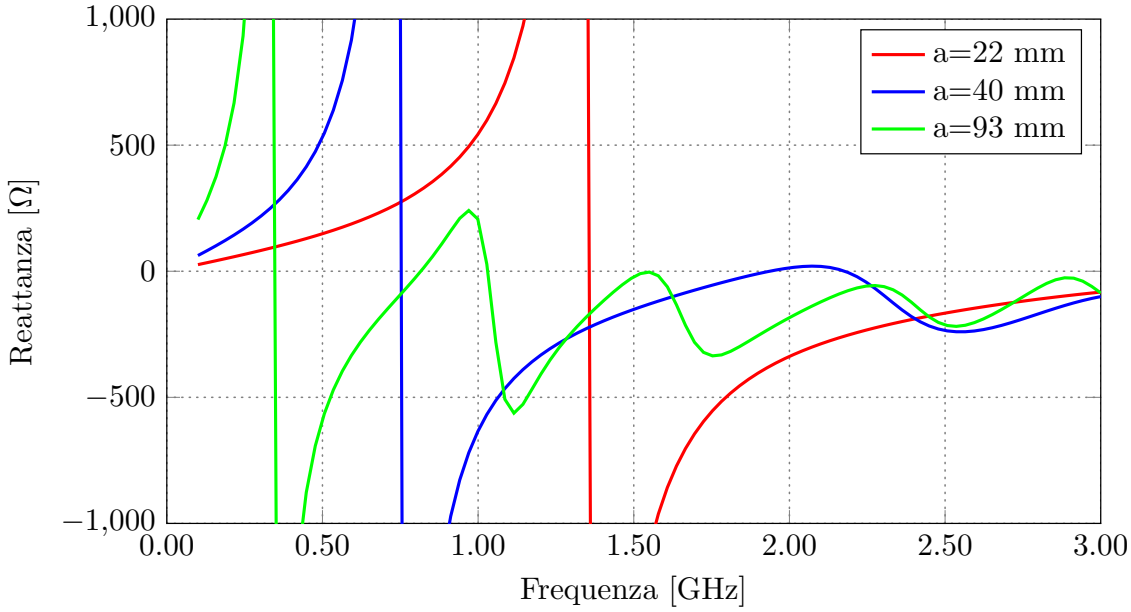


Figura 2.37: Reattanza di ingresso di una spira con lato variabile

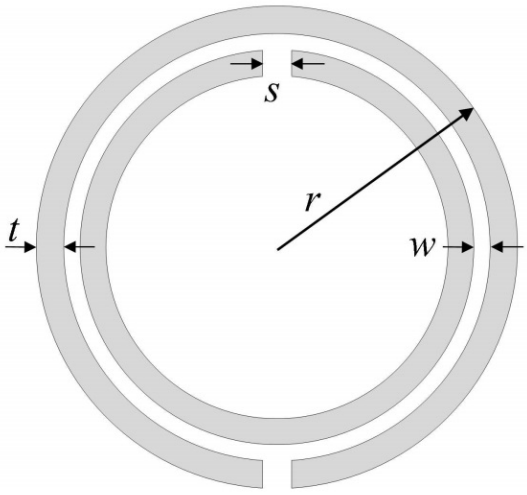


Figura 2.38: Geometria di un SRR circolare

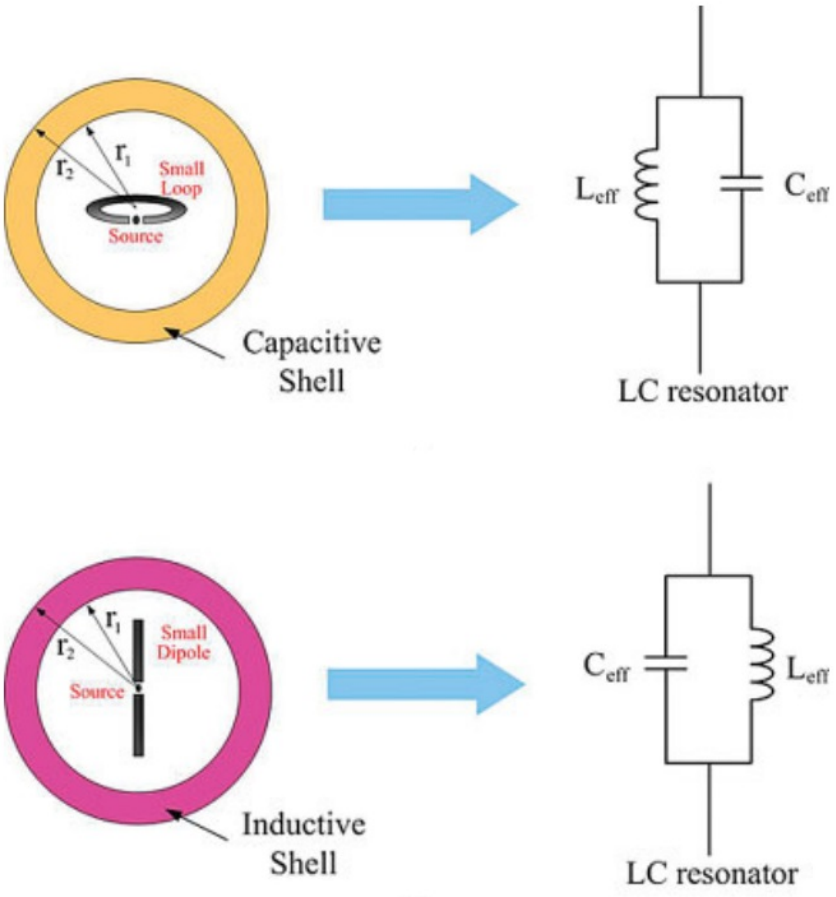


Figura 2.39: Il concetto di adattamento di impedenza nella spira magnetica e nel dipolo elettrico.

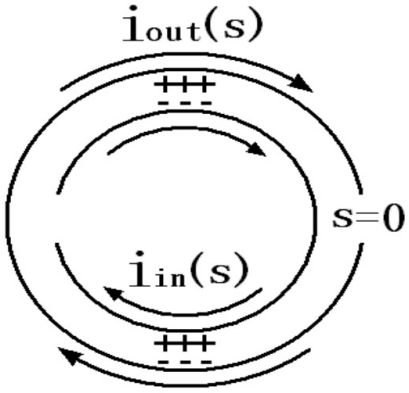


Figura 2.40: Direzione della corrente e distribuzione della carica nell'SRR.

causa della discontinuità negli anelli, la corrente nel conduttore esiste solamente sotto forma di corrente di spostamento, in modo da creare l'effetto induttivo. L'introduzione dell'effetto capacitivo avviene grazie all'anello esterno e quando un campo magnetico attraversa perpendicolarmente il risonatore si creano correnti indotte nei due anelli. A causa della disposizione opposta dell'anello interno ed esterno, la direzione di accumulo della carica è anch'essa opposta creando l'effetto capacitivo come mostrato in figura 2.40, ottenendo la risonanza desiderata, alla quale si ottiene una componente molto intensa di campo magnetico. Il comportamento magnetico dell'SRR è imputabile alle fessure (split) degli anelli, infatti un CRR (closed-ring-resonator) perde la sua risonanza magnetica mantenendo quella elettrica [25].

E' stato riproposto al simulatore il design di uno SRR [22] e ne sono stati variati i parametri di interesse per ottenere una risonanza nella banda UHF RFId 865-868 MHz. L'SRR giace su un substrato di FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $tan(\delta) = 0.02$) di spessore 1.6 mm e il lato esterno della spira misura 21 mm (figura 2.41). L'antenna viene alimentata tramite cavo coassiale e il riferimento di potenziale si estende sulla faccia inferiore in una zona limitata e prossima alla porta di alimentazione. Questo tipo di accorgimento è necessario in quanto l'introduzione di un piano di massa che si estende completamente sulla faccia inferiore causa una alterazione dell'impedenza di ingresso dell'antenna (in particolar modo diminuisce l'induttanza) e della frequenza di risonanza. Di conseguenza il campo magnetico prodotto risulta limitato e l'antenna perde la sua efficienza di lettura dei tag. In seguito sarà discusso in maniera più dettagliata l'effetto della presenza di un piano di massa sottostante una spira magnetica. Infine nelle figure 2.43 e 2.44 si osserva la perdita di ritorno e l'impedenza di ingresso dell'antenna.

Ciò che si può constatare, rispetto a un'antenna segmentata, è la sua capacità di generare un campo magnetico $|H_z|$ più intenso (vedi figura 2.42) fino a una distanza di lettura di 3 cm (figura 2.25).

2.4.2 Progetto di una spira piccola per RFId

Nell'esempio precedente, si è verificato che l'impiego di una spira piccola è vantaggioso in termini di intensità di campo magnetico $|H_z|$ prodotto. L'obiettivo del seguente paragrafo è la descrizione del progetto di un'antenna a spira piccola per RFId. Il primo passo progettuale risulta nella scelta delle dimensioni della spira utili a determinare la distanza ottimale di lettura. Non avendo dei requisiti fissati sulla distanza di lettura per semplicità scegliamo le dimensioni della spira pari a quelle dell'SRR descritto in precedenza (lato = 21.4mm) per confrontarne le prestazioni al simulatore. A posteriori,

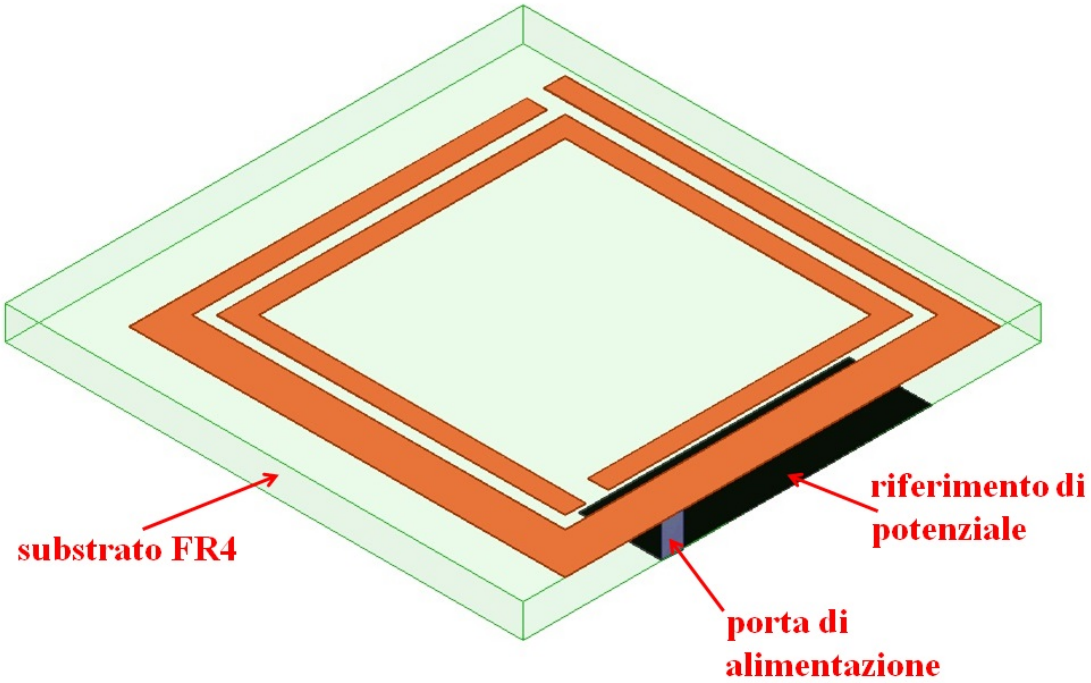


Figura 2.41: SRR operativo alla frequenza di 866.5 MHz.

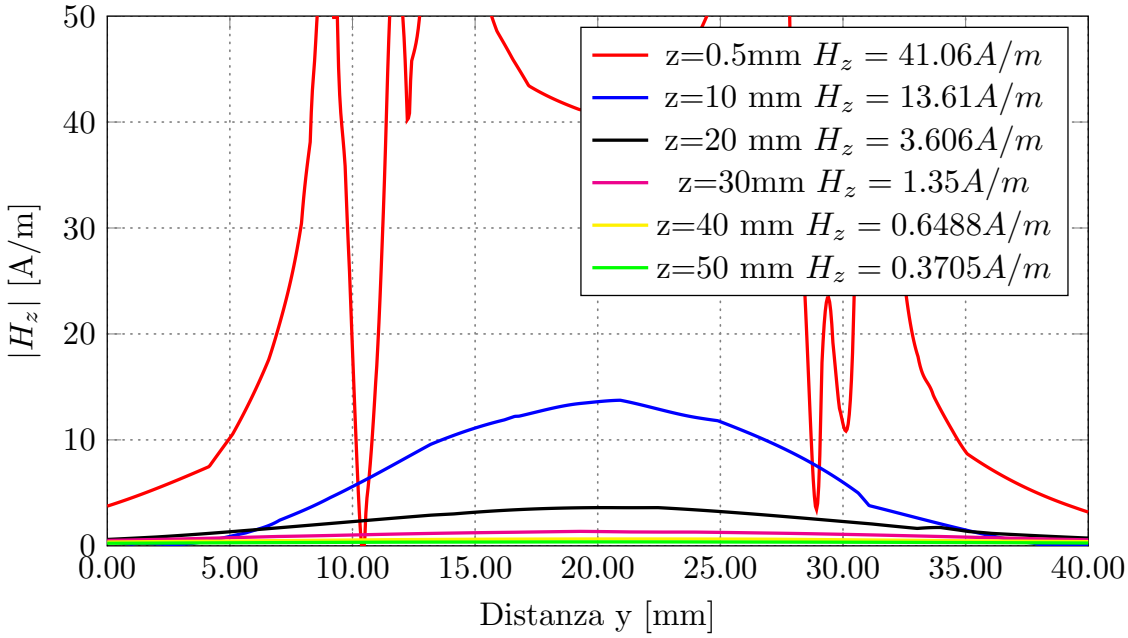


Figura 2.42: Campo magnetico $|H_z|$ per distanze z variabili.

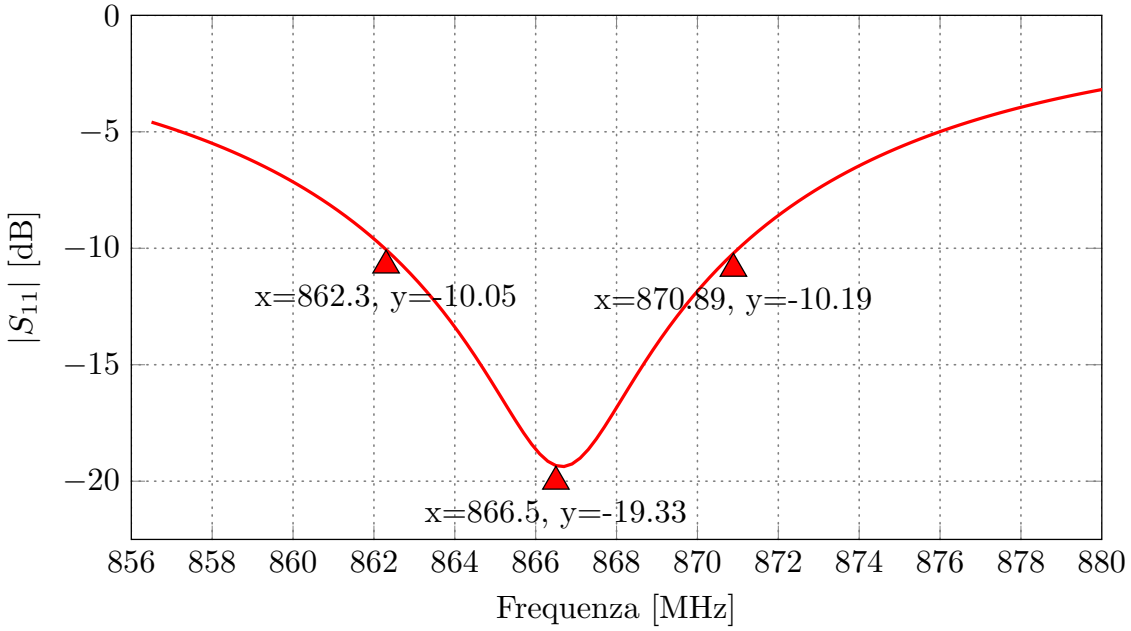


Figura 2.43: Perdita di ritorno (S_{11}) SRR.

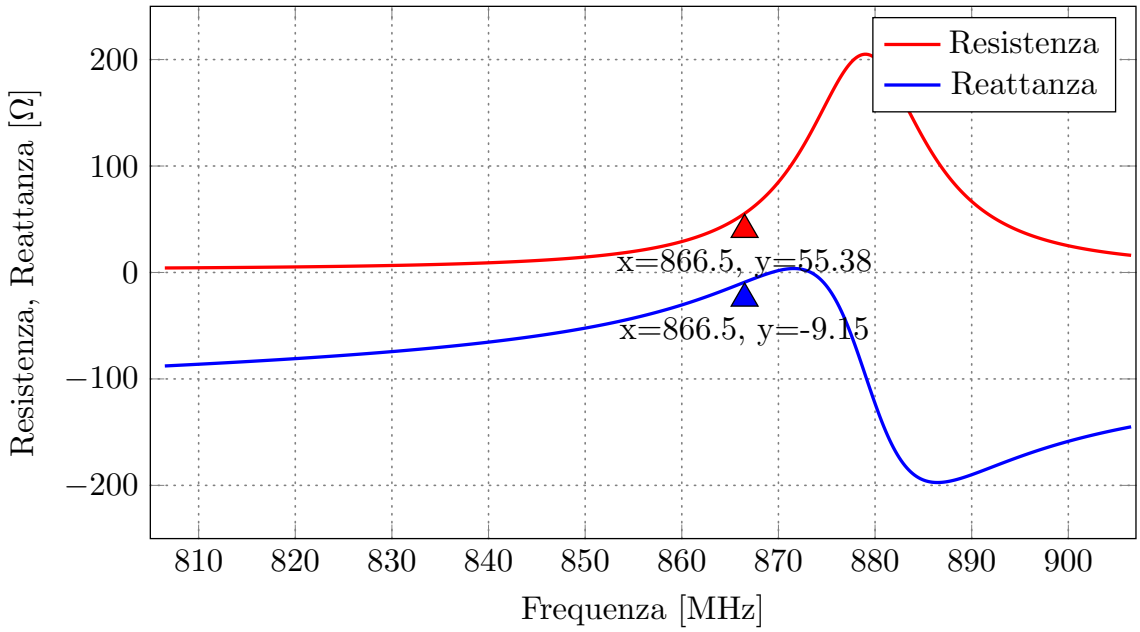


Figura 2.44: Impedenza di ingresso SRR.

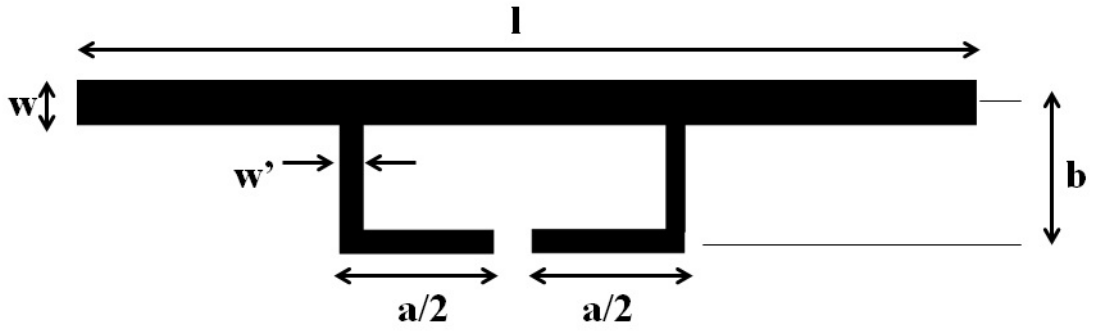


Figura 2.45: T-match per antenne di tipo bilanciato come il dipolo.

verificata l'efficienza e la distanza di lettura dell'antenna sarà possibile apportare delle migliorie variando le dimensioni dell'antenna. Ad esempio una distanza di lettura limitata suggerisce che il campo magnetico $|H_z|$ sopra la spira abbia subito un decadimento repentino e sarà necessario aumentarne le dimensioni, rispettando però la condizione che la spira sia sempre elettricamente piccola alla frequenza di interesse, solo così è possibile generare un campo magnetico uniforme.

Per spire di queste dimensioni abbiamo già potuto verificare (vedi figure 2.10 e 2.11) che prevale il modo di ordine zero o antirisonante; in questa condizione la spira si presenta come un circuito aperto ai suoi morsetti. E' opportuno, pertanto, studiare tecniche di adattamento di impedenza efficaci per poter trasformare l'impedenza d'ingresso dell'antenna. Si è scelto di evitare di trasformare l'impedenza di ingresso tramite elementi concentrati sia per non incrementare il costo dell'antenna, sia perchè con questa soluzione sarebbe risultato molto difficoltoso utilizzare un numero limitato di componenti. D'altra parte, l'impiego di trasformatori di impedenza dipendenti dalla lunghezza d'onda, per esempio il classico trasformatore $\lambda/4$, sono da evitare in quanto la rete di adattamento non può avere un ingombro eccessivo se paragonata all'elemento radiante (si ricorda che $\lambda/4 \approx 9cm$ nella banda UHF RFId europea).

Per il progetto di questa antenna viene rivisitato uno dei metodi più utilizzati ed efficaci in ambito RFId, in particolar modo per chi si occupa della progettazione di tag e prende il nome di "T-match". Esso consiste nell'introduzione di uno stub in cortocircuito che svolge la funzione di trasformazione di impedenza. L'adattamento a T-match assicura un adattamento di impedenza coniugato; la maggior parte dei tag RFId presenta tale tecnica in quanto la componente induttiva dell'antenna deve essere in grado di compensare l'impedenza del chip presente sul tag che è di tipo capacitivo [26]. In letteratura [2], è possibile trovare la trattazione matematica del T-match applicata al dipolo. La modifica dell'impedenza di ingresso di un dipolo viene eseguita introducendo uno stub in cortocircuito centrato sul dipolo(vedi figura 2.45). In questa maniera l'antenna sorgente è come se fosse connessa a un secondo dipolo di lunghezza $a < l$, posto a una distanza b dal dipolo principale. Il T-match è un sistema di adattamento bilanciato e simmetrico pertanto esso può essere applicato tanto ai dipoli quanto alle spire. Linee coassiali, che sono invece sbilanciate e asimmetriche, non possono essere adattate con questa tecnica. Grazie al T-match l'impedenza tra due punti equidistanti dal centro lungo un'antenna risonante è resistiva e il suo valore dipende dalla distanza tra gli stub e dalla loro lunghezza.

In questo design, la corrente totale ai terminali di ingresso viene divisa tra i due conduttori in base alle loro larghezze (w') e alla distanza tra gli stessi (b). Nel caso di struttura simmetrica e bilanciata il fattore di divisione α sarà pari a 1. Si può dimostrare che l'impedenza di ingresso totale, data dalla combinazione dell'antenna

(elemento radiante) e dai modi di trasmissione (non radianti) può essere scritta come:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = \frac{2Z_t[(1+\alpha)^2 Z_a]}{2Z_t + (1+\alpha)^2 Z_a} \tag{2.8}$$

dove $Z_t = jZ_0 tan(k\frac{l}{2})$ è l'impedenza di ingresso dello stub in cortocircuito formato dai conduttori del T-match e da parte del dipolo; $Z_0 \simeq 276log(b/\sqrt{r_e r'_e})$ è l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione a due conduttori divisi dalla distanza b; Z_A è l'impedenza del dipolo misurata al centro in assenza della connessione T-match. Si ricorda che $r_e = 0.25w$ e $r'_e = 8.25w'$ sono i raggi equivalenti del dipolo e dello stub di adattamento supposto che siano due tracce planari; il fattore di divisione di corrente tra i due conduttori è α ed è pari a $ln(b/r'_e)/ln(b/r_e)$. In termini di ammettenza di ingresso si può affermare che:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{Y_a}{(1+\alpha)^2} + \frac{1}{2Z_t} \tag{2.9}$$

Secondo queste equazioni, il T-match si comporta come il circuito equivalente di figura 2.46 nel quale l'impedenza di antenna viene amplificata di un fattore $(1+\alpha)$ ed è disposta in parallelo con il doppio dell'impedenza della linea di trasmissione (non radiante) per offrire l'impedenza di ingresso complessiva. Quando il fattore di divisione di corrente è unitario ($\alpha = 1$) si ottiene lo stesso circuito equivalente valido per un dipolo ripiegato [2].

Solitamente l'impedenza di ingresso assume valori complessi (vedi equazione 2.8) e poichè le lunghezze dei bracci del T-match sono limitate, Z_{in} risulta induttiva. Per eliminare la reattanza e far risuonare l'antenna alla frequenza desiderata, mantenendo il sistema bilanciato, vengono utilizzati due capacitori variabili serie tali che Z_{in} sia pari a R_{in}:

$$C = 2C_{in} = \frac{1}{\pi f X_{in}} \tag{2.10}$$

dove C_{in} è la serie delle due capacità C.

In sintesi, in figura 2.46 vengono raffigurati la connessione a T-match (a), la linea di trasmissione in cortocircuito equivalente al T-match (b), la linea di trasmissione priva di cortocircuito (c), il circuito equivalente relativo al T-match (d), la connessione a T-match con risonanza per eliminare la parte reattiva di Z_{in} (e), e il relativo circuito equivalente (f).

Questo metodo di adattamento di impedenza risulta comodo per antenne tag RFId in quanto la capacità che porta in risonanza l'antenna viene fornita dal chip stesso [27]. Lo stesso approccio rimane valido per una spira quadrata con l'accorgimento di inserire una capacità in parallelo alla spira di valore tale da portare l'antenna in risonanza [28]. Avvalendosi delle formule già incontrate nel primo capitolo, una spira di lato $21.4mm$ e larghezza del conduttore di $2mm$ presenta un'induttanza di circa $49nH$ che viene compensata con un valore di capacità nell'intorno di $0.7pF$. Il simulatore di campi elettromagnetici fornisce un valore ottimo di 0.5 pF confermando una buona corrispondenza tra teoria e simulazioni. Variando i parametri geometrici a, b e lo spessore della traccia w' è possibile ottenere il valore di impedenza desiderato. In particolare si nota che riducendo la distanza dei bracci del T-match o accorciando la loro lunghezza l'impedenza si riduce. Questi accorgimenti risultano utili per poter variare la resistenza di ingresso dell'antenna, aspetto che verrà ripreso nel progetto della rete di alimentazione per un'antenna bilanciata. In figura 2.47 viene presentato il layout finale per l'antenna a spira near-field con T-match e in tabella 2.2 i valori dei parametri più significativi.

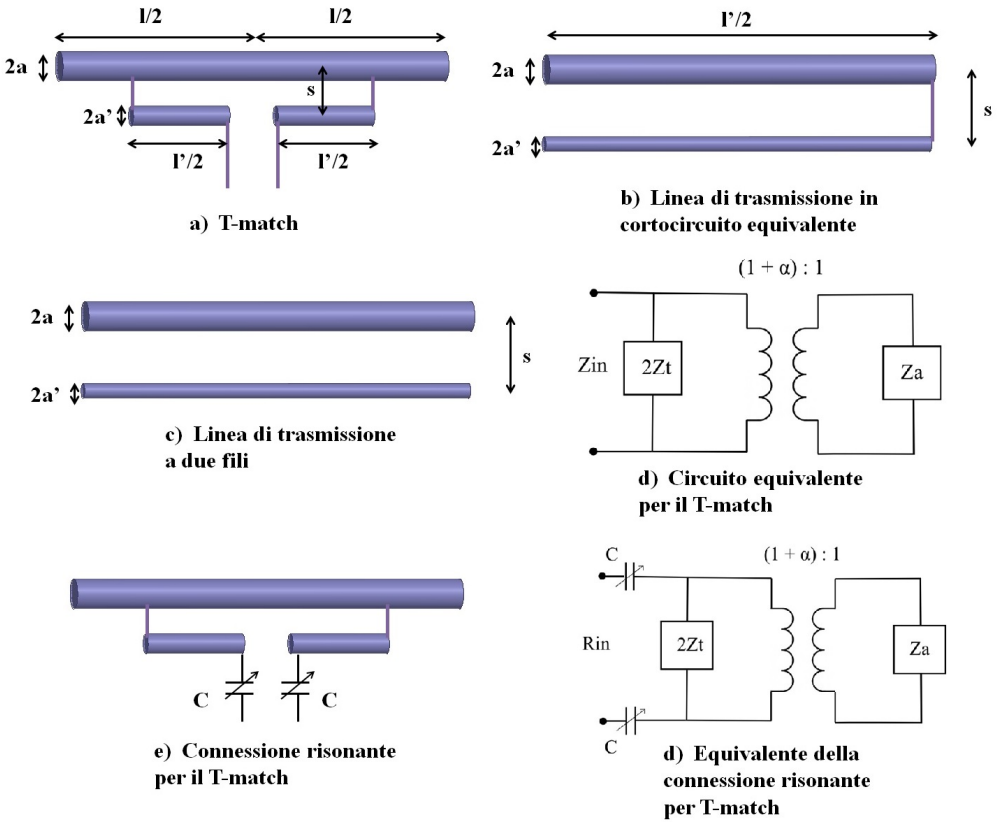


Figura 2.46: T-match e circuiti equivalenti associati [2].

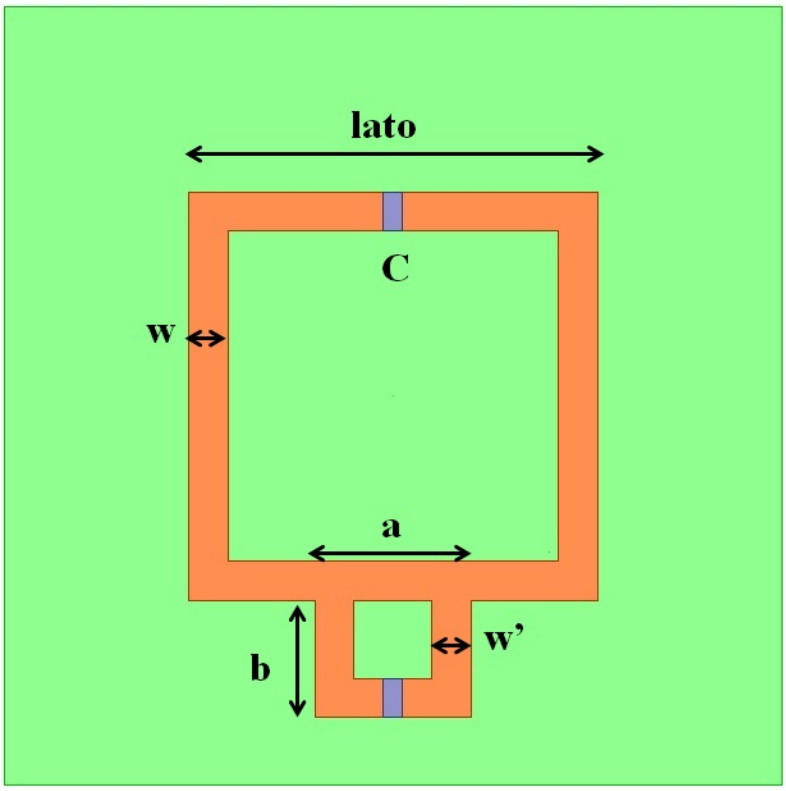


Figura 2.47: Layout di un'antenna a spira singola RFId con T-match.

Parametro geometrico	Valore
Lato spira	21.4 mm
Larghezza conduttore (w)	2 mm
distanza stub (a)	10 mm
lunghezza stub (b)	6 mm
larghezza stub (w')	2 mm

Tabella 2.2: Parametri geometrici dell'antenna a spira con T-match

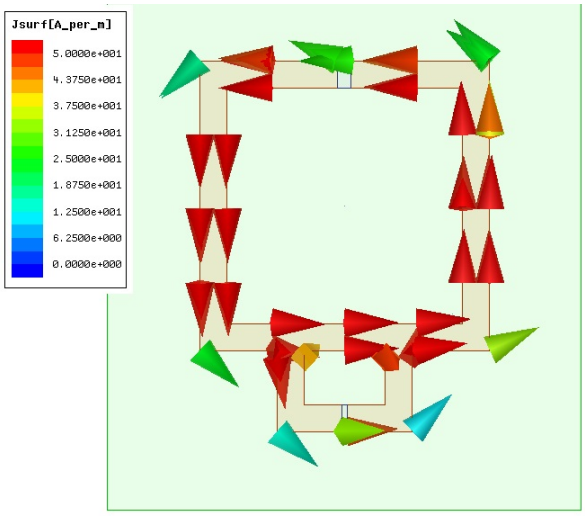


Figura 2.48: Corrente superficiale sull'antenna.

In figura 2.48 si nota il verso del flusso di corrente superficiale sull'antenna; in figura 2.49 è raffigurata la perdita di ritorno quando la porta di alimentazione è riferita a un'impedenza di 100Ω, la banda riferita a -10 dB è di circa 6 MHz; in figura 2.50 si nota l'andamento dell'impedenza di ingresso. Dalla figura 2.51 alla 2.56 sono presenti alcune simulazioni relative ai parametri più significativi dell'antenna, lo scopo è quello di valutare la variazione in frequenza ottenuta per valori di capacità C differenti (figura 2.51) e lunghezza del lato della spira (figura 2.52). Inoltre si vuole valutare la variazione di impedenza di ingresso dell'antenna modificando la distanza tra gli stub del T-match (figure 2.53 e 2.54) e la loro lunghezza (figure 2.55 e 2.56). Da questi risultati si sono ottenute informazioni utili per portare l'antenna in risonanza e per ottenere il valore di resistenza di ingresso opportuno.

Per quanto riguarda il campo magnetico prodotto dalla spira con T-match, in figura 2.57 è raffigurata la distribuzione di $|H_z|$ su un'asse della spira per distanze variabili dall'antenna. Si nota che il campo magnetico nella zona soprastante l'antenna è sempre più intenso rispetto a un SRR o a un'antenna segmentata. Nelle figure 2.58, 2.59 e 2.60 viene confermata l'uniformità di campo magnetico valutato a distanza variabile (è stata mantenuta la stessa scala di colori per tutte le rappresentazioni).

2.4.3 Effetto del piano di massa su un'antenna a spira

La necessità di fornire una rete di alimentazione opportuna per garantire il funzionamento di un'antenna a spira, che è un'antenna bilanciata, porta allo studio degli effetti che un eventuale piano di massa sottostante l'antenna causa in termini di variazione della frequenza di risonanza e di campo magnetico prodotto. L'intenzione è quella di collocare la rete di alimentazione in una posizione sottostante il piano occupato dalle

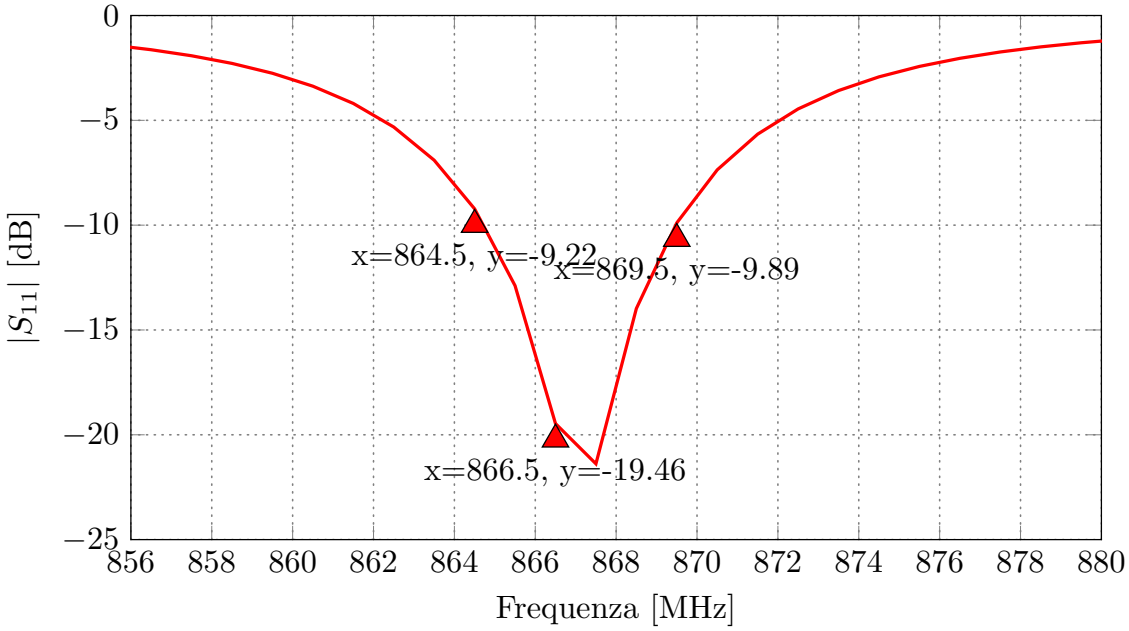


Figura 2.49: Perdita di ritorno dell'antenna a spira con T-match.

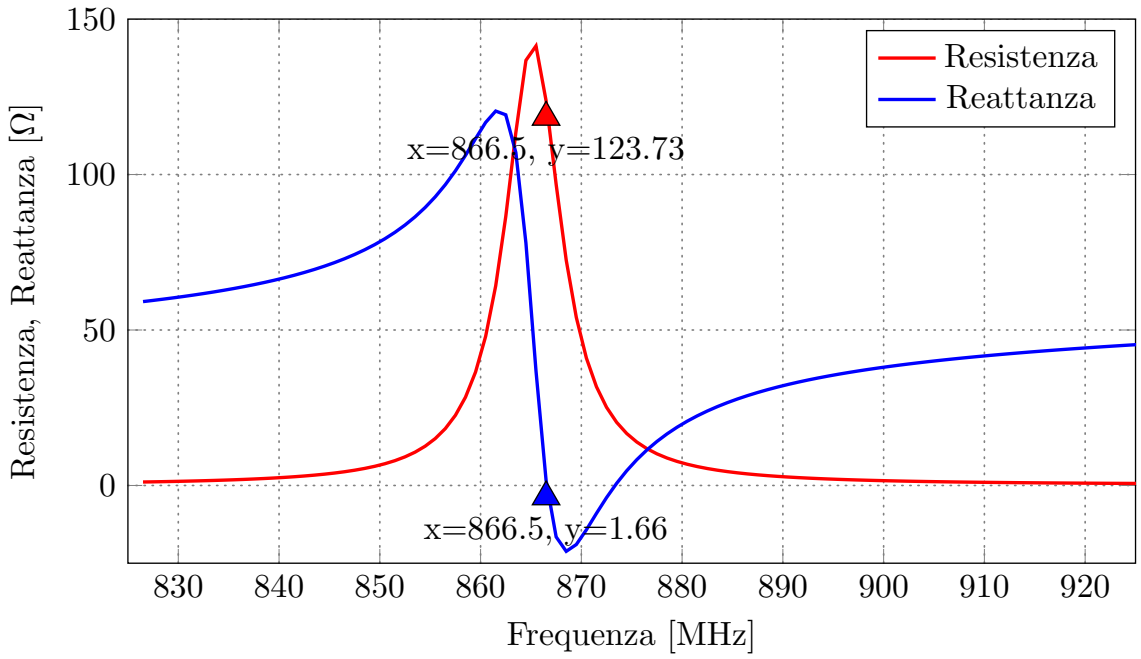


Figura 2.50: Impedenza di ingresso dell'antenna a spira con T-match.

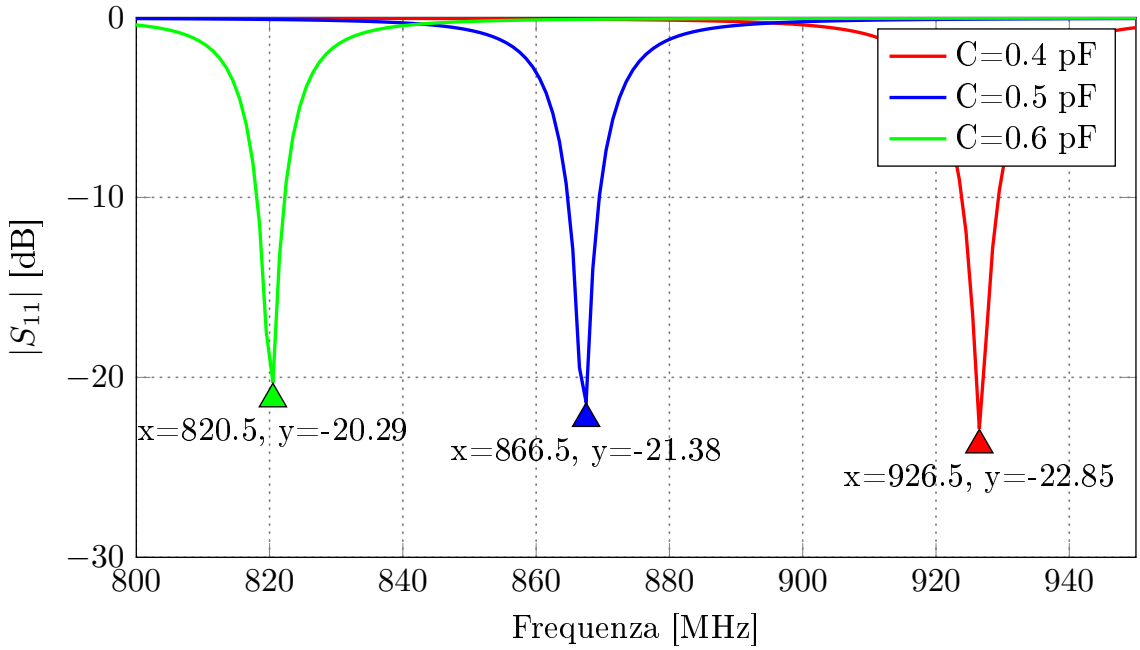


Figura 2.51: Perdita di ritorno per valori diversi di capacità.

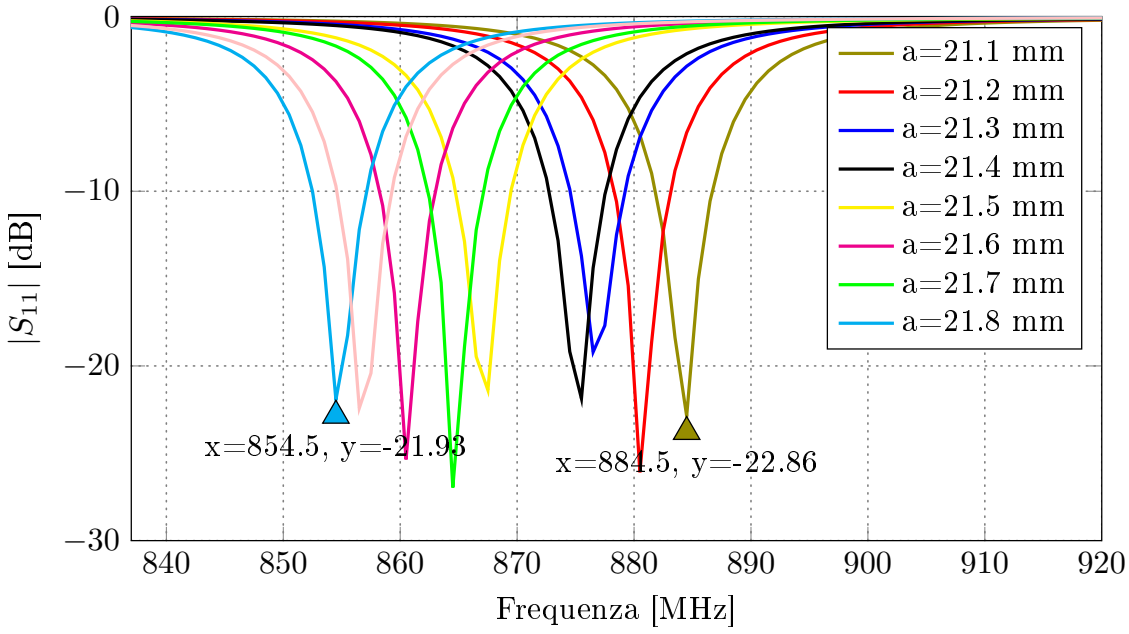


Figura 2.52: Perdita di ritorno per dimensioni del lato variabili.

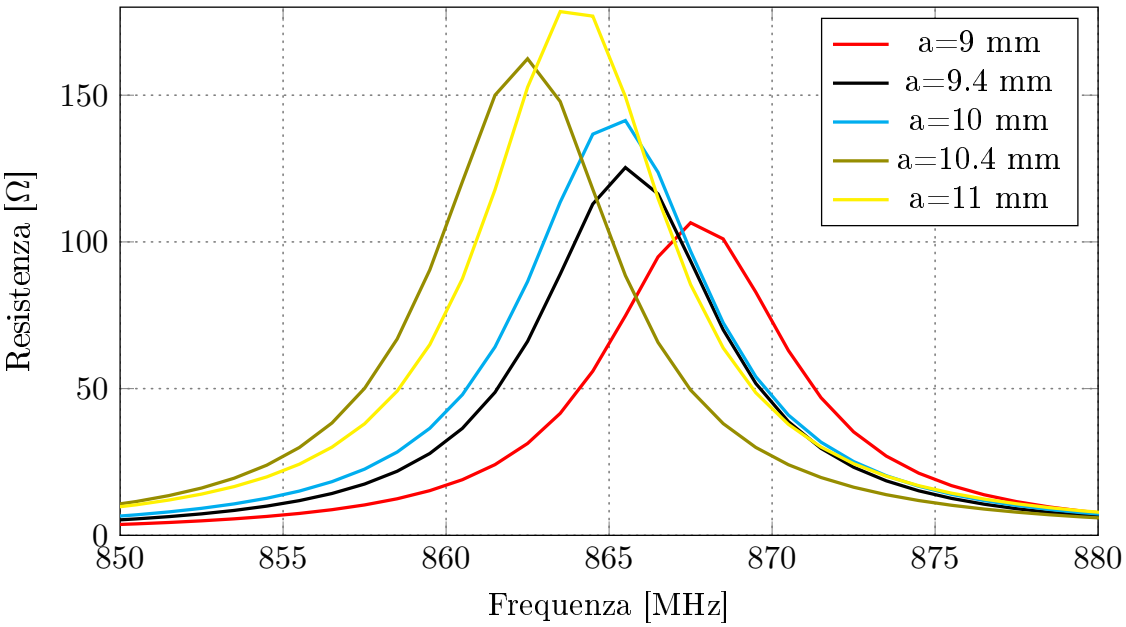


Figura 2.53: Resistenza di ingresso dell'antenna con distanza degli stub variabile.

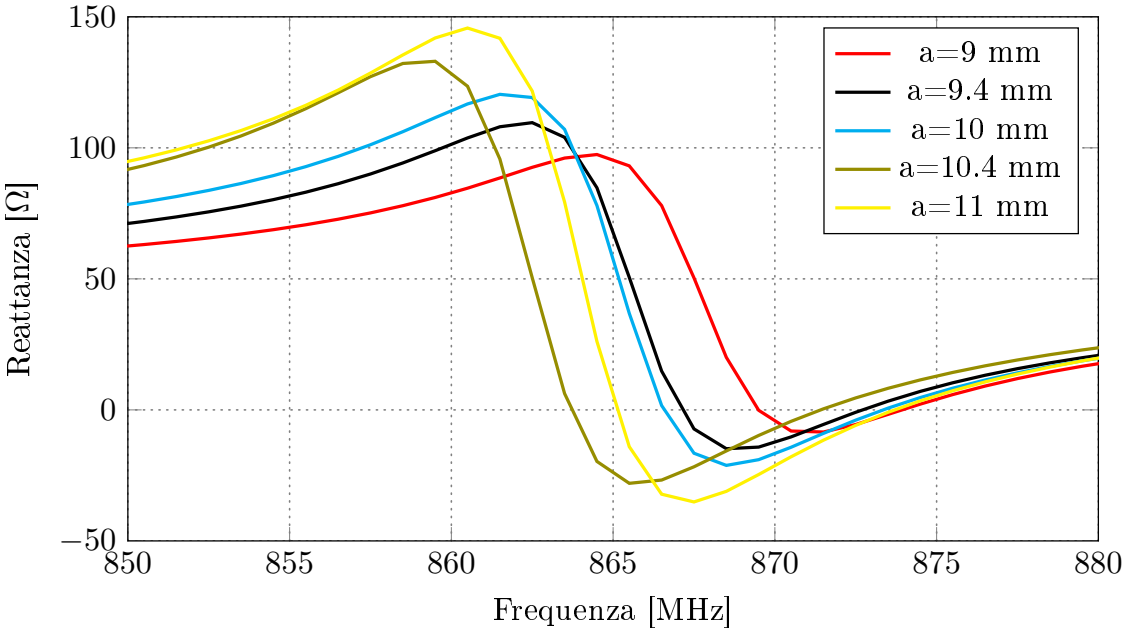


Figura 2.54: Reattanza di ingresso dell'antenna con distanza degli stub variabile.

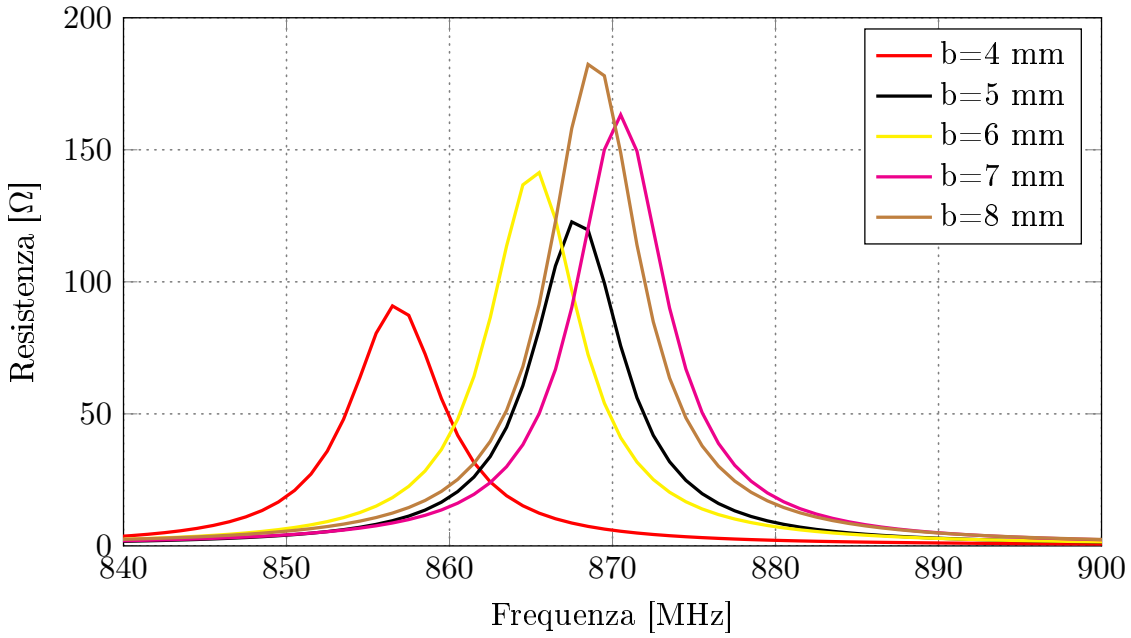


Figura 2.55: Resistenza di ingresso dell'antenna con lunghezza degli stub variabile.

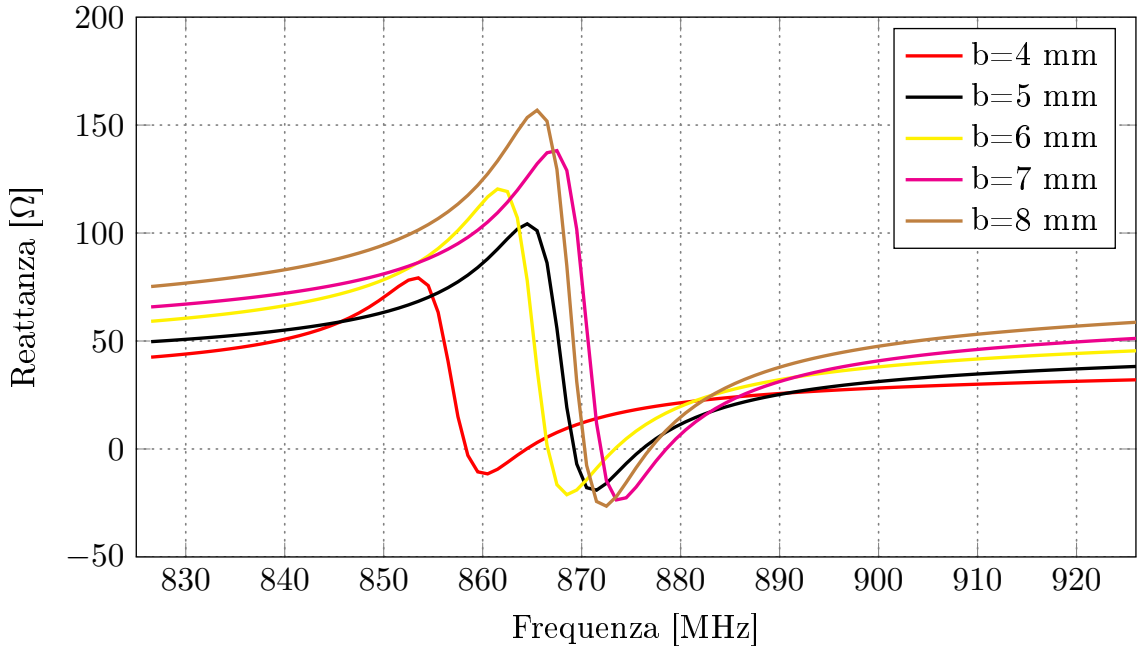


Figura 2.56: Reattanza di ingresso dell'antenna con lunghezza degli stub variabile.

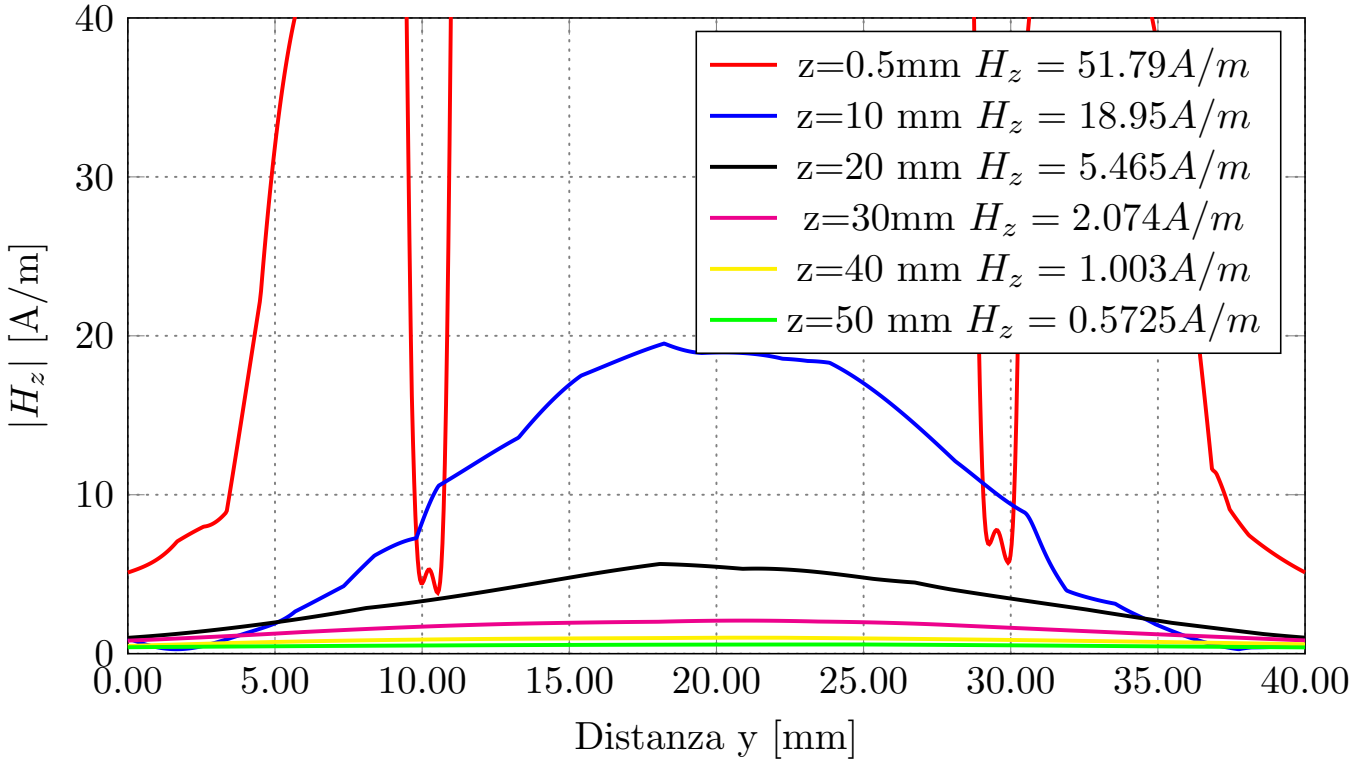


Figura 2.57: Campo magnetico $|H_z|$ per distanze z variabili.

spire per mantenere alta l'efficienza di lettura in quanto la rete di alimentazione non genera un campo magnetico intenso come la spira per la lettura dei tag (figura 2.61).

L'analisi permette di comprendere quali parametri caratteristici di un'antenna risonante, in questo caso l'induttanza della spira, subiscano delle variazioni in presenza di un piano conduttore parallelo posto nelle vicinanze. Volendo fare riferimento alla teoria, è conveniente semplificare il problema osservando il comportamento di una striscia di conduttore sospesa su un piano metallico (vedi figura 2.62 a)). Si vuole conoscere il contributo del piano sull'induttanza della striscia, supponendo in prima approssimazione trascurabili le capacità parassite introdotte tra striscia e piano. E' possibile assumere che il campo elettrico e magnetico generati dalla striscia percorsa da corrente siano identici, o molto simili, al caso in cui il piano di massa venga rimosso e venga introdotta un'altra striscia di rame, alla stessa distanza sotto il piano di massa (vedi figura 2.62 b)), nella quale scorre una corrente di verso opposto rispetto la precedente, così facendo si è applicata la teoria delle immagini [29]. L'induttanza complessiva di una striscia di conduttore nel caso di due striscie vicine è:

$$L_{striscia} = L_{auto} + M^{+} - M^{-} \tag{2.11}$$

dove L_{auto} è l'auto-induttanza della striscia (cioè l'induttanza di una striscia in assenza di striscie vicine), M^{+} è la mutua induttanza nel caso di conduttori che trasportano corrente nella stessa direzione, M^{-} nel caso di direzione opposta [30]. In questo esempio, quindi, possiamo concludere che l'induttanza della singola striscia di rame si riduce a causa della mutua induttanza tra le due striscie che stanno trasportando corrente in direzioni opposte, minore è la distanza tra le linee, maggiore è il contributo di mutua induttanza. Alla stessa maniera più è vicino il piano di massa alla striscia e minore è l'induttanza. E' importante ricordare questo quando si ha intenzione di introdurre piani di massa per disaccoppiare, in questo caso, una spira di corrente dalla linea di trasmissione che fornisce l'alimentazione.

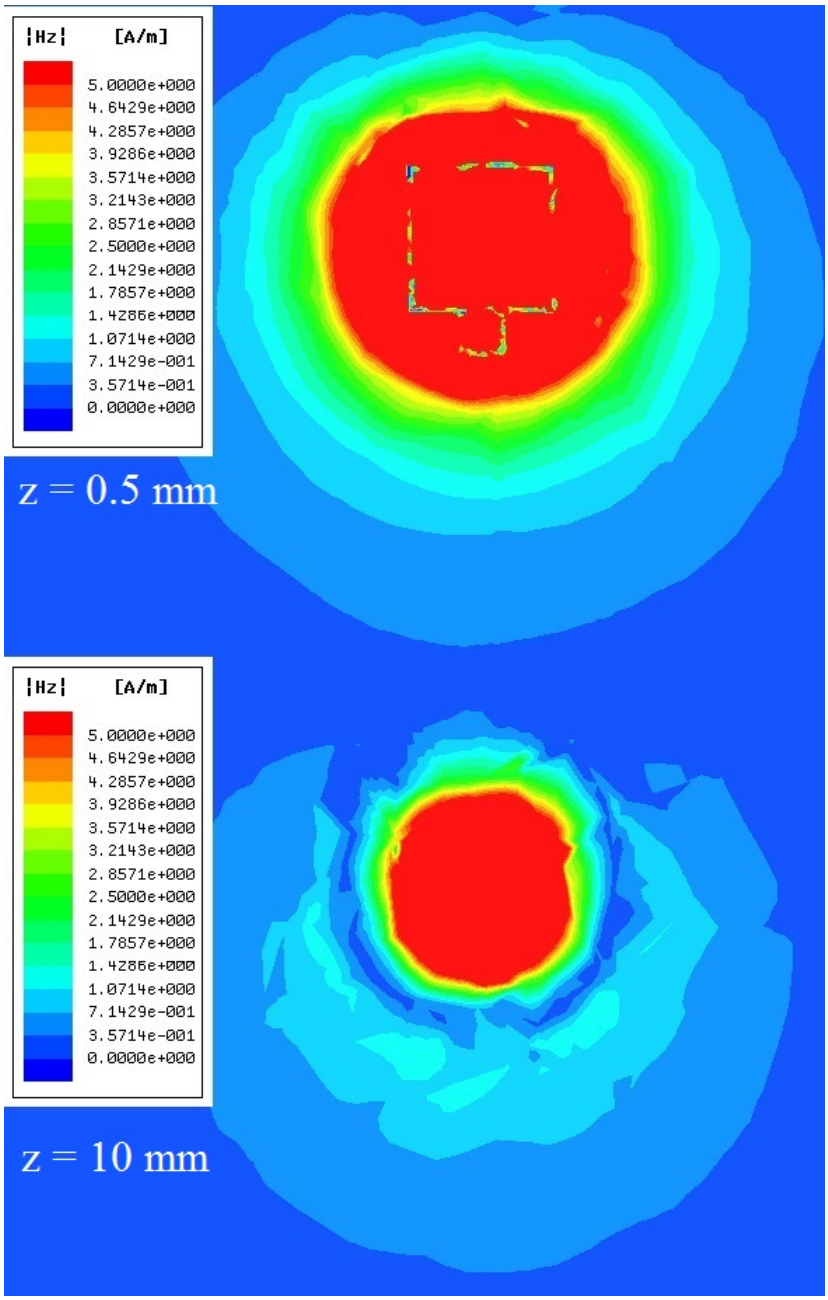


Figura 2.58: $|H_z|$ sul piano xy z=0.5mm e z=10 mm.

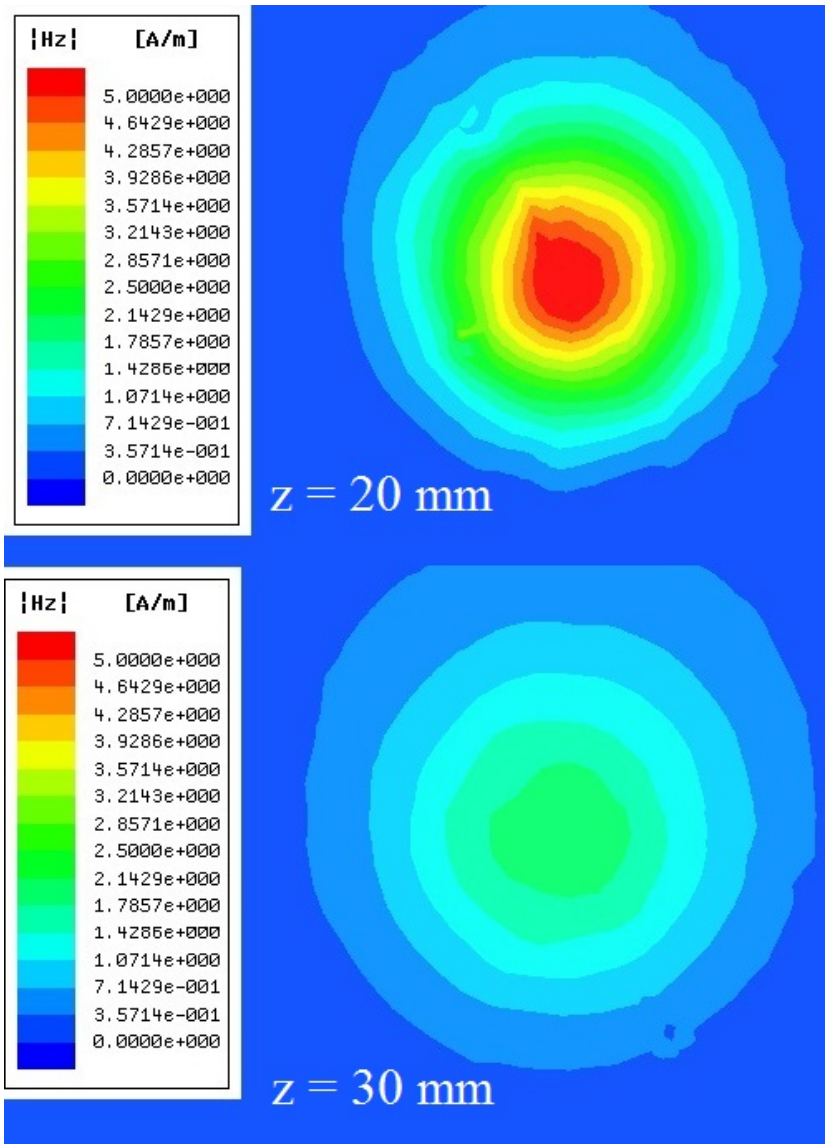


Figura 2.59: $|H_z|$ sul piano xy z=20mm e z=30 mm.

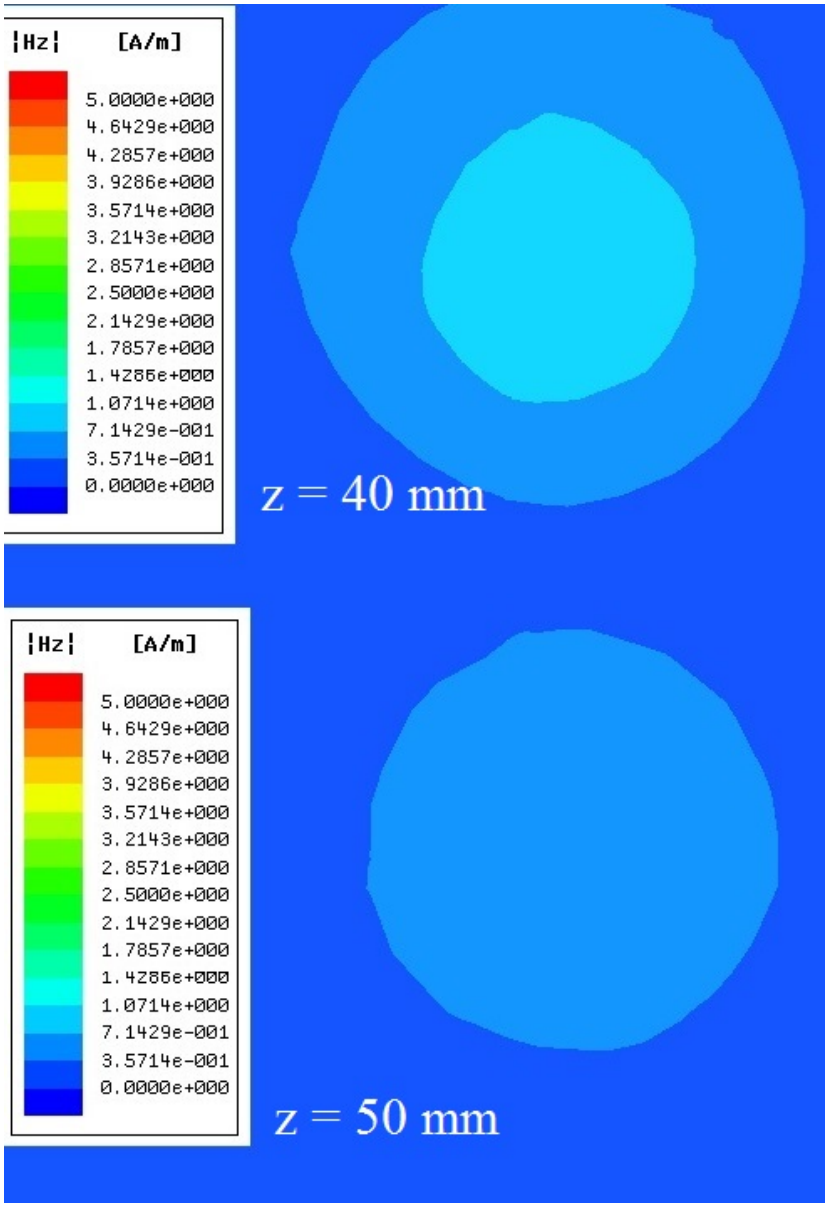


Figura 2.60: $|H_z|$ sul piano xy z=40mm e z=50 mm.

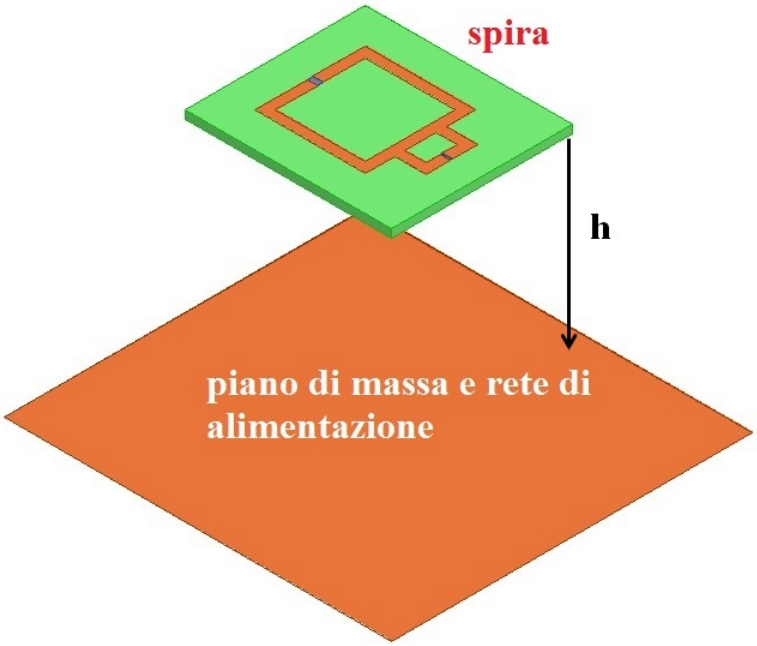


Figura 2.61: Disaccoppiamento della rete di alimentazione dal piano contenente la spira attraverso un piano di massa.

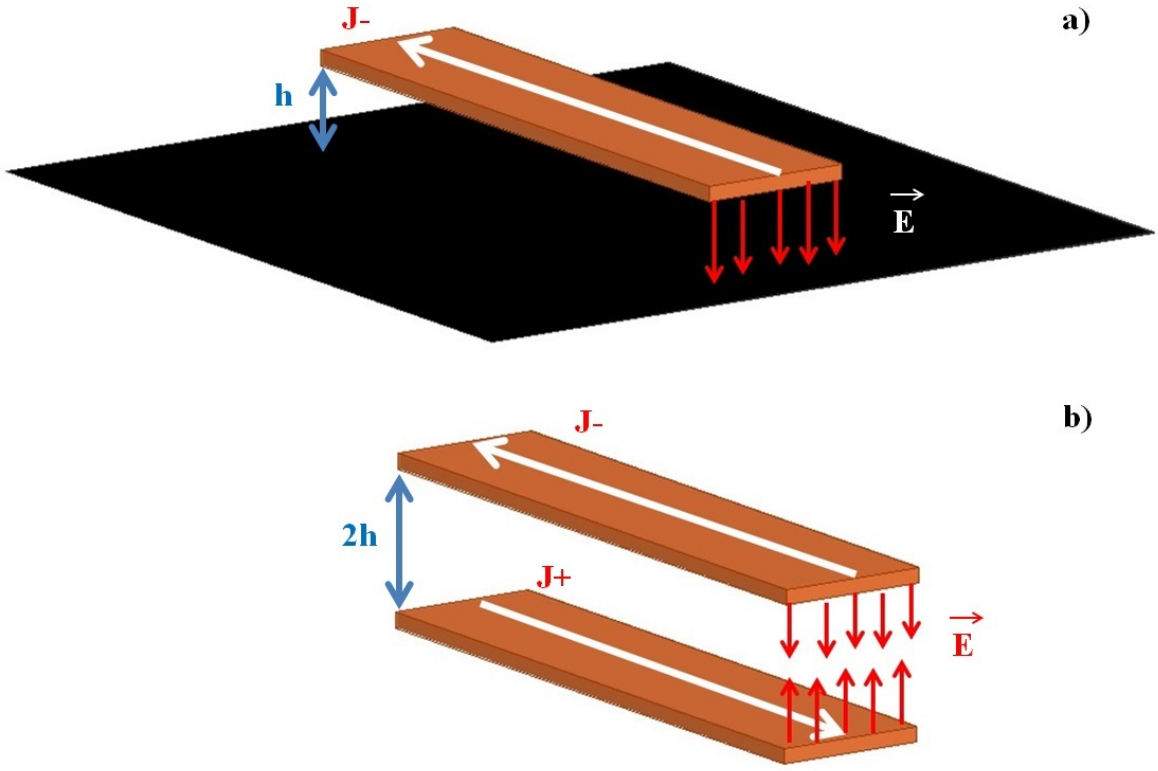


Figura 2.62: Teoria delle immagini per una striscia di conduttore posta nelle vicinanze di un piano di massa.

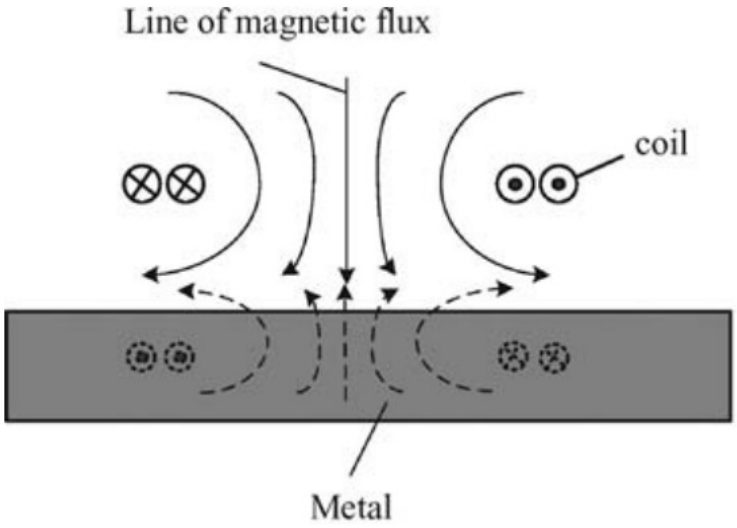


Figura 2.63: Correnti parassite indotte sul piano di massa [32].

Per quanto riguarda il campo magnetico, in figura 2.63, si osserva che la presenza del piano di massa fa sorgere delle correnti indotte nel piano metallico che soddisfano le condizioni al contorno per una superficie metallica, cioè che il campo magnetico perpendicolare a tale superficie sia nullo. Queste correnti parassite che si oppongono alla variazione del campo magnetico indotto, secondo la legge di Lenz, portano a perdite ohmiche. Esse inoltre riducono severamente il campo magnetico, facendo diminuire l'induttanza della spira [31], di conseguenza varia anche la frequenza di risonanza dell'antenna. Nell'esempio di figura 2.64 è raffigurata l'induttanza di una spira, per un tag RFId, in spazio libero e per distanze dal piano variabili. Si può affermare che l'induttanza di una spira con piano di massa sufficientemente lontano tende all'induttanza della stessa spira privata del piano.

In conclusione ci si attende che la riduzione dell'induttanza della spira porti ad un aumento della frequenza di risonanza secondo la legge $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, risultato confermato dalle simulazioni di figura 2.65. In figura 2.66 viene valutato il campo magnetico $|H_z|$ sull'asse z al centro della spira per distanze variabili del piano di massa alla frequenza di 866.5 MHz. Si nota che avvicinando progressivamente il piano di massa all'antenna, quest'ultima risulta disadattata rispetto all'impedenza di riferimento della porta e quindi il campo magnetico generato risulta limitato. In figura 2.67 la stessa valutazione viene eseguita alle frequenze per cui l'antenna irradia la sua massima potenza, quindi in condizione di adattamento di impedenza. Si nota che per distanze del piano di massa superiori a 0.5 cm l'antenna produce lo stesso campo magnetico $|H_z|$, per distanze inferiori la perdita di ritorno non è ottimale, a discapito pertanto del campo magnetico . La situazione finora presentata è interessante in quanto è possibile far risuonare l'antenna alla frequenza desiderata variando la sua posizione rispetto al piano di massa (questo è valido per h>0.5 cm) mantenendo invariata l'intensità del campo magnetico prodotto.

Nelle figure 2.68 e 2.69 è presente la distribuzione di campo $|Hz|$ sul piano yz che taglia a metà l'antenna per distanze del piano di massa di 0.5 cm e 3 cm.

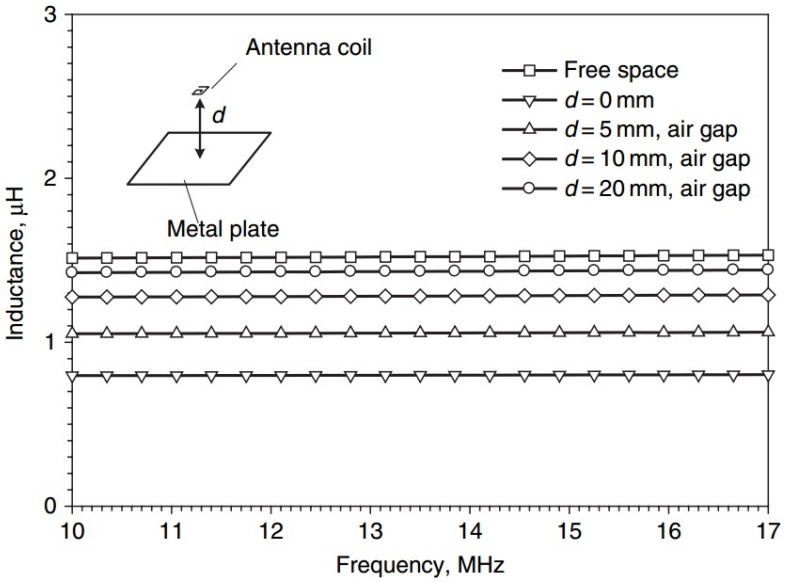


Figura 2.64: Variazione dell'induttanza in assenza e presenza del piano di massa per distanze variabili [32].

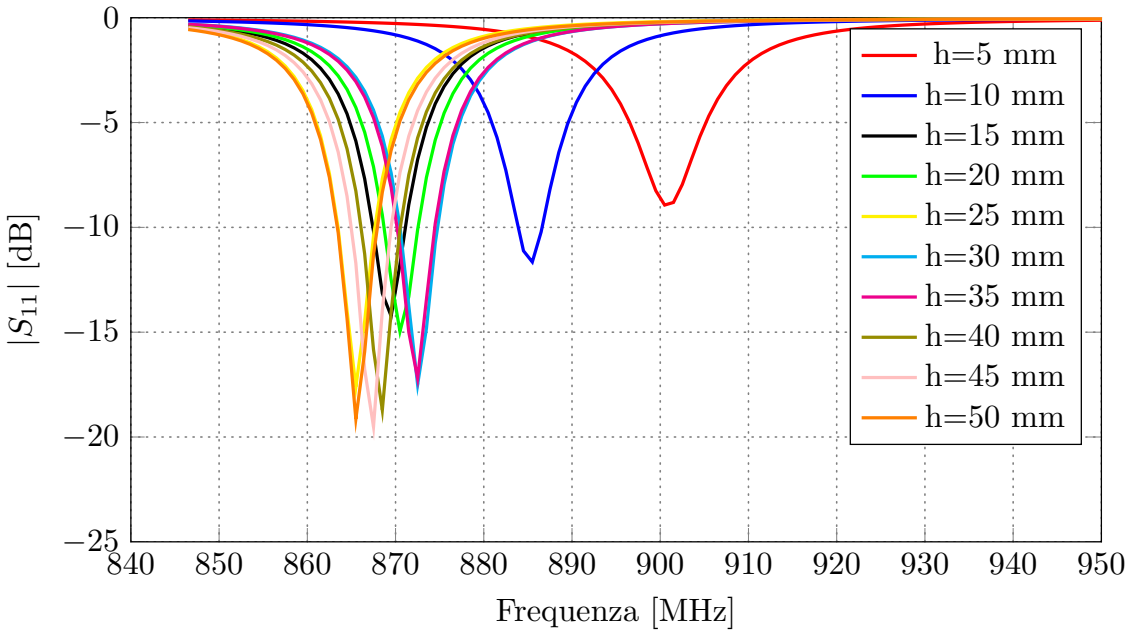


Figura 2.65: Perdita di ritorno in funzione della distanza del piano di massa dall'antenna (h).

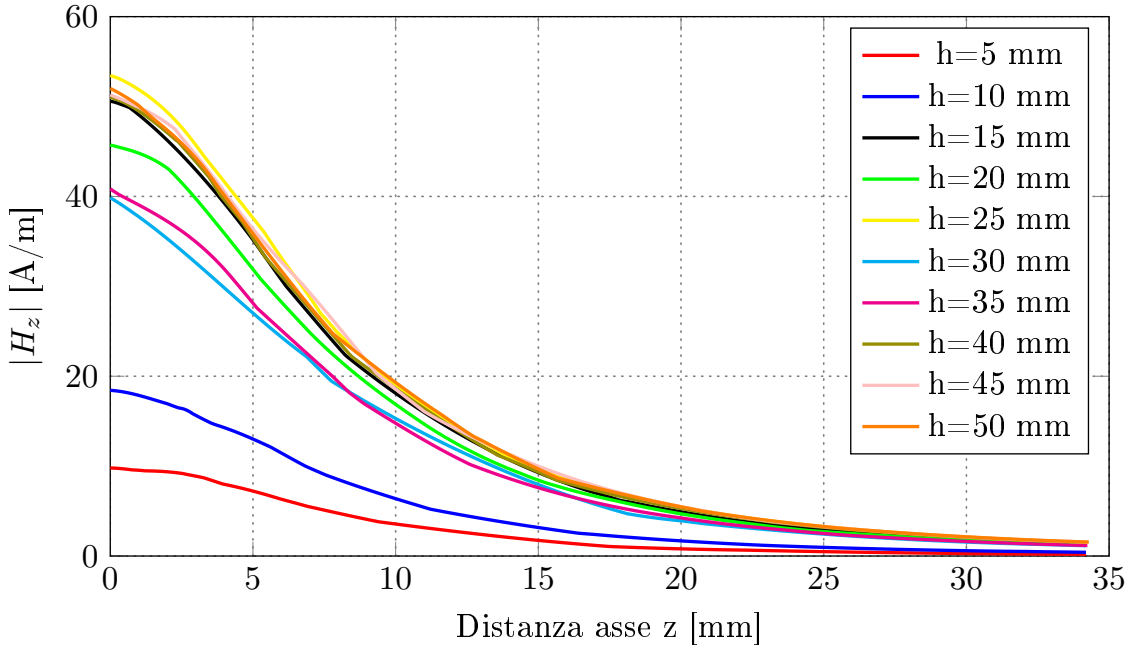


Figura 2.66: Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sull'asse z al centro della spira in funzione della distanza del piano di massa alla frequenza di 866.5 MHz.

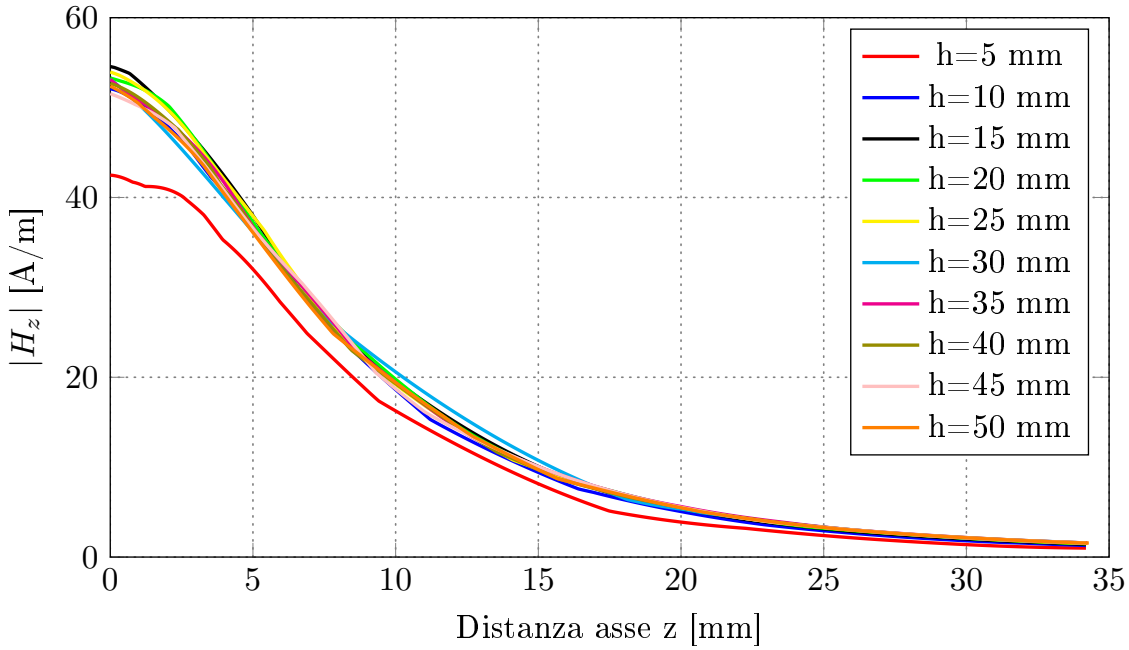


Figura 2.67: Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato alle frequenze di risonanza delle antenne.

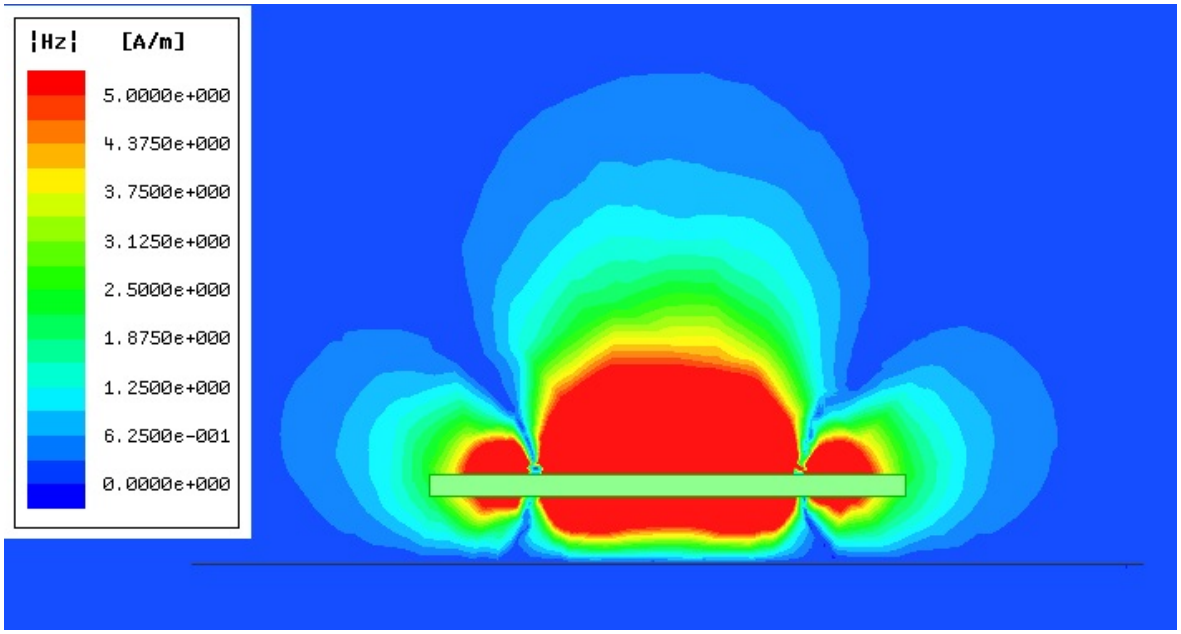


Figura 2.68: Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sul piano yz con distanza del piano di massa pari a 0.5 cm.

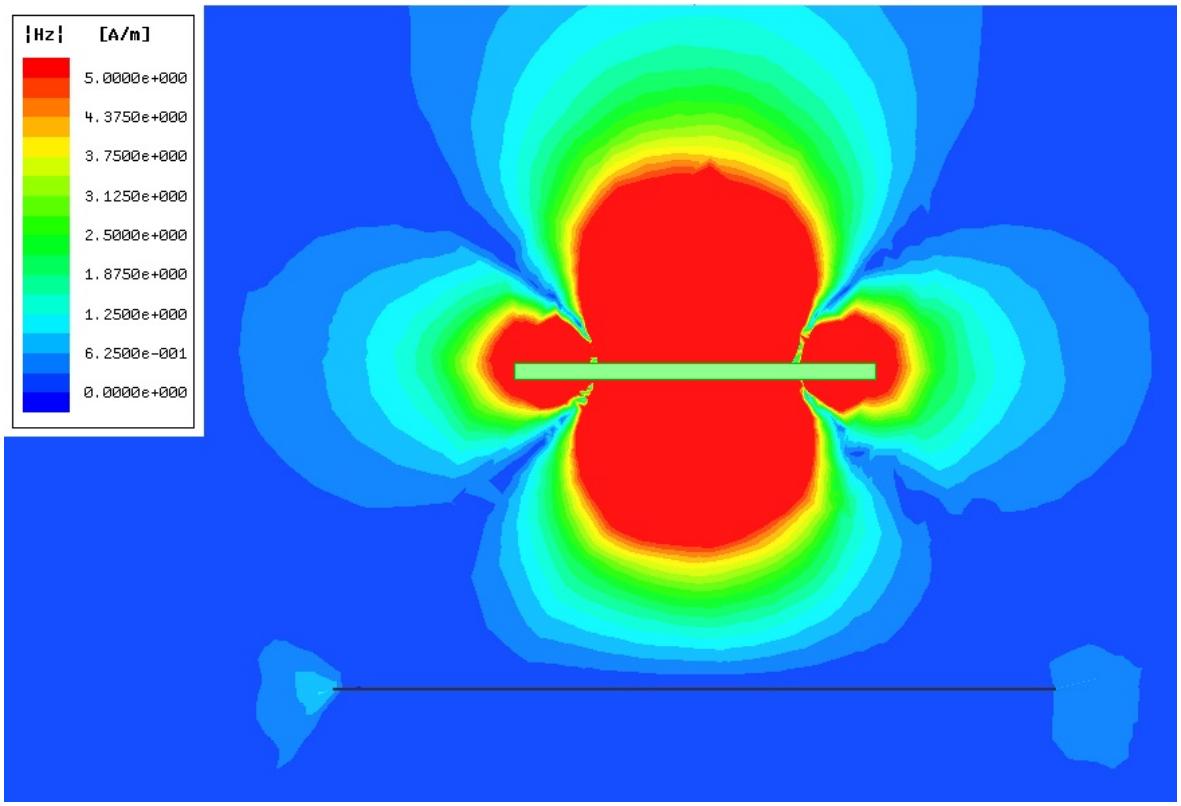


Figura 2.69: Intensità di campo magnetico $|H_z|$ valutato sul piano yz con distanza del piano di massa pari a 3 cm.

Capitolo 3

Rete di alimentazione: il balun

Il seguente capitolo ha l'intenzione di fornire i concetti fondamentali per l'alimentazione di un'antenna bilanciata come l'antenna a spira; in particolare viene presentato il balun, un dispositivo capace di convertire l'impedenza d'ingresso di un'antenna di tipo bilanciato a una di tipo sbilanciato ("BALanced-UNbalanced"). Vengono analizzate due tipologie di balun: il balun a elementi concentrati e quello a elementi distribuiti e vengono confrontati i risultati di simulazioni con le misure effettuate su prototipi.

3.1 Alimentazione bilanciata e sbilanciata

Una delle problematiche fondamentali per il corretto funzionamento di un'antenna consiste nella scelta della corretta rete di alimentazione. Come operazione preliminare è necessario chiarire il concetto di alimentazione bilanciata e sbilanciata. Nella situazione di figura 3.1(a) si nota un'alimentazione *bilanciata flottante* per una linea di trasmissione, cioè un generatore di tensione o di corrente i cui morsetti sono entrambi allo stesso potenziale rispetto a un potenziale di riferimento (tipicamente il potenziale di terra, considerato per convenzione essere zero). Entrambi i morsetti si trovano ad un potenziale uguale ma ignoto e casuale rispetto al potenziale di riferimento. Un esempio di tale situazione si può trovare all'avvolgimento secondario di un trasformatore dove tra i morsetti è presente la tensione di secondario ma verso terra la tensione è uguale e ignota perchè dovuta alle capacità di dispersione verso terra.

Per alimentazione *bilanciata riferita a terra* si intende un generatore in cui entrambi i morsetti sono posti ad un potenziale fisso e noto rispetto al potenziale di riferimento. Il potenziale a cui si trovano i morsetti sarà uguale in modulo ma opposto in fase. Un esempio è il secondario di un trasformatore con presa centrale. Gli altri due morsetti presentano una tensione verso terra uguale in modulo (metà tensione di secondario) ma opposta in fase (figura 3.1(b)).

Per alimentazione *sbilanciata* si intende un generatore in cui uno dei morsetti è posto allo stesso potenziale del potenziale di riferimento, solitamente terra. L'altro morsetto si trova a un potenziale diverso e quindi tra il potenziale di riferimento e questo secondo morsetto ci sarà una tensione ben definita. Un esempio può essere il secondario di un trasformatore che ha uno dei due morsetti collegati a terra. Il morsetto secondario collegato a terra ovviamente non presenta tensione verso terra ma l'altro morsetto presenta la tensione di secondario sia verso il primo morsetto che verso terra (figura 3.1(c)).

Il concetto di alimentazione bilanciata e sbilanciata viene esteso alle linee di trasmissione che hanno la funzione di collegare il generatore al carico, in questo caso l'antenna. Un esempio di linea di trasmissione bilanciata è quella bifilare per i motivi

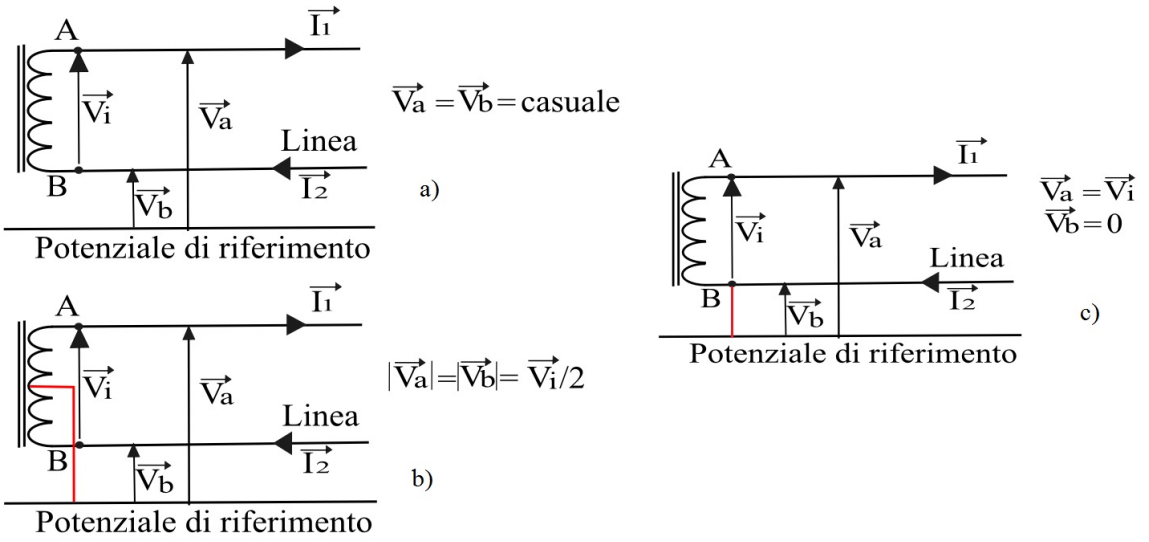


Figura 3.1: Esempi di alimentazione bilanciata e sbilanciata

già accennati e un esempio di linea sbilanciata è il cavo coassiale, in quanto esso è formato da un unico conduttore centrale che trasporta il segnale, mentre il dielettrico esterno costituisce il riferimento di potenziale.

Un'antenna a spira, così come il dipolo, è un'antenna di tipo bilanciato in quanto i morsetti di ingresso si trovano allo stesso potenziale e sono percorsi da due correnti di pari intensità ma sfasate di 180 gradi.

3.2 Collegamento di una linea di trasmissione sbilanciata a un'antenna di tipo bilanciato

E' opportuno collegare un'antenna alla linea di trasmissione appropriata per garantire il corretto funzionamento. Non è possibile utilizzare un cavo coassiale per alimentare un'antenna bilanciata; quando si connette un cavo coassiale a un dipolo, per esempio, succede che il conduttore centrale del cavo è connesso a un ramo del dipolo e su di esso scorre una corrente I_a, mentre l'altro ramo del dipolo è connesso alla maglia esterna del coassiale. In questa situazione la corrente che scorre all'interno della maglia esterna (I_b) ha due possibilità: fluire attraverso il ramo del dipolo o ritornare indietro dalla parte della maglia (I_c). L'intensità delle correnti I_b e I_c dipende dal valore di impedenze che presenta il dipolo e la maglia esterna. Teoricamente la corrente I_c dovrebbe essere nulla, permettendo all'antenna di essere alimentata correttamente, tuttavia parte della corrente ritorna nella maglia esterna, a causa dell'effetto pelle, sbilanciando le correnti e i rami del dipolo non vengono attraversati da una corrente di pari intensità (vedi figura 3.2). Se la corrente che ritorna sulla maglia è significativa allora la linea coassiale funge da antenna e irradia un campo elettromagnetico proporzionale alla corrente che vi scorre causando una distorsione del lobo di radiazione.

Lo stesso concetto si applica alla spira, in quanto in condizioni di accoppiamento magnetico in near-field la modifica di interesse non consiste tanto nel diagramma di radiazione quanto nella generazione di un campo magnetico non uniforme che risulta più intenso dove la corrente si intensifica.

Per alimentare un'antenna tramite cavo coassiale è necessario introdurre un dispositivo in grado di trasformare l'impedenza del cavo, riferita al potenziale di riferimento (impedenza di tipo single-ended), all'impedenza tipica delle antenne bilanciate che è di

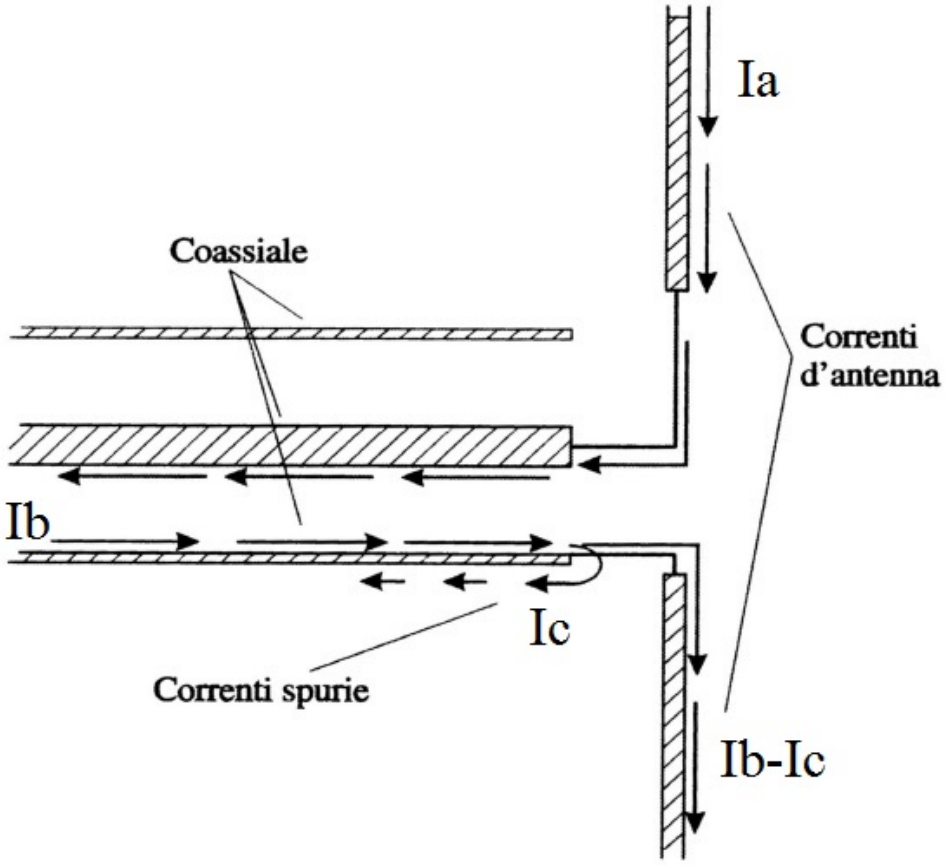
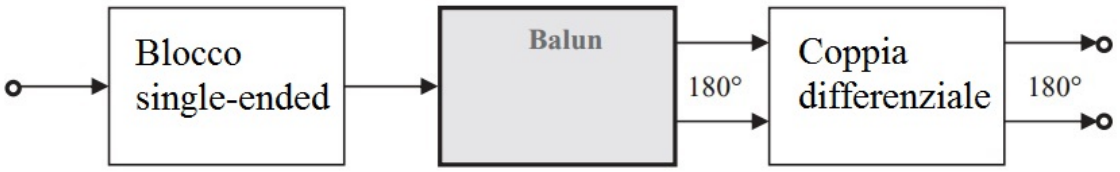
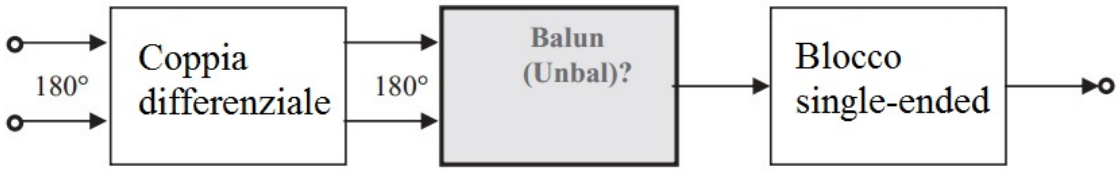


Figura 3.2: Alimentazione di un'antenna bilanciata tramite linea di trasmissione sbilanciata



(a) Da blocco single-ended a coppia differenziale



(b) Da coppia differenziale a blocco single-ended

Figura 3.3: Schema a blocchi della trasformazione da alimentazione sbilanciata a bilanciata e viceversa [33].

tipo differenziale. E' possibile distinguere linee bilanciate da quelle sbilanciate in base al loro grado di simmetria, linee sbilanciate presentano un conduttore che presenta una tensione a radiofrequenza mentre l'altro è connesso a terra, linee bilanciate sono simmetriche con i due conduttori che esibiscono segnali di polarità opposte e il riferimento è puramente virtuale e si interpone tra le due linee.

3.3 Principio di funzionamento del balun a elementi concentrati

Il dispositivo che trasforma un segnale single-ended in una coppia di segnali differenziali di pari intensità ma sfasati di 180 gradi si chiama *balun* (vedi figura 3.3). Il balun può essere inteso in entrambi i sensi di trasformazione come divisore o combinatore di impedenza. E' un dispositivo a 3 porte (figura 3.4), tipicamente l'impedenza vista guardando i terminali è di 50 Ω, tuttavia sono possibili altri valori, nel quale l'impedenza single-ended e della coppia differenziale differiscono, ma le impedenze a cui si riferiscono i due terminali differenziali devono essere le stesse. Il balun ideale, inoltre, presenta una perdita di inserzione totale dal terminale single-ended ai terminali differenziali nulla. Questo implica che la potenza del segnale a ogni terminale differenziale è inferiore di 3 dB rispetto al terminale single-ended poichè il balun divide equamente le potenze alle due uscite. Nella realtà questo valore è maggiore di 3 dB poichè sono da tenere in considerazione anche le perdite intrinseche del dispositivo.

Il balun LC o a elementi concentrati è vantaggioso per la sua semplicità, infatti può essere implementato in laboratorio velocemente e facilmente. Sorprendentemente, invece di esibire una risposta a banda stretta come si potrebbe presupporre, il balun LC possiede una risposta in frequenza sufficientemente larga in banda. Un balun in microstriscia possiede una larghezza di banda ancora maggiore ed è un dispositivo poco costoso. Lo scopo della seguente sezione è di fornire un esempio di progetto per entrambi i tipi di balun.

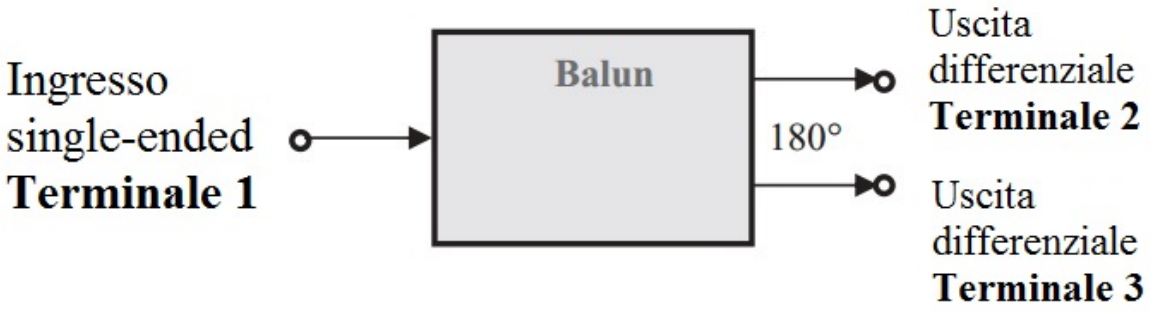


Figura 3.4: Terminali di un balun

Un balun LC a trasformatore è in grado di operare su un'ampia banda di frequenze e possiede una perdita di inserzione bassa quando la frequenza operativa è inferiore al GHz. L'adattamento di impedenza può essere perfezionato grazie al rapporto di trasformazione come in un classico trasformatore di tensione. Se le impedenze della sorgente e del carico sono puramente resistive, un balun a trasformatore svolge la funzione di adattamento di impedenza. Nel caso particolare che il balun abbia rapporto di trasformazione pari a $1 : \sqrt{2}$, esso possiede un'impedenza totale alla coppia differenziale doppia di quella single-ended, cioè:

$$Z_{L,T} = 2Z_L \tag{3.1}$$

con $Z_{L,T}$ l'impedenza totale di carico dalla porta 2 alla porta 3 e con Z_L l'impedenza di carico individuale alla porta 2 o 3. Per un rapporto di trasformazione $1 : n$ con n generico la relazione si modifica come:

$$Z_{L,T} = n^2 Z_L \tag{3.2}$$

La relazione tra il rapporto di trasformazione e le impedenze di sorgente e carico è:

$$n = \sqrt{\frac{Z_{L,T}}{Z_S}} = \sqrt{\frac{2Z_L}{Z_S}} = \sqrt{2} \tag{3.3}$$

dove Z_S è l'impedenza della sorgente, si ottiene quindi $Z_L = Z_S = Z$.

3.4 Dimensionamento delle linee di trasmissione in ingresso e in uscita del balun

Per scegliere il rapporto di trasformazione opportuno del balun è necessario decidere il valore dell'impedenza all'ingresso e all'uscita dello stesso. Ciò viene eseguito dimensionando le linee di alimentazione che si interpongono tra la porta di alimentazione e l'antenna.

Affinchè il balun svolga la funzione desiderata è necessario che esso sia collegato alle linee di trasmissione opportune e che le linee siano dimensionate nella maniera corretta per garantire il massimo trasferimento di potenza. Il balun viene connesso alla porta di alimentazione tramite una linea di trasmissione sbilanciata, a questi scopi è stata scelta una linea in microstriscia. Grazie ai numerosi software di simulazione elettromagnetica risulta immediato il dimensionamento di una microstriscia (figura 3.5) avente impedenza caratteristica pari a 50 Ω. In tabella 3.1 si elencano i parametri caratteristici della microstriscia in questione.

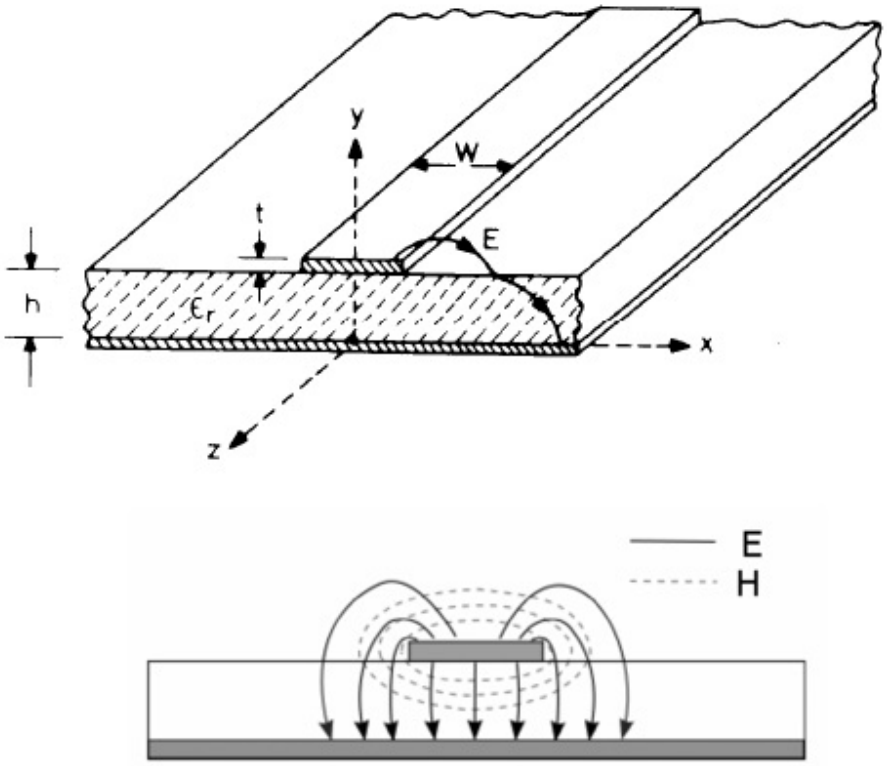


Figura 3.5: Parametri caratteristici di una microstriscia e disposizione del campo elettrico e magnetico.

ϵ_r	h (mm)	t (um)	f (MHz)	Z_0 (Ω)	w (mm)
4.4	1.6	0.035	866.5	50	3

Tabella 3.1: Parametri di progetto di una microstriscia su FR4 con impedenza caratteristica di 50 Ω.

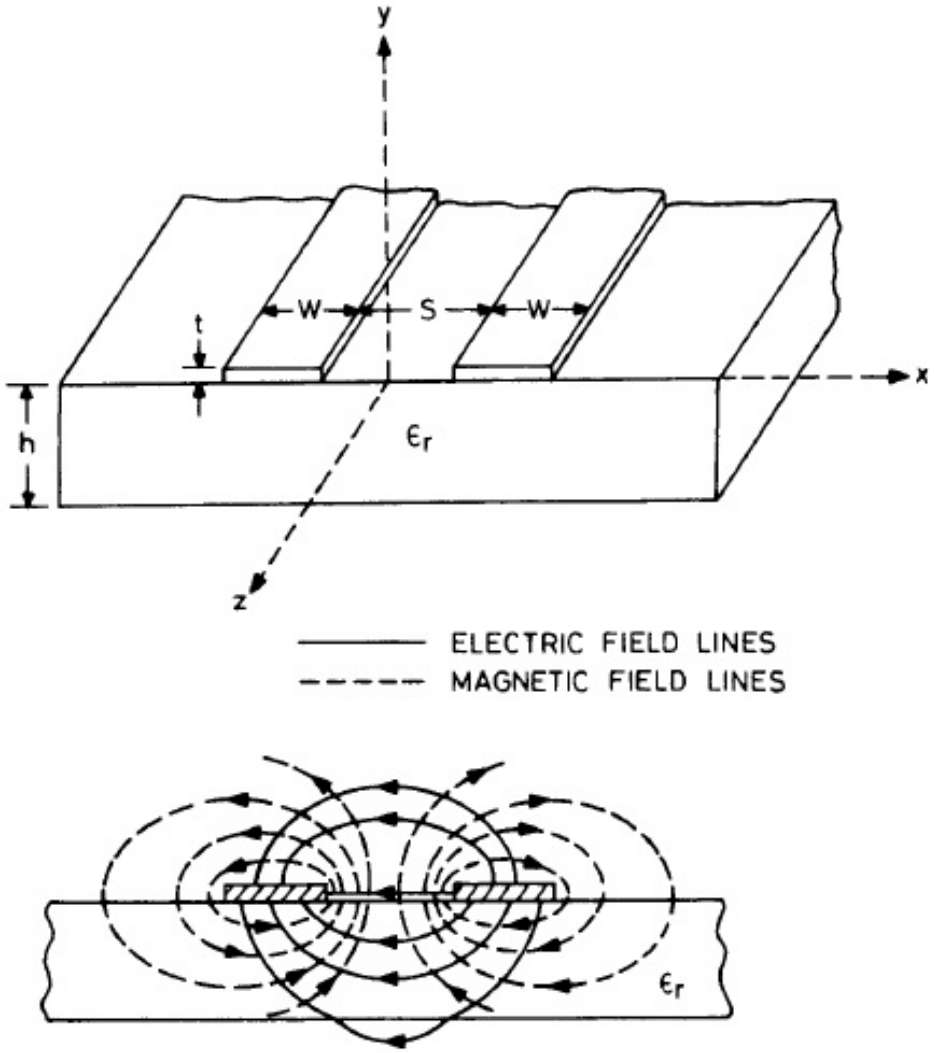


Figura 3.6: Parametri caratteristici di una linea di trasmissione *Coplanar Strip* e disposizione del campo elettrico e magnetico.

Per quanto riguarda l'uscita differenziale, invece, si è utilizzata una linea di trasmissione di tipo bilanciato chiamata "Coplanar strips" o CPS (figura 3.6). E' formata da due linee uguali e parallele poste su un substrato privo di piano di massa. Dimensionando questa linea di trasmissione si nota che non è possibile realizzare una CPS di impedenza caratteristica 50 Ω in quanto troppo ingombrante, in tabella 3.2 vengono presentati i parametri caratteristici di una CPS da 100 Ω. Questo significa che la resistenza di ingresso dell'antenna nella banda di interesse dovrà assumere un valore prossimo a 100 Ω.

Lo schema a blocchi di figura 3.7 riassume la rete di alimentazione, che collega il cavo coassiale all'antenna, utile a fornire l'opportuno segnale di alimentazione al carico assicurando il massimo trasferimento di potenza e ricalca quello di figura 3.3

ϵ_r	s (mm)	t (um)	f (MHz)	Z_0 (Ω)	w (mm)
4.4	0.4	0.035	866.5	50	2

Tabella 3.2: Parametri di progetto di una linea di trasmissione CPS

Figura 3.7: Schema a blocchi della rete di alimentazione per l'antenna a spira.

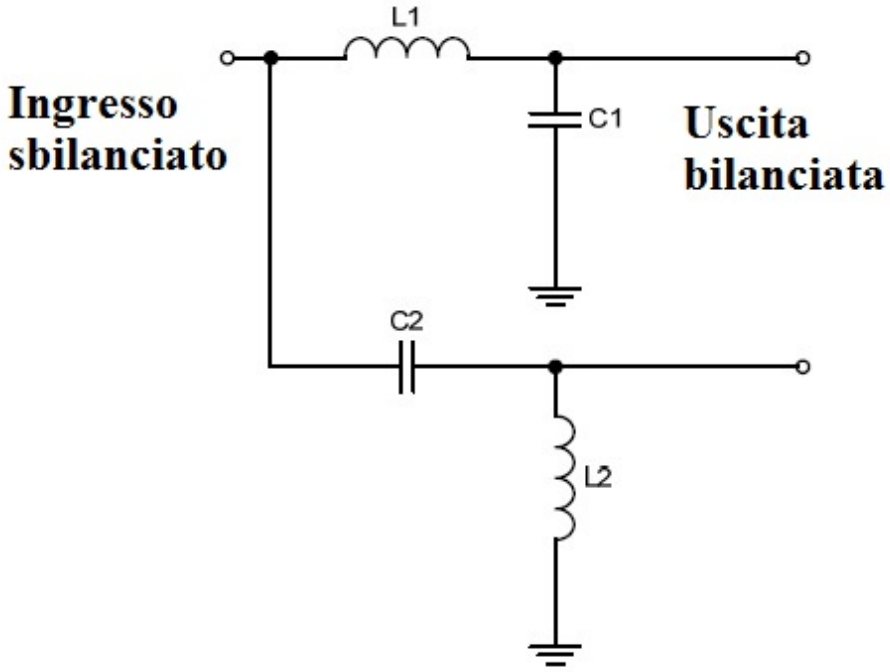


Figura 3.8: Un balun a elementi concentrati è la combinazione di un filtro passa-basso e di un filtro passa-alto.

3.5 Il balun a elementi concentrati

La caratteristica principale di un balun LC (figura 3.8) è quella di possedere una configurazione molto semplice, infatti esso è costituito solamente da due capacità e due induttanze identiche; inoltre è poco costoso, funziona direttamente come un trasformatore di impedenza in quanto i valori di L e C vengono ricavati sulla base delle impedenze della sezione single-ended e dell'impedenza della coppia differenziale, possiede tuttavia una banda particolarmente stretta se confrontata con quella di altri balun poichè i componenti L e C dipendono dalla frequenza. E' l'unico svantaggio di questo tipo di balun, tuttavia risulta un ottimo compromesso per l'applicazione RFId che necessita di una banda di almeno 3 MHz (865-868 MHz).

In figura 3.9 [33] è stato ridisegnato il modello circuitale mettendo in evidenza le impedenze connesse ai tre terminali, in particolare Z_{sn} indica l'impedenza della porta single-ended mentre Z_{dp} indica l'impedenza di ciascuna porta differenziale:

$$Z_{sn} = R_{sn} + jX_{sn} \qquad Z_{dp} = R_{dp} + jX_{dp} \tag{3.4}$$

Le impedenze viste dalla porta single-ended guardando verso il braccio di sinistra e di destra sono:

$$Z_a = Z_C + (Z_L \parallel Z_{dp}) \qquad Z_b = Z_L + (Z_C \parallel Z_{dp}) \tag{3.5}$$

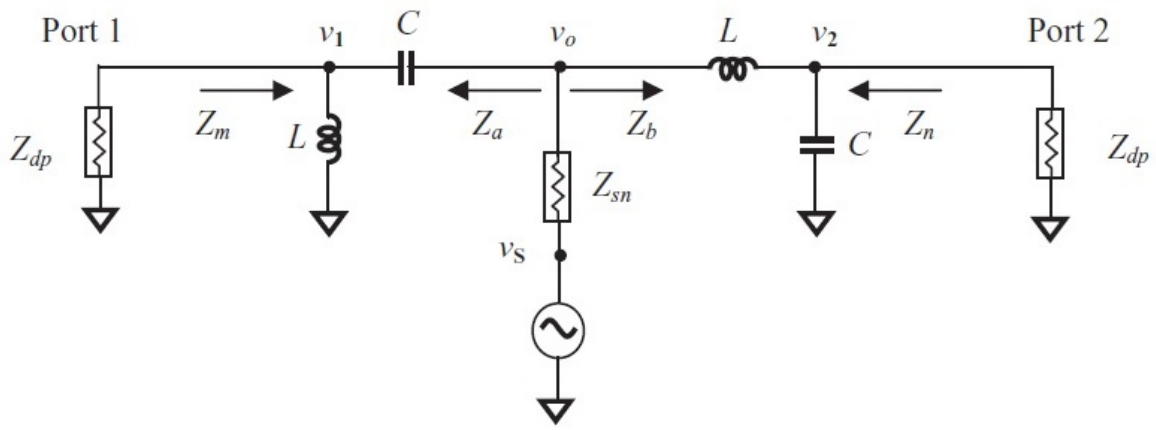


Figura 3.9: Balun concentrato con impedenze connesse ai tre terminali.

dove $Z_C = 1/(jwC)$ e $Z_L = jwL$. Allora:

$$Z_a = \frac{(1 - w^2LC)Z_{dp} + jwL}{-w^2LC + jwCZ_{dp}} \qquad Z_b = \frac{(1 - w^2LC)Z_{dp} + jwL}{1 + jwCZ_{dp}} \tag{3.6}$$

Queste due impedenze sono connesse in parallelo alla porta single-ended. L'impedenza risultante deve essere adattata e pari al complesso coniugato di Z_{sn} che vale:

$$Z^*_{sn} = R_{sn} - jX_{sn} = \frac{Z_aZ_b}{Z_a + Z_b} \tag{3.7}$$

Sostituendo le espressioni di Z_a e Z_b si ottiene:

$$Z^*_{sn} = \frac{(1 - w^2LC)Z_{dp} + jwL}{(1 - w^2LC) + j2wCZ_{dp}} = \frac{(1 - w^2LC)R_{dp} + j[(1 - w^2LC)X_{dp} + wL]}{(1 - w^2LC - 2wCX_{dp}) + j2wCZ_{dp}} \tag{3.8}$$

Separando parte reale e parte immaginaria:

$$R_{sn} = \frac{(1 - w^2LC)R_{dp}(1 - w^2LC - 2wCX_{dp}) + 2wCR_{dp}[(1 - w^2LC)X_{dp} + wL]}{(1 - w^2LC - 2wCX_{dp})^2 + (2wCR_{dp})^2} \tag{3.9}$$

$$X_{sn} = \frac{2wCR_{dp}(1 - w^2LC)R_{dp} - (1 - w^2LC - 2wCX_{dp})[(1 - w^2LC)X_{dp} + wL]}{(1 - w^2LC - 2wCX_{dp})^2 + (2wCR_{dp})^2} \tag{3.10}$$

Le equazioni si semplificano quando $w^2LC = 1$, la potenza viene interamente trasmessa dalla porta single-ended a quelle differenziali quando il nucleo del balun è di tipo risonante. Sotto queste condizioni è possibile semplificare le equazioni:

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{jwL}{-1 + jwCZ_{dp}} \\ Z_b &= \frac{jwL}{1 + jwCZ_{dp}} \\ Z^*_{sn} &= \frac{L}{2CZ_{dp}} \\ R_{sn} &= \frac{L}{2C}\frac{R_{dp}}{(R^2_{dp} + X^2_{dp})} \\ X_{sn} &= \frac{L}{2C}\frac{X_{dp}}{(R^2_{dp} + X^2_{dp})} \end{aligned} \tag{3.11}$$

Da $w^2LC = 1$ e $Z_{sn}^* = \frac{L}{2CZ_{dp}}$ si ricavano i valori di L e C:

$$\begin{aligned} wL &= \sqrt{2Z_{dp}Z_{sn}^*} \\ wC &= \frac{1}{\sqrt{2Z_{dp}Z_{sn}^*}} \end{aligned} \tag{3.12}$$

Queste due equazioni sono utili perchè è possibile ottenere i valori di L e C direttamente dalle impedenze della porta sbilanciata e bilanciata. Esaminando le impedenze viste dai due morsetti differenziali, Z_m e Z_n:

$$Z_m = (Z_b \parallel Z_{sn} + Z_C) \parallel Z_L \tag{3.13}$$

$$Z_n = (Z_a \parallel Z_n + Z_L) \parallel Z_C \tag{3.14}$$

si ottiene:

$$Z_m = (1 + \frac{2Z_{sn}^*}{Z_{sn}})Z_{dp} \tag{3.15}$$

e

$$Z_n = (1 + \frac{2Z_{sn}^*}{Z_{sn}})Z_{dp} \tag{3.16}$$

quindi $Z_m = Z_n$ prova che le due porte sono bilanciate. Inoltre si ricava che $Z_m = Z_n = 3Z_{dp}$. Questo significa che le impedenze Z_m e Z_n non sono adattate al complesso coniugato dell'impedenza bilanciate delle due porte bilanciate, questo è normale dato che il balun LC è un dispositivo a 3 porte.

Ora analizziamo le fasi delle porte single-ended e differenziale partendo dalle tensioni ai nodi:

$$\begin{aligned} v1 &= \frac{Z_{dp} \parallel Z_L}{Z_{dp} \parallel Z_L + Z_C} v_o \\ v2 &= \frac{Z_{dp} \parallel Z_C}{Z_{dp} \parallel Z_C + Z_C} v_o \end{aligned} \tag{3.17}$$

Si nota inoltre che:

$$v_o = \frac{Z_{sn}^*}{Z_{sn} + Z_{sn}^*} v_s \tag{3.18}$$

allora:

$$\begin{aligned} v1 &= j\frac{\sqrt{2(R_{dp}R_{sn} + X_{dp}X_{sn})}}{4R_{dp}} v_s \\ v2 &= -j\frac{\sqrt{2(R_{dp}R_{sn} + X_{dp}X_{sn})}}{4R_{dp}} v_s \end{aligned} \tag{3.19}$$

cioè la tensione alla porta differenziale 1 è sfasata di 90 gradi in ritardo rispetto alla porta single-ended mentre l'altra porta differenziale è sfasata in anticipo della stessa quantità totalizzando uno sfasamento complessivo di 180 gradi tra le porte differenziali. La coppia di porte differenziali rimane tale fino a quando sussiste la condizione $w^2LC = 1$.

In sintesi le equazioni di progetto per il balun a trasformatore sono:

$$\begin{aligned} Lw_o &= \sqrt{2Z_{dp}Z_{sn}^*} \\ Cw_o &= \frac{1}{\sqrt{2Z_{dp}Z_{sn}^*}} \end{aligned} \tag{3.20}$$

con $2Z_{dp} = Z_{L,T}$. Alla frequenza di 866.5 MHz, con $Z_{sn} = 50\Omega$ e $Z_{dp} = 50\Omega$, cioè $Z_{out} = 100\Omega$ si ottengono i seguenti valori per L e C:

$$L = 13nH \qquad C = 2.6pF \tag{3.21}$$

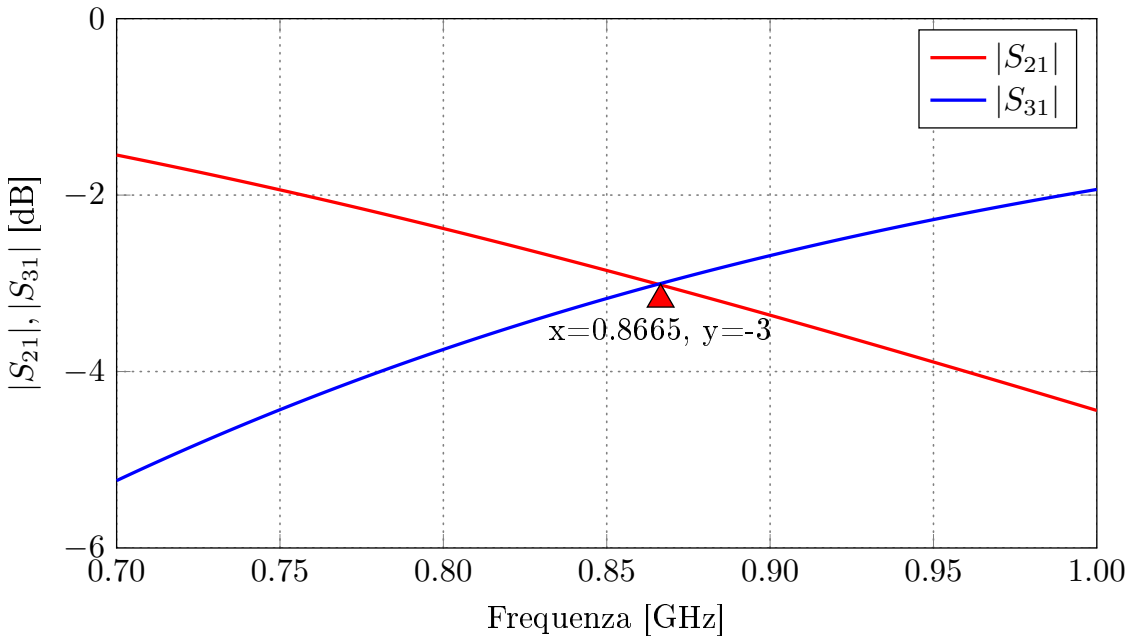


Figura 3.10: Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ per un balun ideale.

E' possibile analizzare il balun di figura 3.8, con i valori dei componenti appena calcolati, tramite un simulatore circuitale con lo scopo di valutare i parametri più significativi già ricavati analiticamente. Considerando il balun come un dispositivo a 3 porte, è possibile verificare l'ampiezza del segnale all'uscita delle porte differenziali con i parametri di Scattering S_{21} e S_{31} (vedi figura 3.10). Si nota che per un balun a elementi concentrati, solamente per una singola frequenza la potenza viene equamente divisa sulle porte dei terminali differenziali. Questo avviene poichè i componenti che costituiscono il balun dipendono dalla frequenza e solamente ad una frequenza le impedenze dei due rami sono identiche. Si ottiene la stessa informazione considerando la differenza di potenza tra le due porte differenziali, che deve essere nulla alla frequenza di interesse, tale figura di merito prende il nome di *sbilanciamento delle ampiezze*. E' altrettanto importante valutare anche lo sfasamento dei segnali alle porte differenziali; una delle due porte, infatti, accumula un anticipo di fase, mentre l'altra un ritardo, ottenendo sfasamento di 180 gradi tra le due uscite (vedi figura 3.11). Nella stessa maniera, valutando lo *sbilanciamento delle fasi* possiamo conoscere di quanto si discosta lo sfasamento complessivo delle due uscite rispetto i 180 gradi previsti dal balun ideale.

E' possibile inoltre valutare le perdite di ritorno alle 3 porte, si nota che per le porte differenziali non vengono raggiunti gli stessi valori della porta sbilanciata in quanto stiamo analizzando un dispositivo a 3 porte (vedi figura 3.12).

Al simulatore circuitale è possibile valutare l'impedenza differenziale presente alle porte differenziali connettendo tra loro un carico resistivo. In figura 3.13 si osserva la perdita di ritorno nel caso di resistenza variabile, ciò è utile per verificare che il balun ideale svolga anche la funzione di trasformazione di impedenza, effettivamente il balun ideale progettato possiede un'impedenza differenziale di 100 Ω.

Per valutare l'impedenza differenziale in un balun reale è necessario ricorrere ad una trasformazione matriciale della matrice dei parametri di Scattering del dispositivo a 3 porte intese come 3 porte single-ended ad una matrice 3x3 di un balun a due porte, dove le due uscite differenziali formano un'unica porta che viene detta *bilanciata*. In letteratura è possibile approfondire l'argomento rivisitando le conversioni tra modi misti per una matrice di Scattering ("mixed-mode S parameters" [34]). Il balun a 2 porte

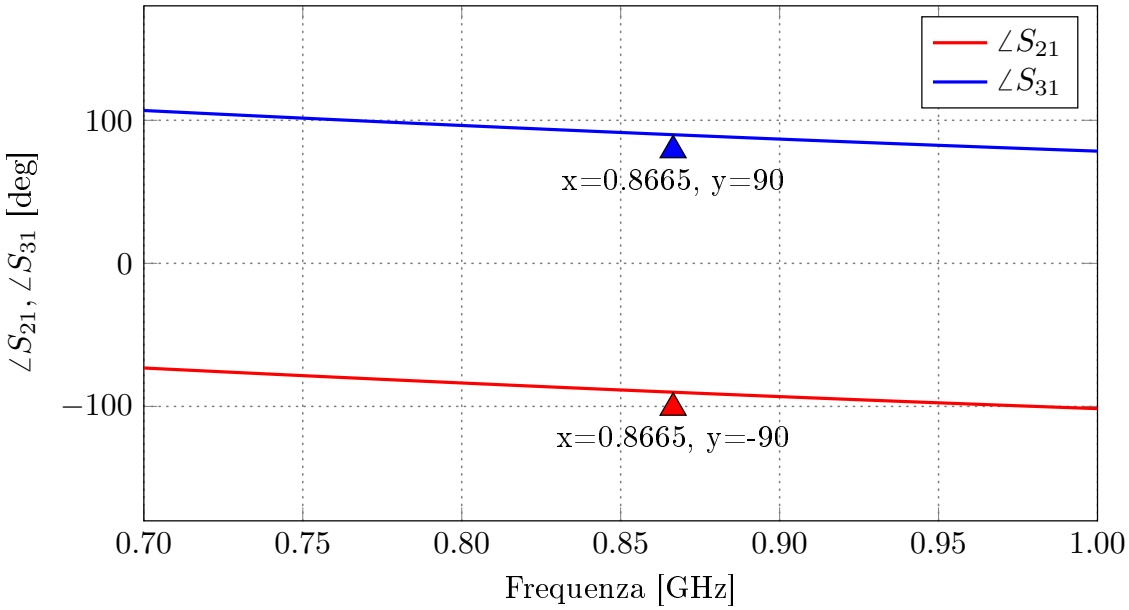


Figura 3.11: Fase dei parametri di Scattering S_{21}, S_{31} per un balun ideale.

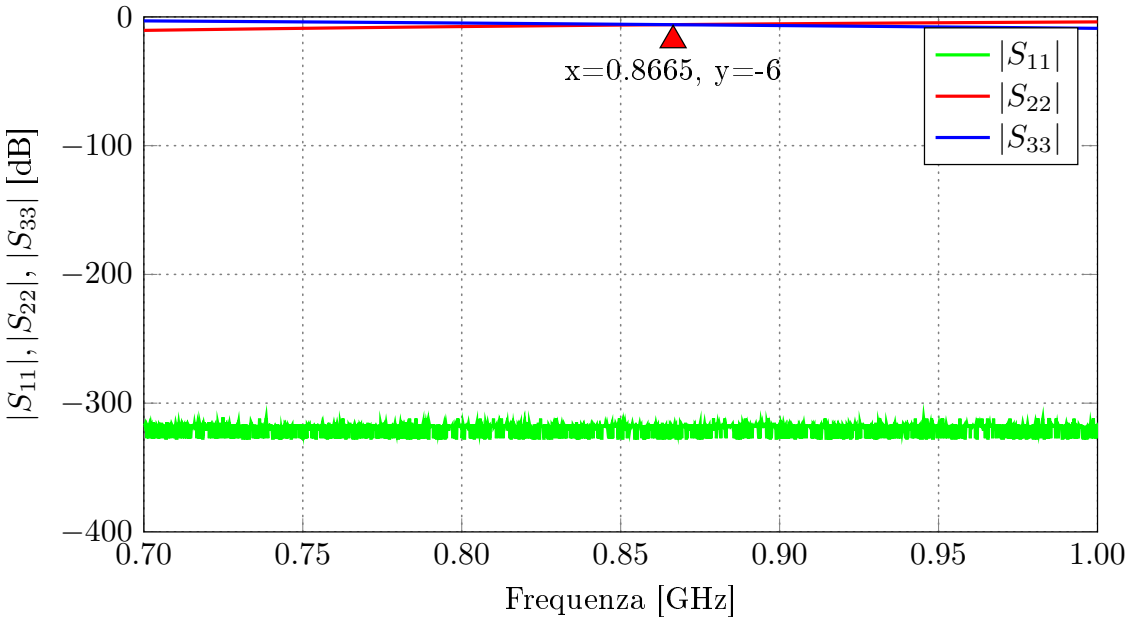


Figura 3.12: Perdite di ritorno per un balun ideale a 3 porte.

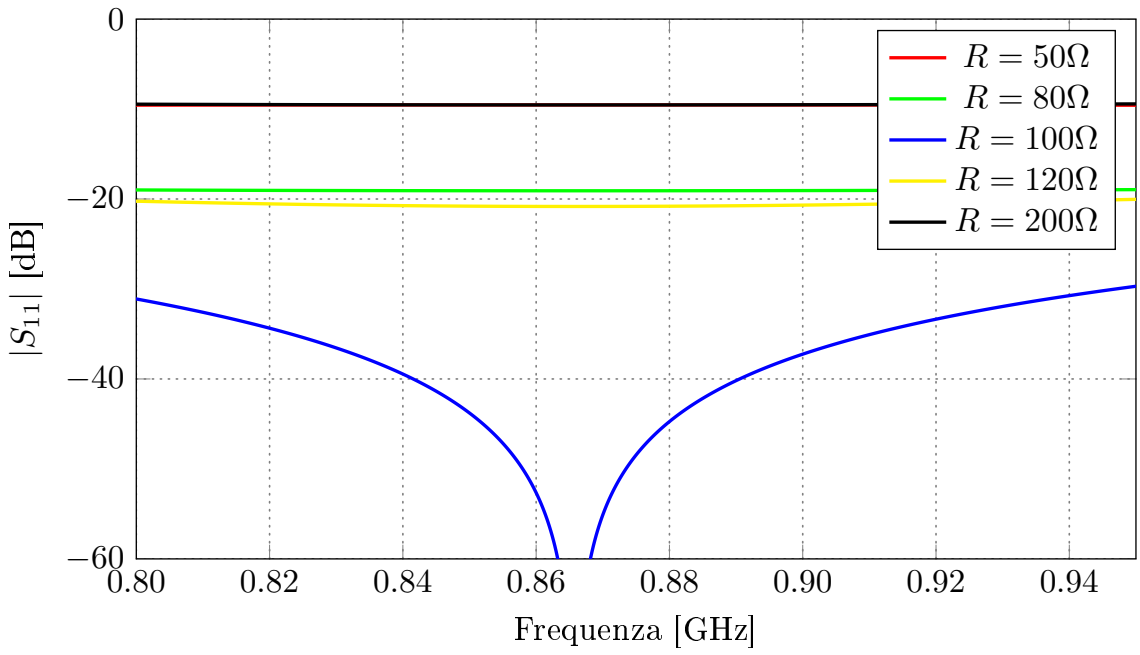


Figura 3.13: Perdita di ritorno con carico resistivo connesso alla porta bilanciata.

possiede una matrice di Scattering 3x3 in quanto la porta bilanciata viene eccitata o con un segnale differenziale o con un segnale di modo comune. Dalla matrice relativa ai modi misti si risale alla matrice Z delle impedenze e si ricava il valore dell'impedenza del modo differenziale.

La caratterizzazione effettuata per i prototipi di balun realizzati si discosta dalla trattazione classica finora incontrata in quanto i conduttori che compongono la linea di trasmissione CPS risultano troppo vicini tra loro per poter collegare dei connettori adatti (di tipo SMA, della larghezza di circa 6 mm) per effettuare delle misure con l'analizzatore di reti vettoriale (VNA). Si è concluso che non è possibile caratterizzare questo tipo di balun attraverso una singola misura ma bisogna compiere più misure su due prototipi distinti: il primo balun termina con una linea di trasmissione CPS le cui uscite vengono allontanate a valle del balun per permettere l'applicazione dei connettori. In questa situazione viene persa l'informazione relativa all'impedenza differenziale, tuttavia rimane valida quella sulle ampiezze e le fasi sulle due linee, in quanto esse hanno subito la stessa alterazione, ed è possibile valutare la loro differenza relativa.

Il secondo prototipo consiste in una connessione a cascata di due balun identici con simmetria diagonale per lo studio della perdita di inserzione e di quella in trasmissione. Tali misure risultano utili per definire l'impatto del balun nel sistema d'antenna complessivo quando sarà collegato all'antenna a spira. Valutare il balun separatamente permette di ottimizzare i singoli sottogruppi che compongono il sistema radiante definitivo e permette di distinguere le cause di un eventuale malfunzionamento al sottosistema opportuno. Per quanto riguarda la perdita in trasmissione, nel caso di balun "back-to-back" come in questo caso, è necessario dividere la perdita per due in quanto si stanno tenendo in considerazione due balun in cascata.

In letteratura i balun vengono caratterizzati in cascata in due modalità (vedi figura 3.14) [35,36]: una connessione con simmetria diagonale o una simmetria a specchio; la differenza sostanziale consiste nella fase del segnale trasmesso da una porta all'altra e per uno scostamento del modulo fuori dalla banda di interesse, tuttavia la valutazione dei parametri di Scattering S_{11} e S_{21} è identica in banda per entrambi i casi, come confermato nelle figure 3.15 e 3.16.

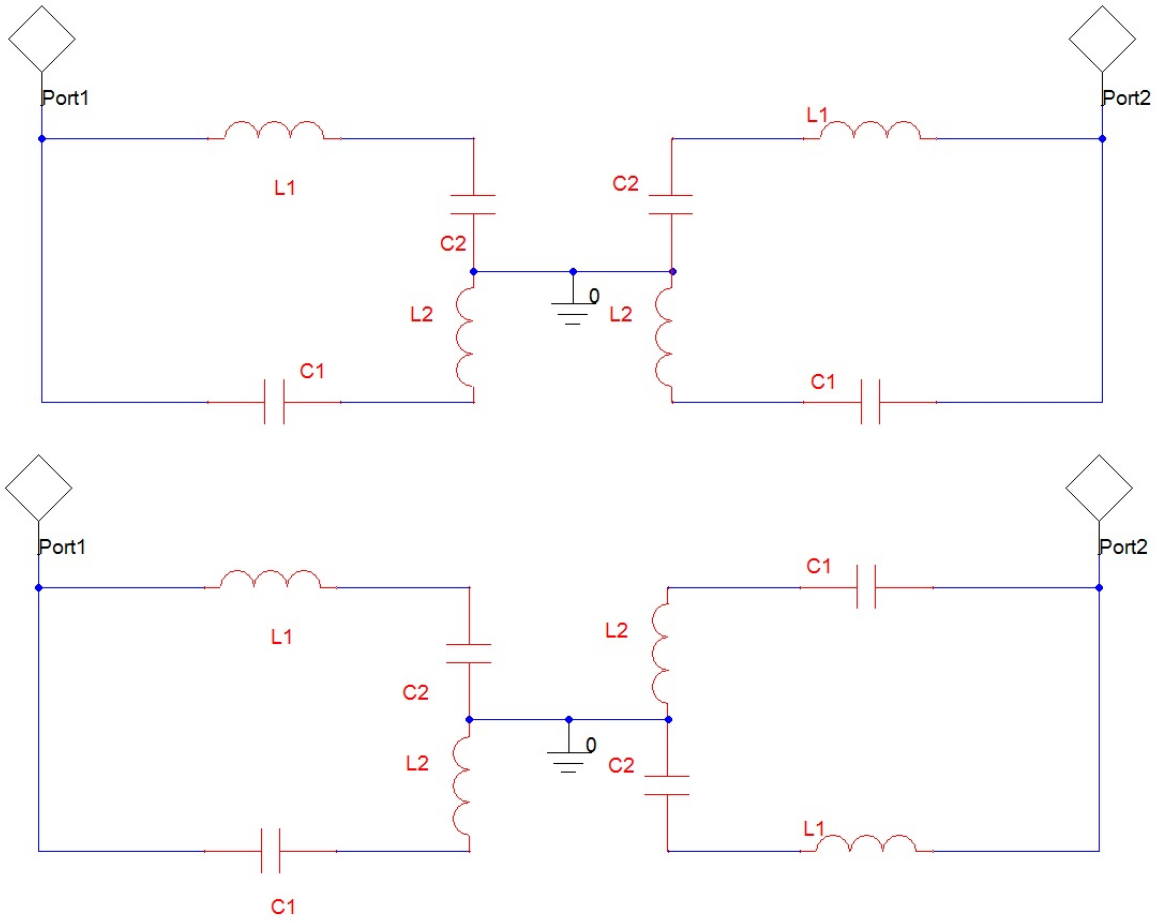


Figura 3.14: Layout di balun connessi "back-to-back" con simmetria a specchio (o bilanciata) e con simmetria diagonale (o sbilanciata).

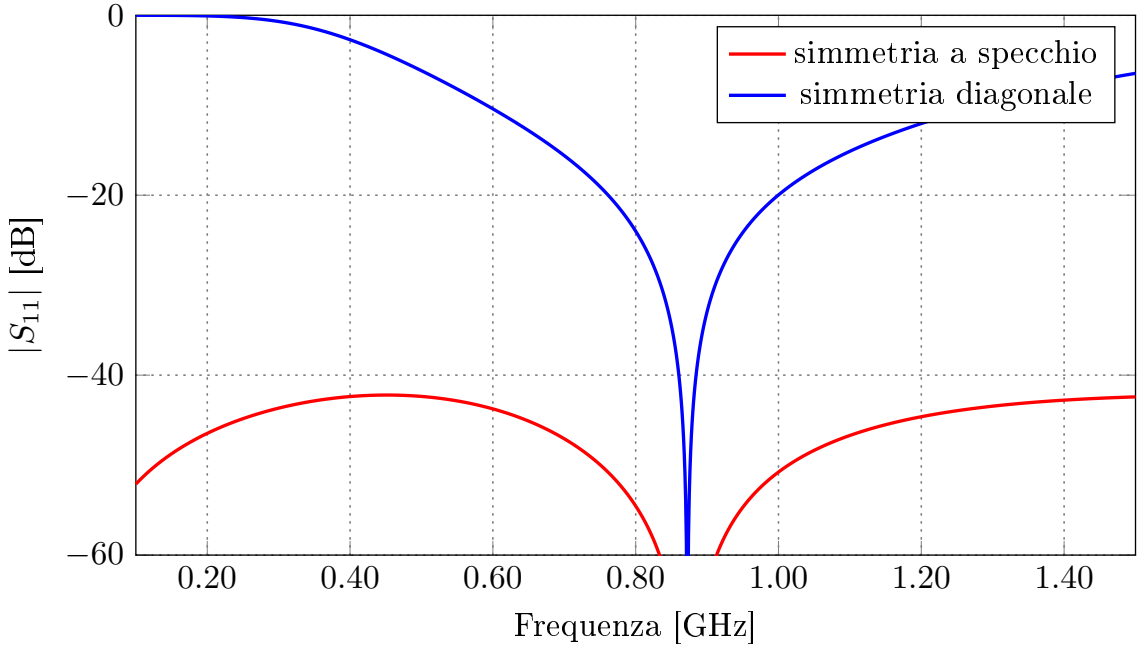


Figura 3.15: Perdita di ritorno per due balun connessi nella modalità back-to-back.

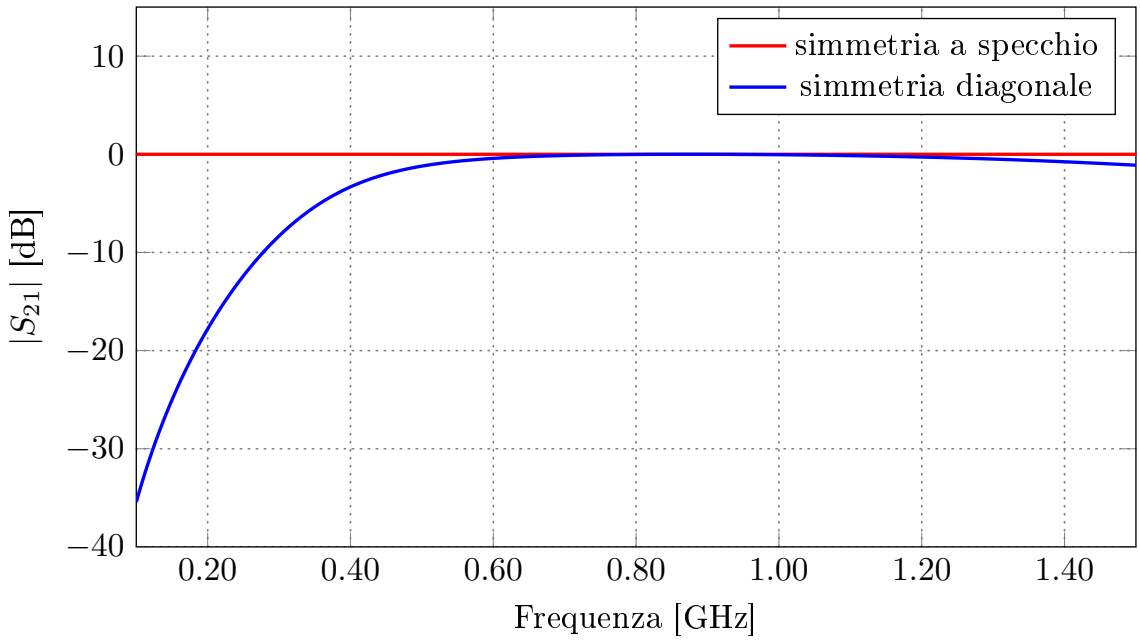


Figura 3.16: Perdita in trasmissione per due balun connessi nella modalità back-to-back.

Al simulatore di campi elettromagnetici si è analizzato il balun a parametri concentrati come dispositivo a 2 porte, si verifica che alle porte vengano eccitati i modi relativi alla linea in microstriscia e quello relativo alla CPS e vengono valutate le impedenze dei modi. Nel layout di figura 3.17 viene messa in risalto la disposizione dei componenti e il collegamento degli stessi verso il piano di massa attraverso dei "via-hole". Viene valutato il modulo e la fase della corrente sulle linee in uscita al variare dei componenti L e C, coerentemente con la teoria (da figura 3.18 a 3.19). Viene inoltre simulato il balun "back-to-back" per ricavare il coefficiente di riflessione e la perdita di trasmissione (vedi figure 3.20 e 3.21).

Sono state effettuate le misure in laboratorio del balun con uscite separate tramite l'analizzatore di reti variando i valori dei componenti L e C (vedi figura 3.24). Durante il collegamento dei cavi tra balun e strumento si è notato una eccessiva sensibilità nella traccia visualizzata sullo schermo dovuta alla vicinanza dei cavi schermati sulle uscite che compongono la porta bilanciata. Per effettuare misure più precise si è dovuto sostituire un cavo con un carico a banda larga da 50 Ω ad un'uscita (vedi figura 3.25). In questa circostanza è necessario compiere quindi due misure per caratterizzare lo sbilanciamento di ampiezze e fasi del balun. Si ricorda anche che lo sbilanciamento non dipende dal tipo di normalizzazione delle porte in uscita, purchè esse siano riferite alla stessa impedenza di riferimento. Gli accorgimenti introdotti sono coerenti con la teoria e viene mantenuta la validità delle misure rispetto a una classica caratterizzazione a 3 porte. Garantire la stabilità della traccia è fondamentale per ottenere misure ripetibili e che non siano influenzate dalla strumentazione utilizzata. Nelle figure 3.26 e 3.27 vengono valutati il modulo e la fase dei parametri di Scattering principali al variare dei componenti L e C. I balun che presentavano caratteristiche migliore in termini di fase ed ampiezza sono stati misurati nella versione "back-to-back" per poter selezionare il balun che disponesse delle perdite minori. In figura 3.28 è presente il prototipo in questione, mentre nelle figure 3.29 e 3.30 rispettivamente la perdita di ritorno e in trasmissione.

Il balun che sarà utilizzato nel progetto dell'antenna avrà i seguenti valori dei

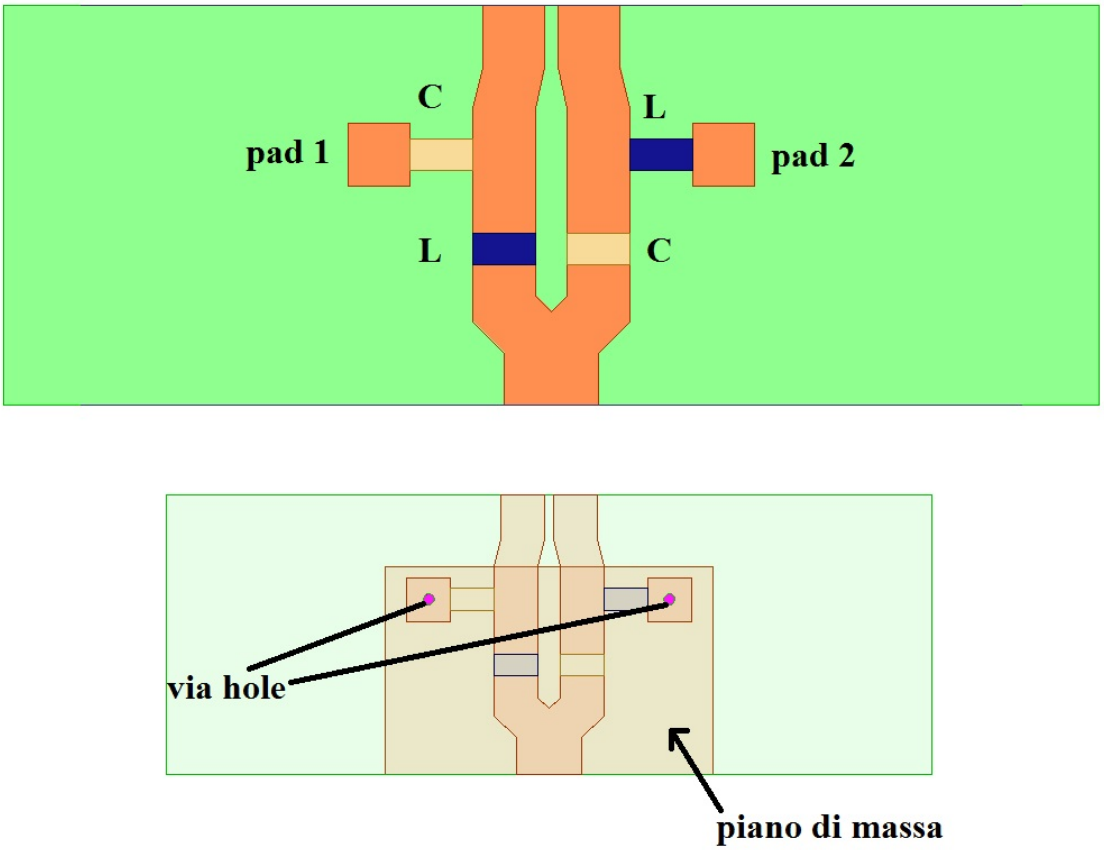


Figura 3.17: Layout del balun a elementi concentrati realizzato su substrato FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $tan\delta = 0.02$).

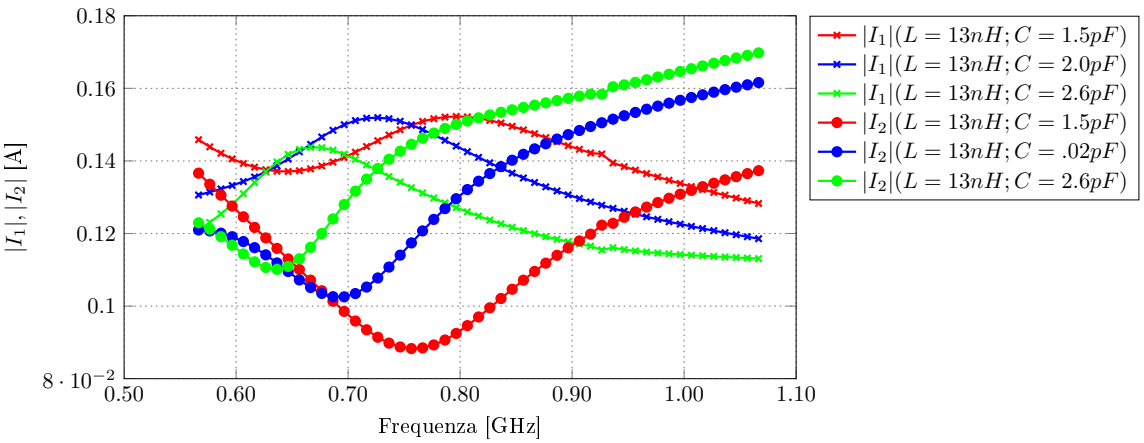


Figura 3.18: Modulo della corrente delle due linee in uscita del balun con C variabile (simulazione).

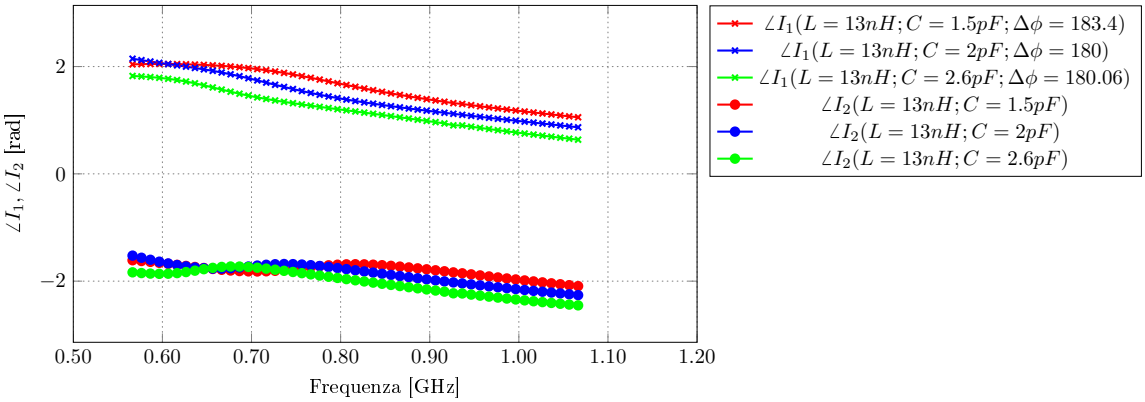


Figura 3.19: Fase della corrente delle due linee in uscita del balun con C variabile (simulazione).

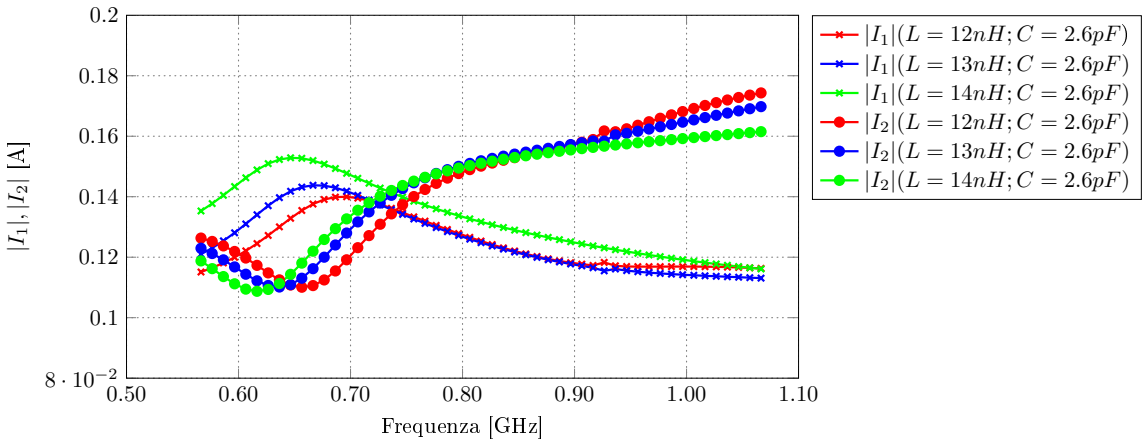


Figura 3.20: Modulo della corrente delle due linee in uscita del balun con L variabile (simulazione).

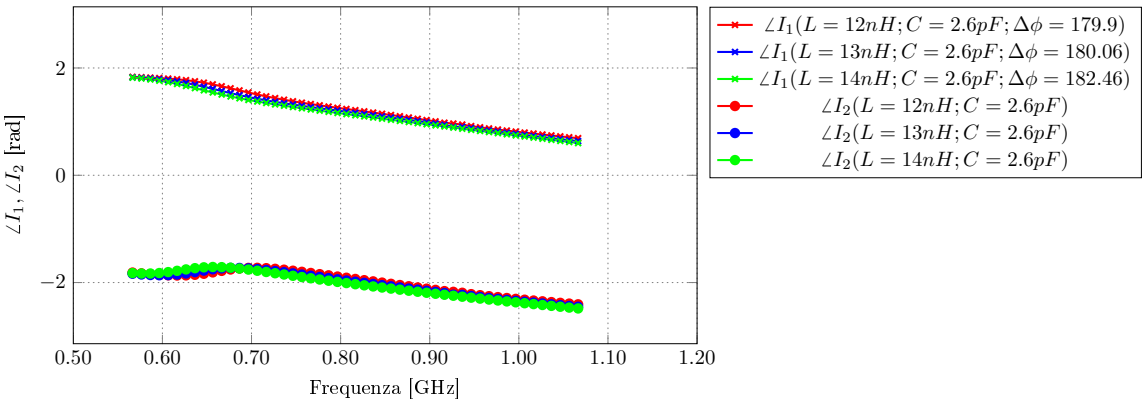


Figura 3.21: Fase della corrente delle due linee in uscita del balun con L variabile (simulazione).

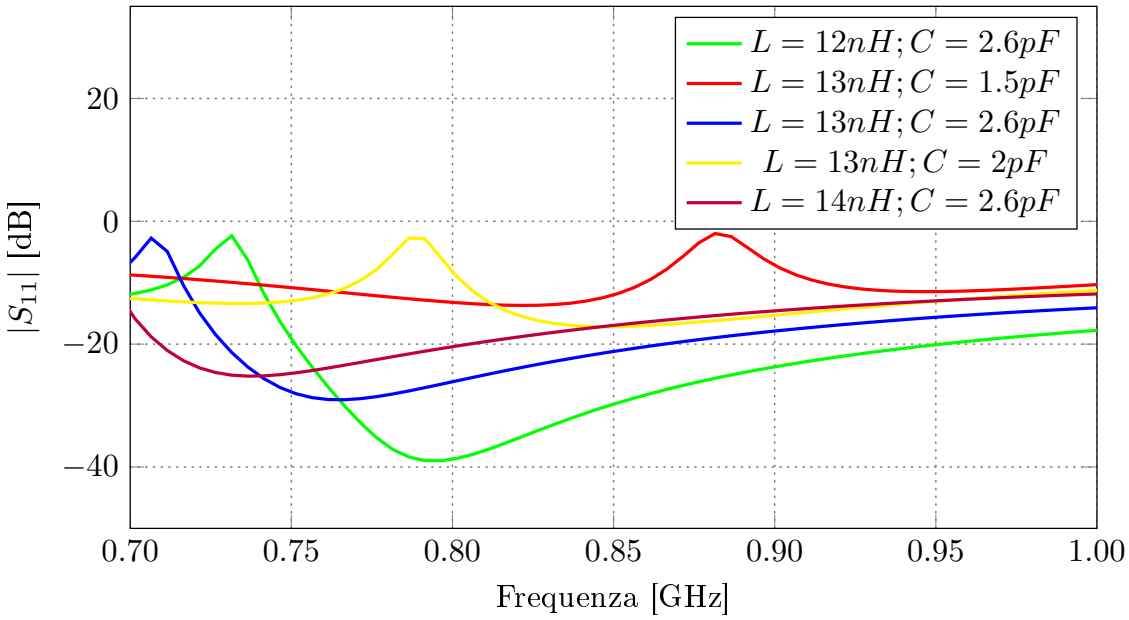


Figura 3.22: Perdita di ritorno balun "back-to-back" con simmetria diagonale (simulazione).

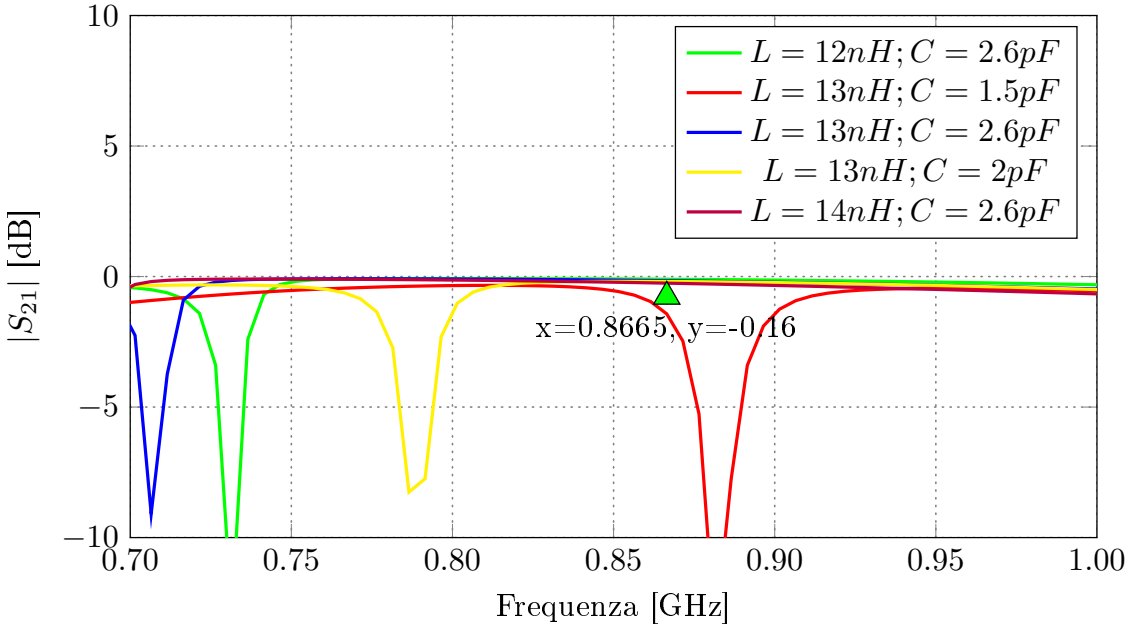


Figura 3.23: Perdita in trasmissione balun "back-to-back" con simmetria diagonale (simulazione).

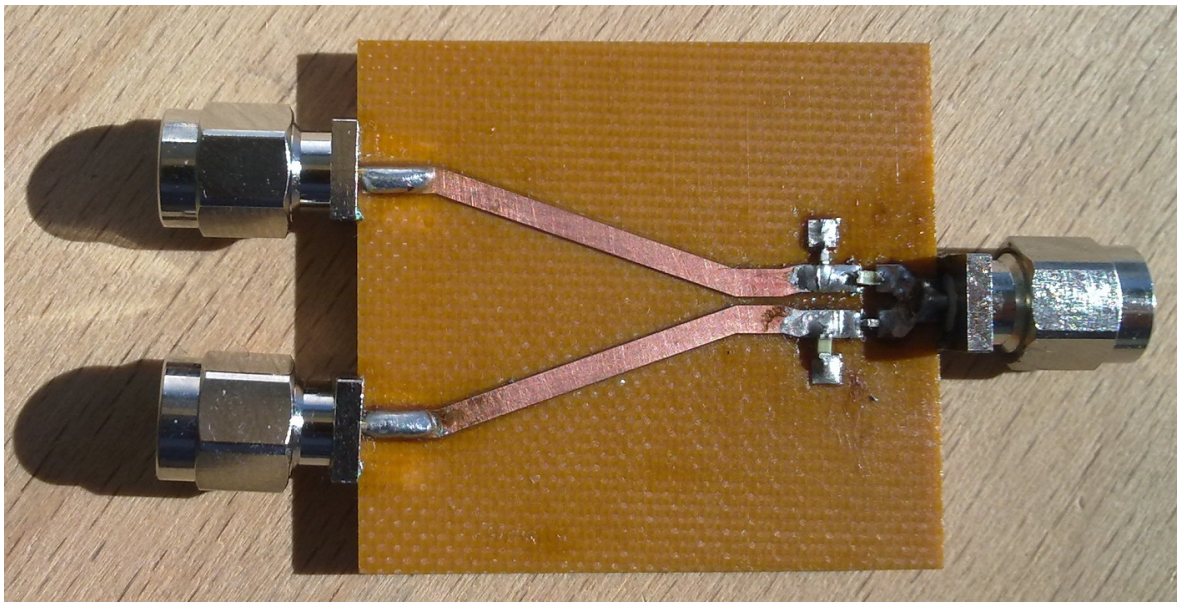


Figura 3.24: Prototipo del balun concentrato con linee in uscita separate per permettere l'alloggiamento dei connettori SMA.

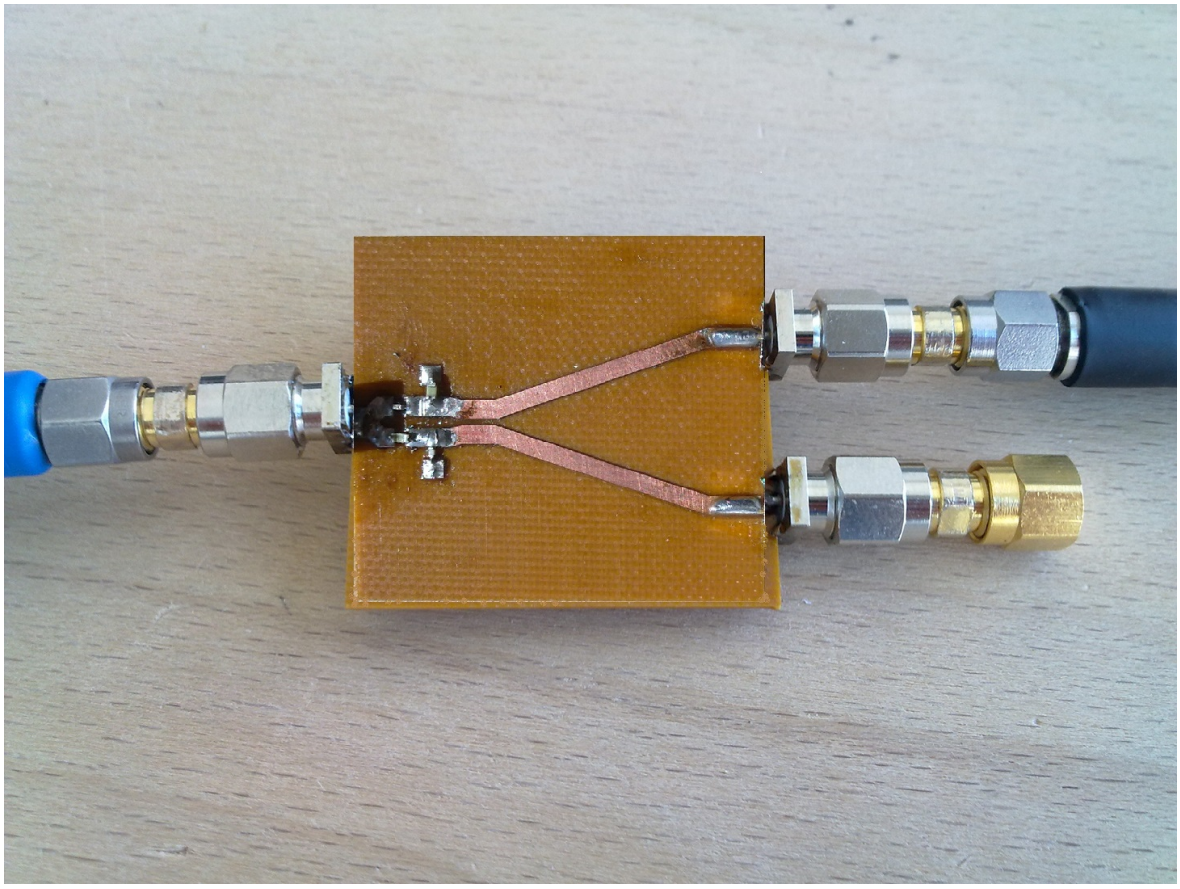


Figura 3.25: Per effettuare la misura viene connesso un carico a banda larga da 50 Ω ad un'uscita, in questa maniera sono necessarie due misure.

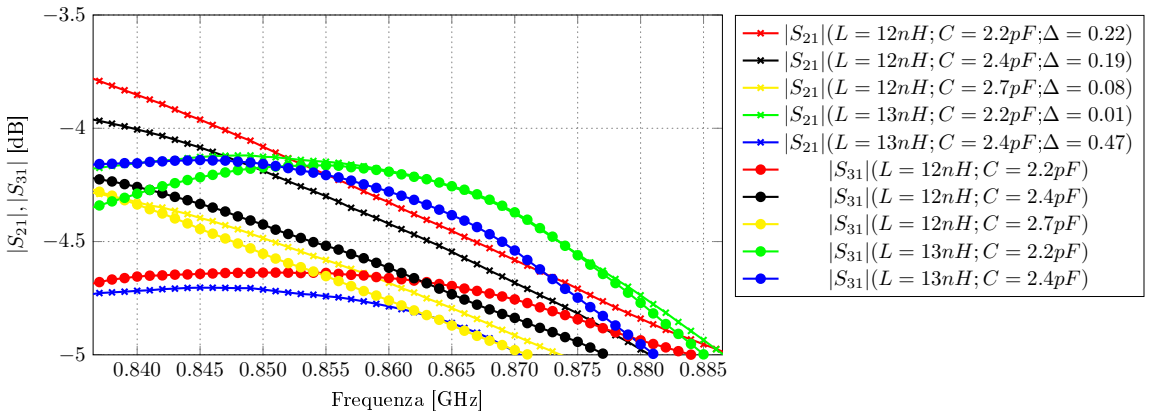


Figura 3.26: Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$ e $|S_{31}|$ di balun reali.

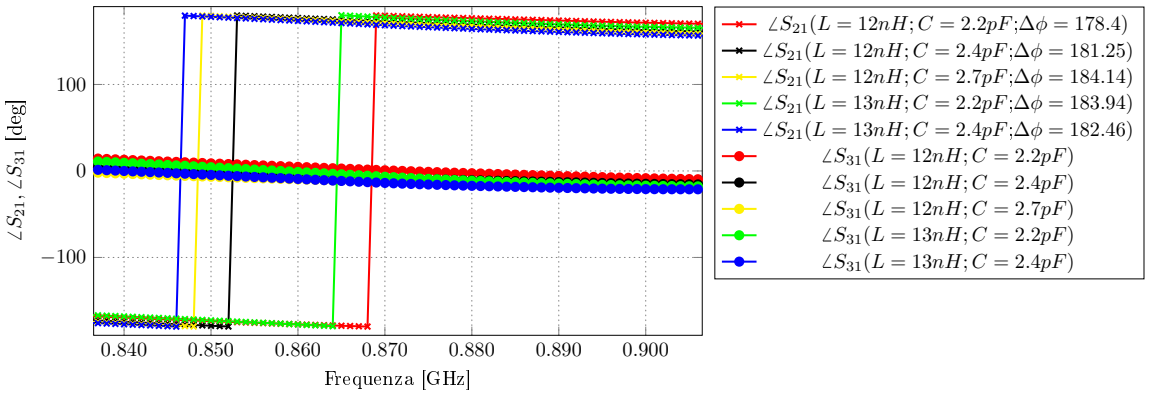


Figura 3.27: Fase dei parametri di Scattering S_{21} e S_{31} di balun reali.

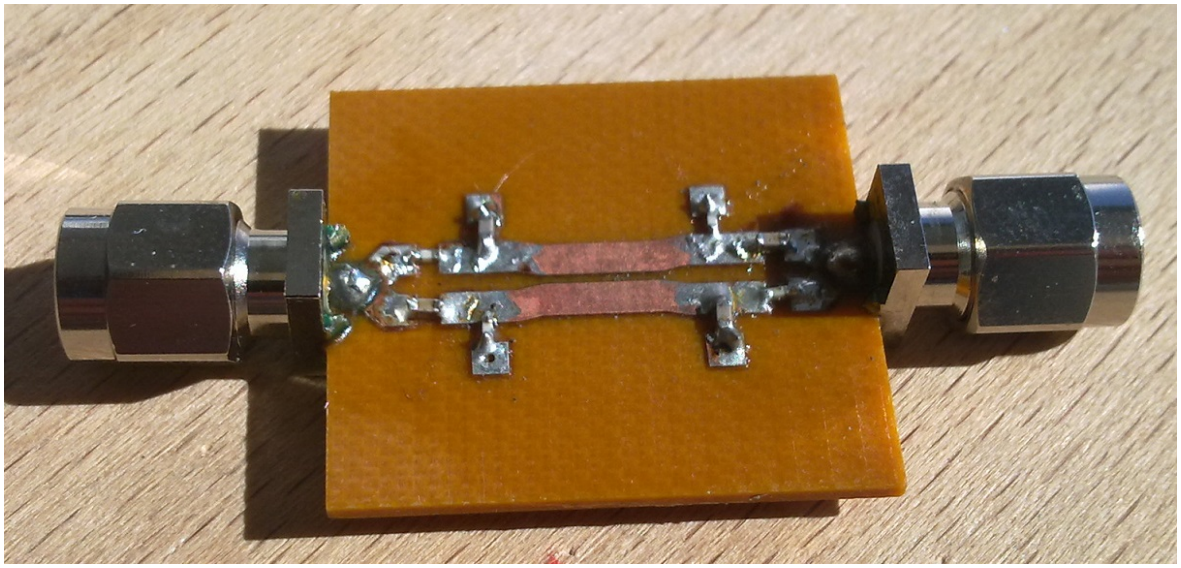


Figura 3.28: Prototipo della cascata di due balun concentrati “back-to-back“ con simmetria diagonale.

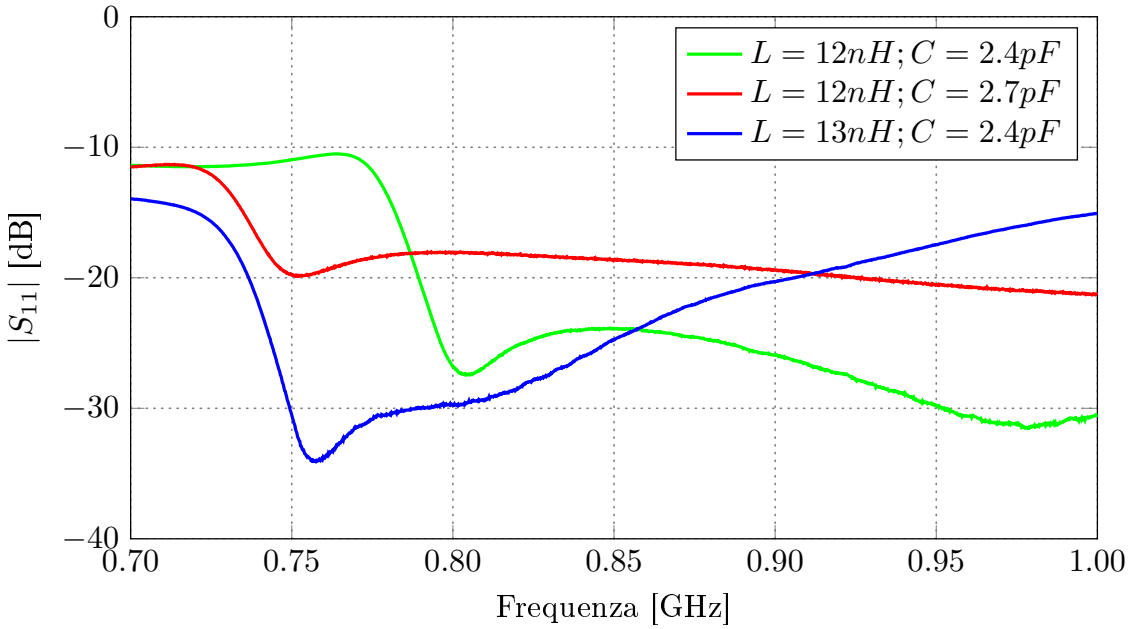


Figura 3.29: Perdita di ritorno per il balun concentrato “back-to-back“ reale.

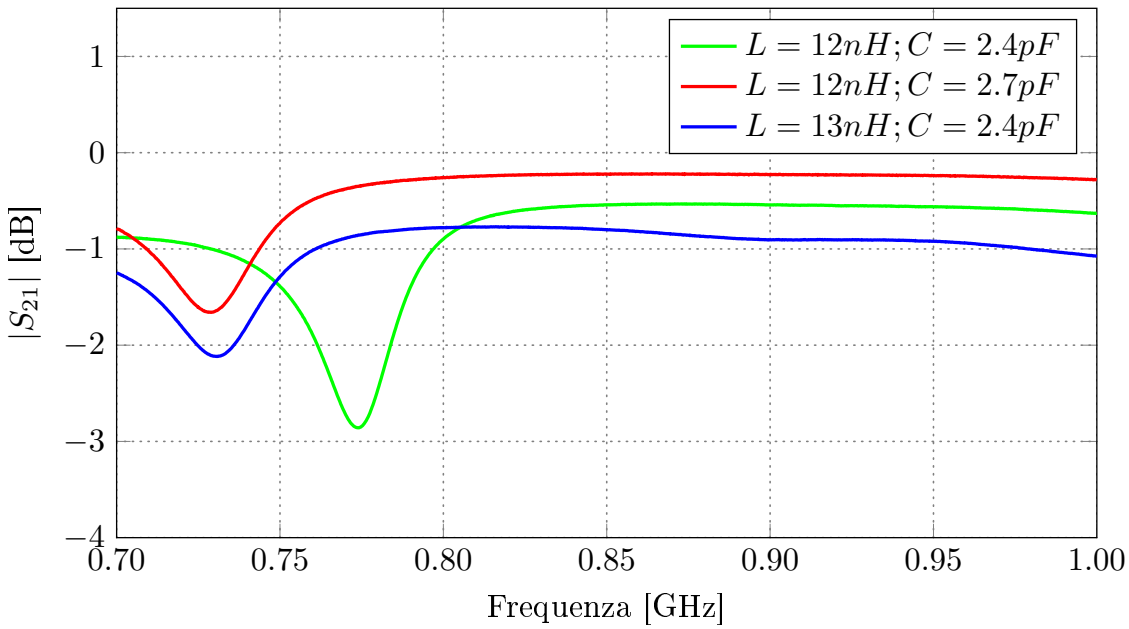


Figura 3.30: Perdita di trasmissione per il balun concentrato “back-to-back“ reale.

componenti: L = 12 nH e C = 2.4 pF.

3.6 Il balun distribuito

Il balun a elementi concentrati rappresenta un ottimo compromesso tra velocità di realizzazione e costo, tuttavia l'obiettivo di questo paragrafo è di investigare soluzioni differenti per diminuire ulteriormente il costo complessivo del balun. La maggior parte dei balun realizzati completamente in microstriscia sono ingombranti alle frequenze UHF, poichè dipendono da λ, e non sono quindi appetibili per l'applicazione che si sta considerando, preferendo una soluzione di più basso profilo. Di seguito sarà illustrato il progetto di un balun distribuito che potrà essere inserito nel sistema d'antenna finale una volta ottimizzate le sue prestazioni. Il balun in questione si riferisce ad una transizione tra una linea di trasmissione CPW e una CPS, utile come già visto in precedenza per il collegamento ad un'antenna di tipo bilanciato [37,38,39].

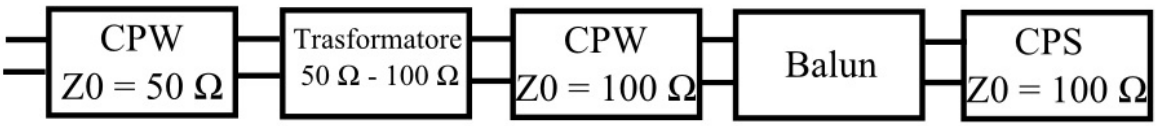


Figura 3.31: Schema a blocchi della transizione CPW-CPS per la rete di alimentazione del balun distribuito.

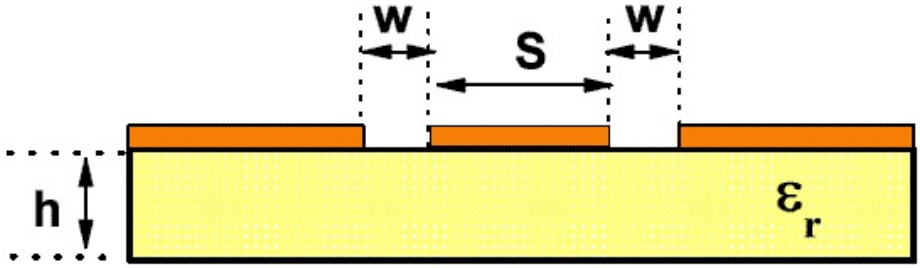


Figura 3.32: Linea di trasmissione Coplanar Waveguide (CPW) vista in sezione.

La transizione da CPW a CPS richiede adattamento di impedenza e del campo. Si vuole progettare una transizione che massimizzi la banda e minimizzi le perdite; CPW e CPS vengono scelte per la loro bassa dispersione e bassa sensibilità allo spessore del substrato, per la semplicità di realizzazione e la facile integrazione e perchè non richiedono connessioni "via-hole". Lo schema a blocchi di figura 3.31 riassume il tipo di transizioni che entrano in gioco: il primo blocco è costituito dalla linea di trasmissione CPW di impedenza caratteristica 50 Ω che trasporta il segnale al punto di alimentazione dell'antenna. Successivamente è necessario aggiungere uno stadio di trasformazione di impedenza in quanto l'impedenza in uscita del balun deve essere di 100 Ω. Successivamente il balun vero e proprio è dedicato alla trasformazione da linea sbilanciata a bilanciata. Per concludere si impiega una linea CPS da 100 Ω per alimentare l'antenna. In tabella 2.2 sono riassunti i parametri di progetto per una CPW da 50 Ω e da 100 Ω (vedi figura 3.32), si nota che la grandezza $2w + s$ viene mantenuta per le due linee; la CPS è la stessa già dimensionata nel caso di balun concentrato.

Il trasformatore di impedenza utilizzato è un trasformatore a 6 sezioni di Chebyshev, con sezioni lunghe 1 mm, con passo di 0.1 mm tra loro. Per limitare il coefficiente di riflessione è necessario tenere corte le sezioni e porre una larghezza delle linee di riferimento dei potenziali pari a 2.5 volte rispetto la striscia centrale di larghezza massima. La struttura impiegata per il balun è una transizione a banda larga che può essere scomposta in 6 parti (vedi figura 3.33):

- 1- SCPW: "Symmetric Coplanar Waveguide" consiste nella linea CPW in ingresso al balun con impedenza caratteristica 100 Ω;

- 2- TCPW: "Tapered Coplanar Waveguide" consiste in una CPW con taper lineare

Linea	ϵ_r	s (mm)	w (mm)	t (um)	f (MHz)	Z_0 (Ω)
CPW_{50}	4.4	2.5	0.4	0.035	866.5	50
CPW_{100}	4.4	0.56	1.37	0.035	866.5	100

Tabella 3.3: Parametri di progetto delle linee di trasmissione CPW.

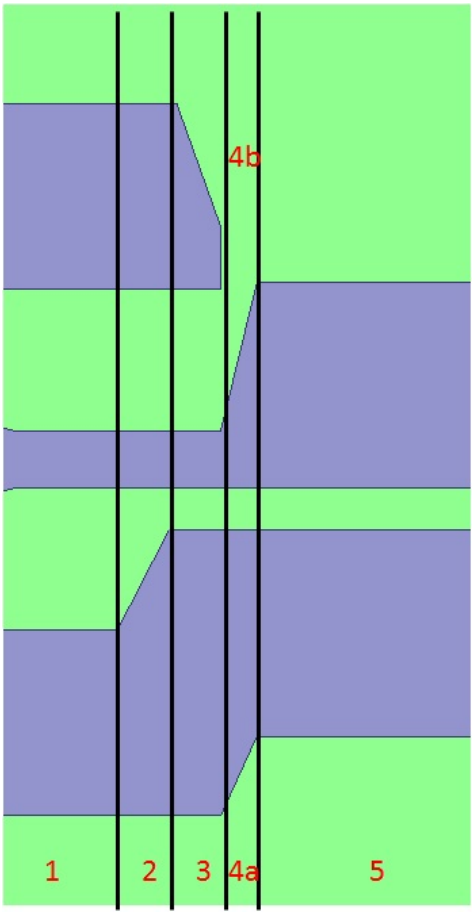


Figura 3.33: Layout della transizione da CPW a CPS.

nello slot inferiore; con lo scopo rendere la larghezza della striscia di riferimento pari a quella della linea CPS in uscita dal balun

- 3- ACPW: "Asymmetric Coplanar Waveguide" consiste in una CPW asimmetrica con taper lineare sullo slot superiore;
- 4a- TCPS: "Tapered Coplanar Strips" consiste in una CPS con taper lineare nello slot superiore;
- 4b- TSLO: "Unterminated Slotline Open" consiste in una linea a slot con apertura infinita
- 5- SCPS: "Symmetric Coplanar Strips" consiste nella CPS in uscita al balun da 100 Ω

La criticità del balun è da ritenersi alle discontinuità delle linee di trasmissione, dove devono essere soppressi i modi che non sono relativi alle CPW (modi relativi alle linee slot). Ciò si ottiene in simulazione connettendo le linee di riferimento di potenziale con dei "bond-wire", che è una tecnica di interconnessione utilizzata anche nei circuiti integrati [39,40]. In questa maniera si ottiene un allargamento della banda sia per quanto riguarda il coefficiente di riflessione che per le perdite di inserzione. Non disponendo di tali accorgimenti nella realtà si è cercato di utilizzare dei via-hole per mantenere i riferimenti allo stesso potenziale. Il progetto e il posizionamento di via-hole adeguati consente un corretto funzionamento per un ampio spettro di frequenze ed è un aspetto da approfondire per poter migliorare le prestazioni del design. Nelle figure 3.34, 3.35 e 3.36 si nota che nel balun in questione la corrente nelle due linee è di pari ampiezza per una banda molto ampia e la fase si avvicina ai 180 gradi.

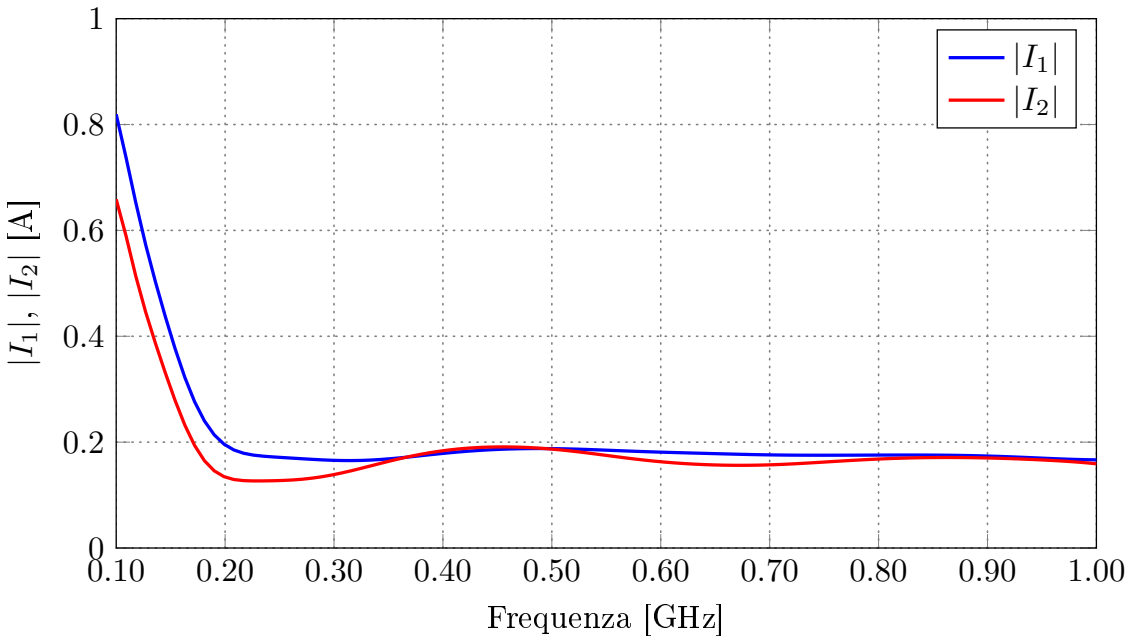


Figura 3.34: Modulo della corrente nelle linee in uscita della CPS nel balun distribuito con bond-wire.

Non potendo disporre di una soluzione con bond-wire si è scelto di utilizzare via-hole per prevenire l'eccitazione di modi non-CPW nel balun (vedi figura 3.37). Nelle figure 3.38 e 3.39 si possono osservare ampiezze e fase e nelle figure 3.40 e 3.41 la perdita di ritorno e in trasmissione. Si nota che le performance simulate nel caso di balun con via-hole sono inferiori rispetto a quello con bond-wire in quanto non si ha un adattamento di campo sufficiente.

In figura 3.43 alla figura 3.44 si possono osservare le prestazioni del balun distribuito reale con via-hole (figura 3.42), in figura 3.45 il prototipo del balun distribuito "back-to-back" e in figura 3.46 i relativi parametri di Scattering. E' evidente che la transizione da CPW a CPS non riesce ad evitare la generazione di modi parassiti che non appartengono alla CPW, questo è dovuto alle linee di riferimento che non sono mantenute allo stesso potenziale come nel caso con bond-wire. Inoltre il piano di massa aggiuntivo per poter alloggiare i via-hole porta a un disadattamento di campo in quanto cambia la linea di trasmissione. Un'implementazione futura consisterà di realizzare una transizione da CPW con piano di massa esteso (GCPW) a CPS, sia per uniformare il potenziale ai riferimenti, che per garantire stabilità meccanica al connettore di ingresso.

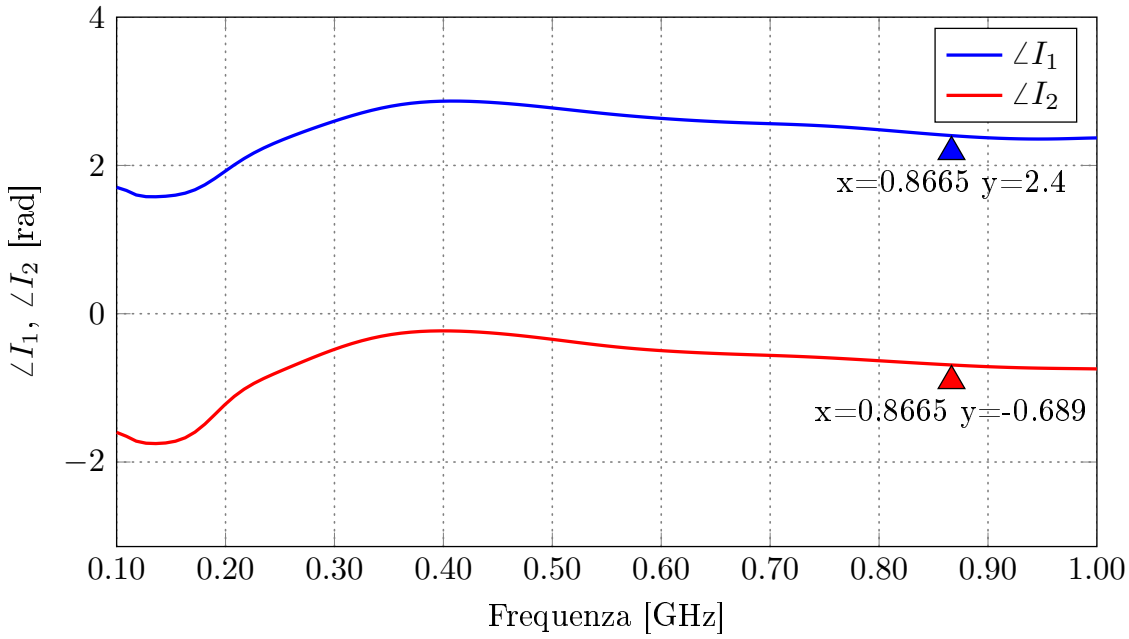


Figura 3.35: Fase della corrente nelle linee in uscita della CPS nel balun distribuito con bond-wire.

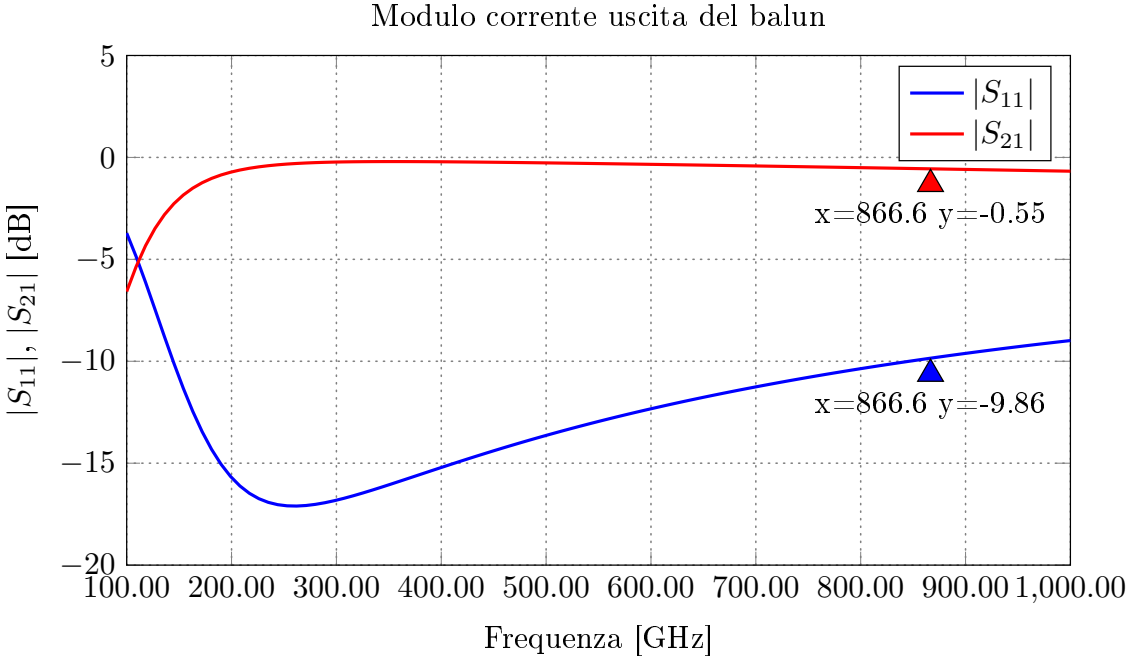


Figura 3.36: Perdita di ritorno e in trasmissione per il balun distribuito con bond-wire.

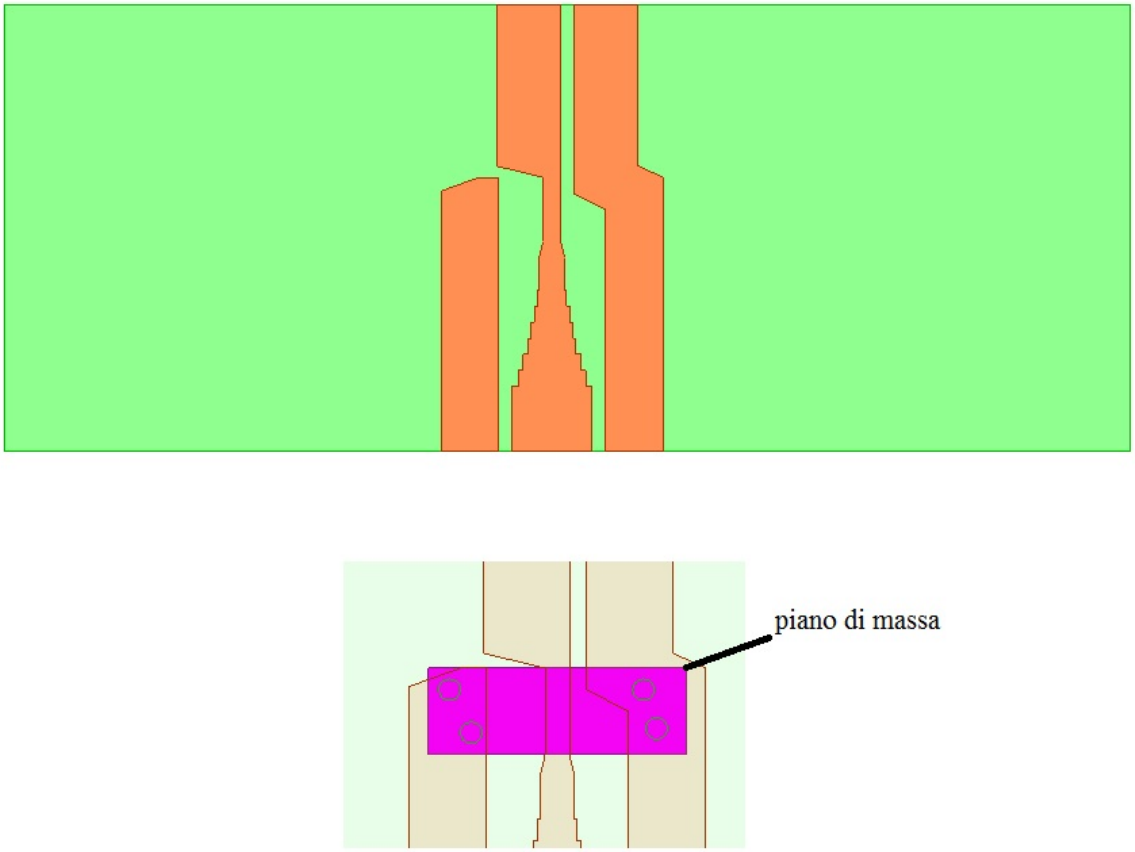


Figura 3.37: Layout del balun distribuito con via-hole connessi a un piano di riferimento per mantenere lo stesso potenziale.

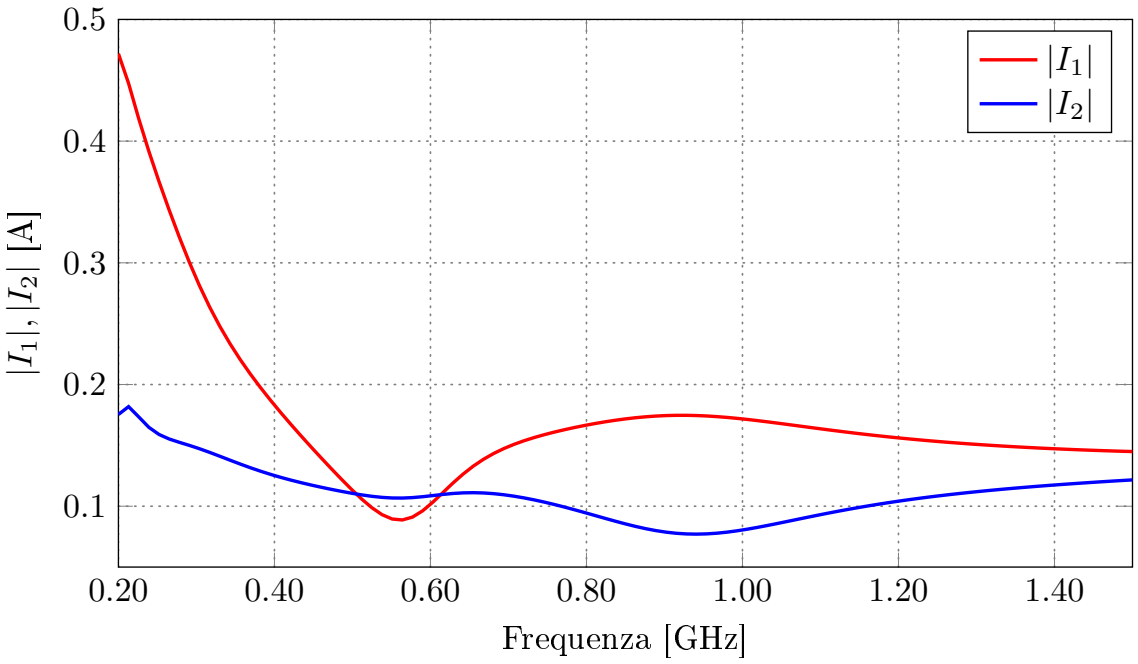


Figura 3.38: Modulo delle correnti delle due linee in uscita di un balun distribuito con via-hole (simulazione).

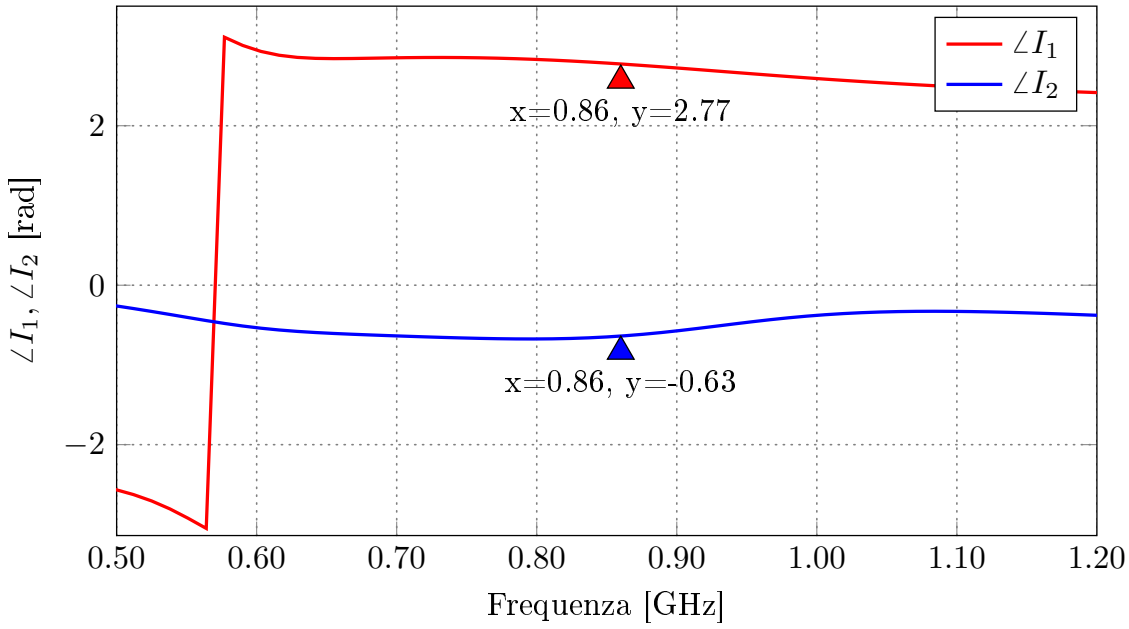


Figura 3.39: Fase delle correnti delle due linee in uscita di un balun distribuito con via-hole (simulazione).

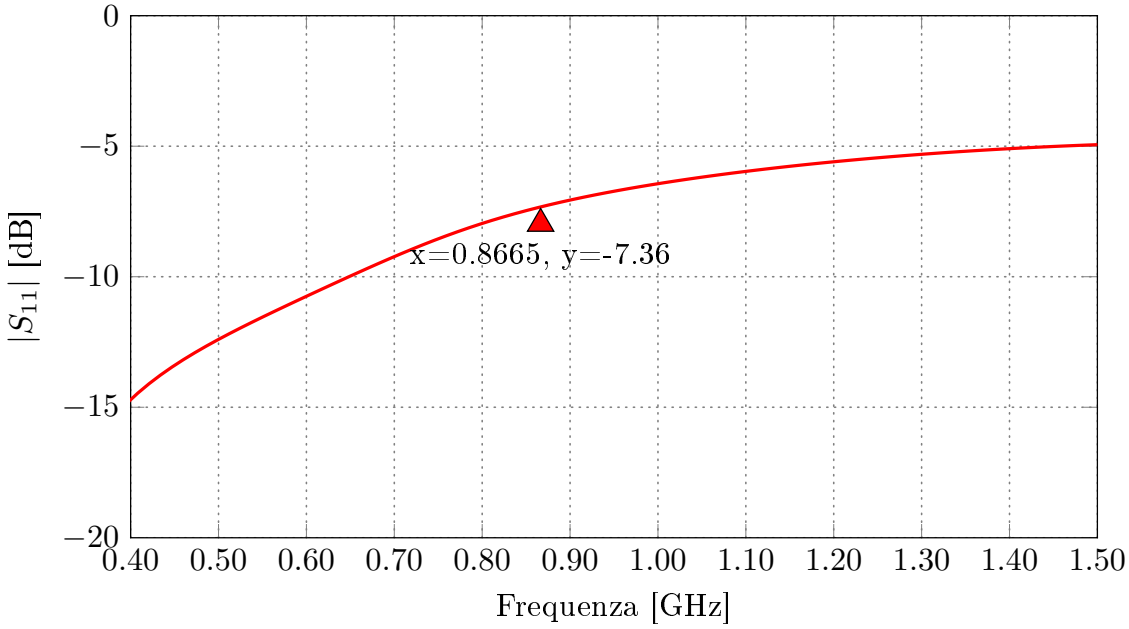


Figura 3.40: Perdita di ritorno di un balun distribuito con via-hole in configurazione back-to-back con simmetria diagonale (simulazione).

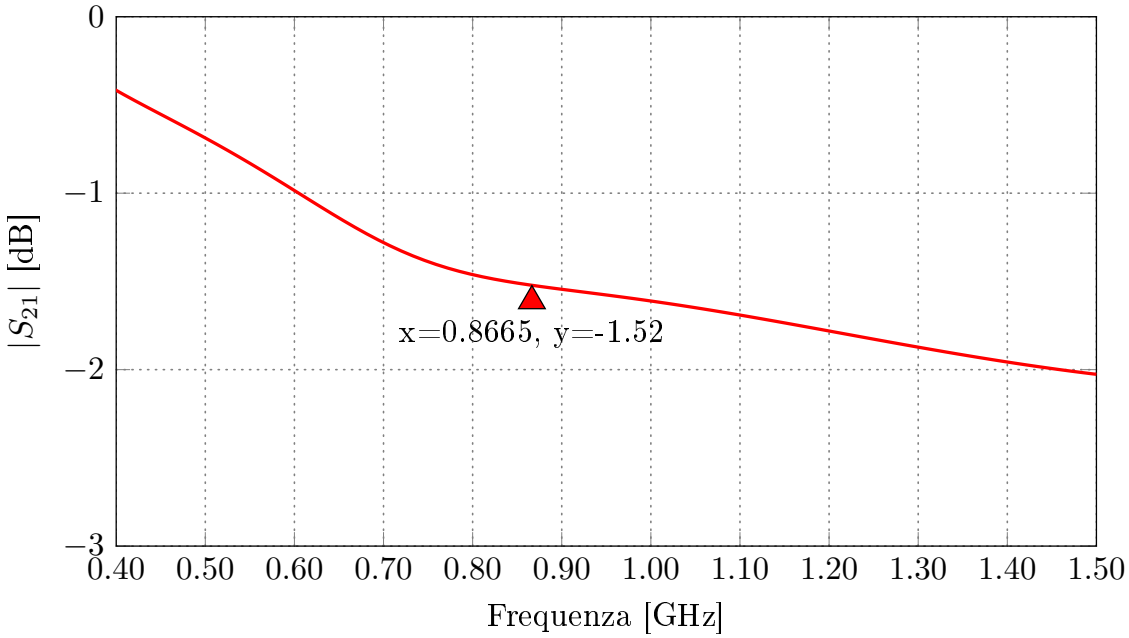


Figura 3.41: Perdita in trasmissione di un balun distribuito con via-hole in configurazione back-to-back con simmetria diagonale (simulazione).

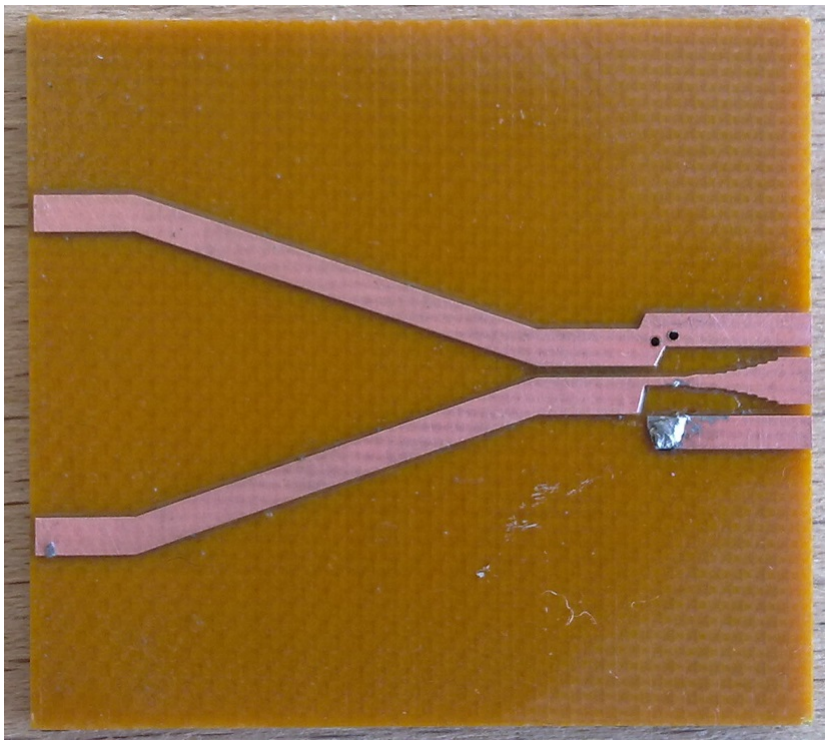


Figura 3.42: Prototipo realizzato di balun distribuito.

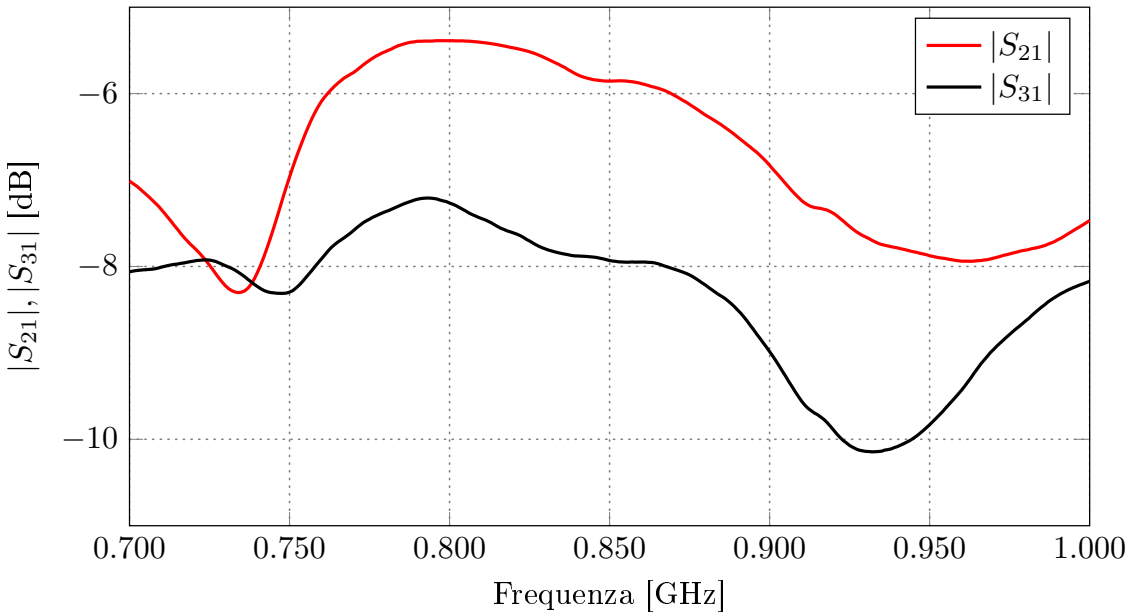


Figura 3.43: Modulo dei parametri di Scattering $|S_{21}|$ e $|S_{31}|$ per il balun distribuito reale.

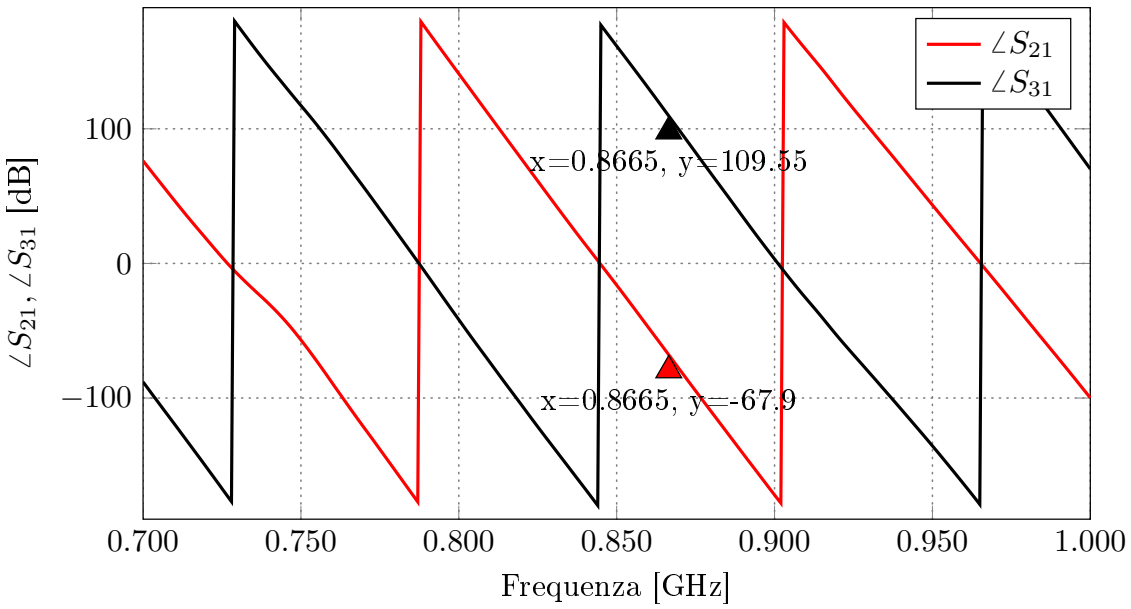


Figura 3.44: Fase dei parametri di Scattering S_{21} e S_{31} per il balun distribuito reale.

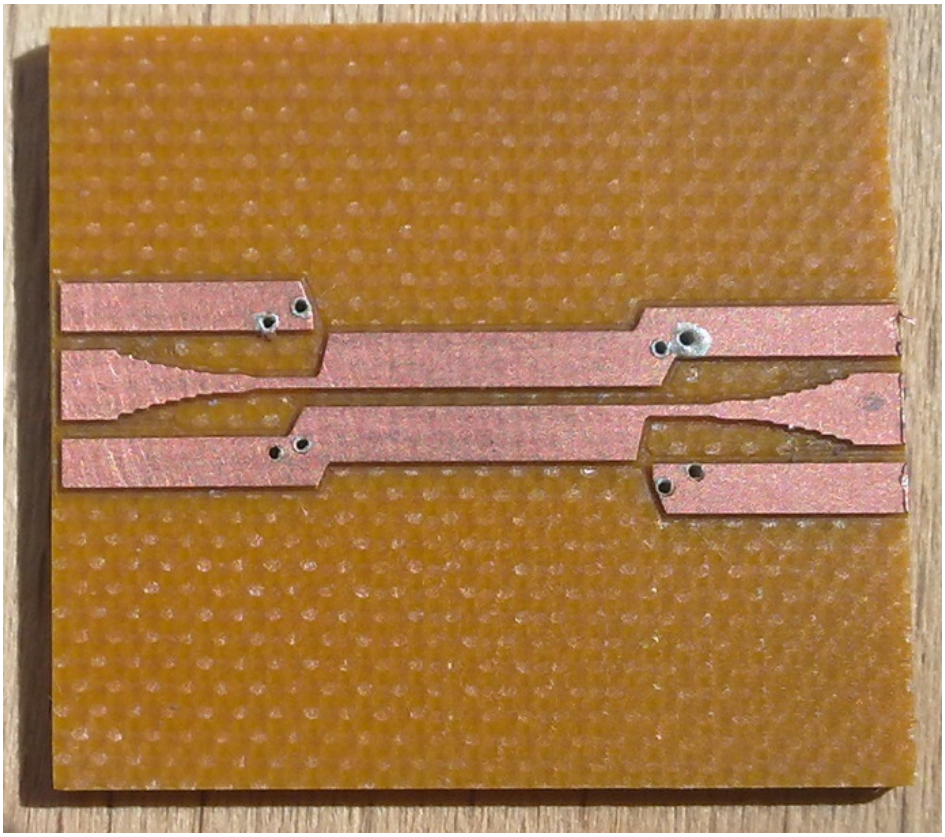


Figura 3.45: Prototipo di balun distribuito back-to-back.

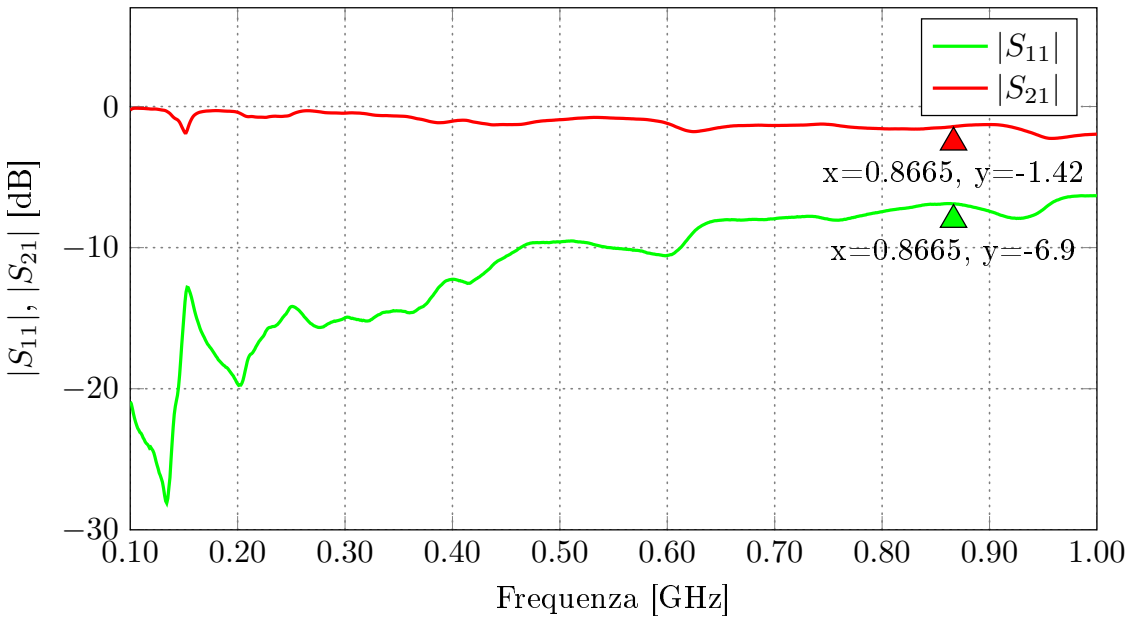


Figura 3.46: Parametri di Scattering $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ per il balun distribuito back-to-back reale.

Capitolo 4

Misure sperimentali e test di lettura

4.1 Fabbricazione e misure relative all'antenna a spira con balun

Il seguente capitolo si occupa delle misure effettuate sui prototipi, mettendo in luce le criticità del design e valutandone le performance. Successivamente, definito l'intero sistema d'antenna, viene allestito il setup opportuno per poter eseguire alcuni test di lettura di tag RFId, le prestazioni vengono confrontate con quelle di un'antenna near-field presente in commercio.

Dopo aver effettuato un'opportuna caratterizzazione del balun si è deciso di impiegare il balun a elementi concentrati nella rete di alimentazione per il design definitivo dell'antenna, in quanto presentava performance migliori rispetto a quello di tipo distribuito. Uno degli sviluppi futuri consisterà nell'ottimizzazione di quest'ultimo per diminuire ulteriormente il costo dell'antenna. E' stato valutato il singolo elemento radiante, completo della rete di alimentazione al simulatore di campi elettromagnetici per apportare gli accorgimenti necessari di modo che l'antenna risonasse alla frequenza desiderata. Si è già potuto notare nei capitoli precedenti che l'antenna a spira in questione presenta un comportamento critico in termini di banda: tolleranze di fabbricazione e dei componenti concentrati possono portare facilmente l'antenna ad operare in un range di frequenze non adibito alla comunicazione RFId europea. Un accorgimento in fase di fabbricazione è stato quello di produrre prototipi dalle caratteristiche differenti per analizzarne il comportamento con lo scopo di garantire un un buon livello di riproducibilità nelle successive fabbricazioni. Si è deciso di agire sulla rete di adattamento di impedenza (T-match) fabbricando prototipi con distanza tra i due stub (a) differente (vedi Capitolo 2). Nelle simulazioni, infatti, lo scostamento della frequenza di risonanza in presenza di piccole variazioni era poco significativo. La fabbricazione meccanica è stata possibile grazie a una microfresatrice a controllo numerico con precisione di 200 μm.

In figura 4.2 si osservano le misure sperimentali relative all'antenna a spira di figura 4.1. Si nota una deviazione in frequenza considerevole rispetto ai risultati di simulazione attesi, in particolare le frequenze di risonanza relative ai prototipi risultano inferiori alla frequenza di centro banda di 866.5 MHz. Queste indicazioni preliminari risultano utili per stimare l'offset che intercorre tra la simulazione e la misura reale, inoltre si reputa più opportuno apportare modifiche aggiuntive direttamente sui prototipi per evitare la fabbricazione di un numero eccessivo degli stessi. La realizzazione di un design insensibile alle non idealità sarà oggetto di studi futuri.

Il design definitivo dell'antenna prevede la presenza di un piano di massa (vedi Capitolo 2), indispensabile per evitare la radiazione di campo elettromagnetico nella

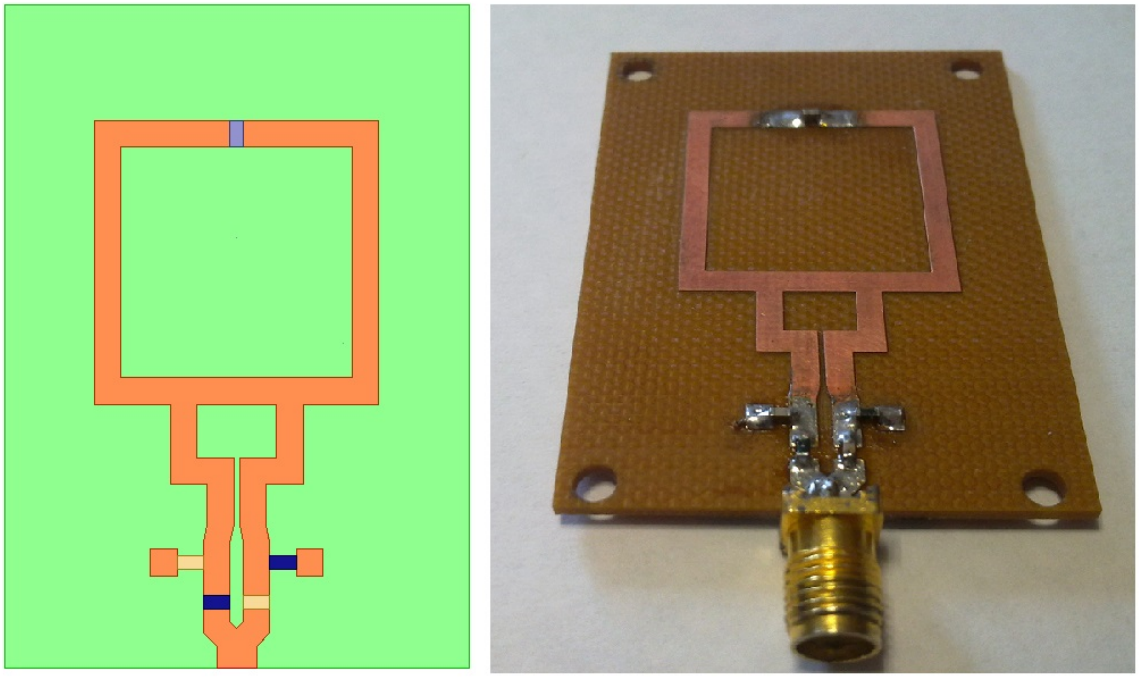


Figura 4.1: Layout dell'antenna a spira con balun concentrato impiegato nella simulazione e prototipo realizzato.

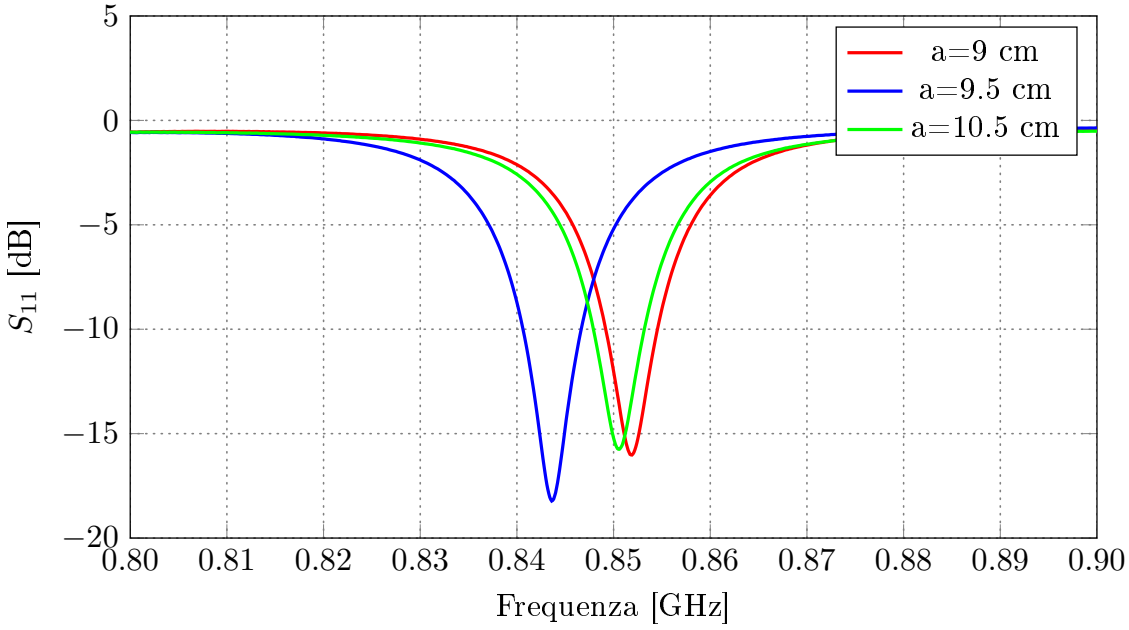


Figura 4.2: Perdita di ritorno al variare della distanza tra gli stub presenti nel T-match.

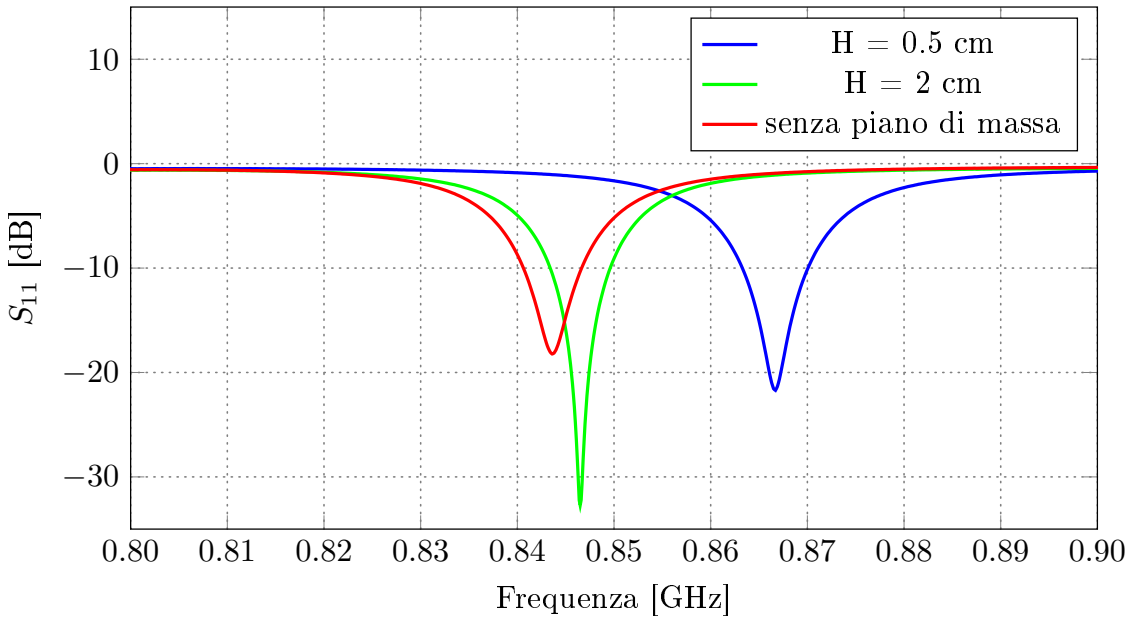


Figura 4.3: Parametri di Scattering S_{11} al variare della distanza del piano di massa dall'antenna a spira con $a = 9.5\ cm$.

regione sottostante l'antenna e per poter alloggiare la rete di alimentazione e la circuiteria di switching, anch'essa in una futura implementazione. Abbiamo già constatato nei precedenti capitoli l'effetto che ha il piano di massa sulla frequenza di risonanza dell'antenna, in particolare del suo incremento nel caso l'antenna sia sufficientemente vicina ad esso. Tutto ciò è confermato sperimentalmente e si può notare in figura 4.3. E' possibile utilizzare l'effetto del piano di massa per assicurare un adattamento di impedenza accettabile; tale l'accorgimento è valido solo nel caso in cui la frequenza di risonanza dell'antenna priva di piano di massa sia inferiore alla frequenza di 866.5 MHz.

Non potendo disporre degli strumenti necessari per la misura del campo magnetico generato da un'antenna a spira, ci si affida alla misura dell'adattamento di impedenza nella banda di interesse, in quanto si è già verificato in fase di simulazione che solo in tale condizione è garantito un campo magnetico intenso.

Solo per completezza, in figura 4.5, vengono presentate le prestazioni di un'antenna a spira con balun distribuito (figura 4.4). L'introduzione del piano di massa influisce sulla frequenza di risonanza e sull'adattamento che non risulta accettabile.

4.2 Design d'antenna riconfigurabile proposto e future implementazioni

Per garantire una superficie di lettura adeguata una singola antenna a spira non è sufficiente allo scopo; è opportuno far coesistere più spire per aumentare l'area di lettura. Le spire devono formare un array a simmetria centrale, tale simmetria assicura che ogni antenna influenzi le altre alla stessa maniera in modo che il coefficiente di riflessione dei quattro elementi radianti sia il più simile possibile. Il design d'antenna prevede inizialmente 4 antenne a spira, anche se il concetto potrà essere esteso per un numero di antenne arbitrario, le quali vengono accese sequenzialmente in modo da poter fornire tutta la potenza disponibile all'ingresso di una singola antenna e generare il campo magnetico in una zona circoscritta dell'area di lettura (vedi figura 4.6). Una

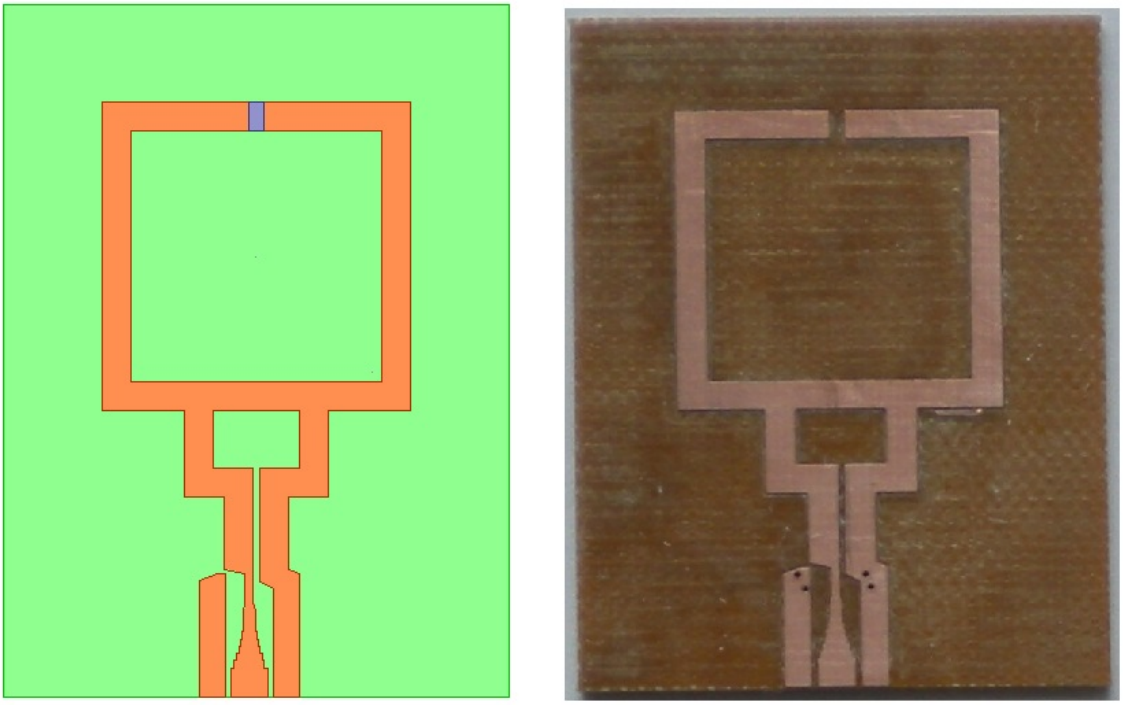


Figura 4.4: Layout dell'antenna a spira con balun distribuito impiegato nella simulazione e prototipo realizzato.

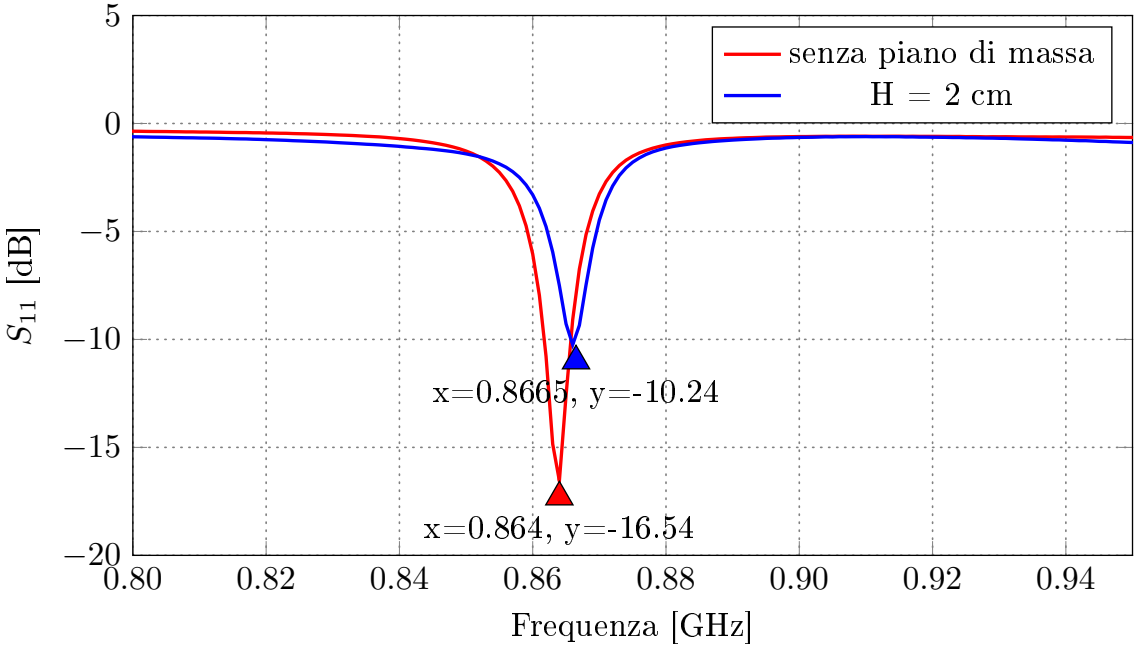


Figura 4.5: Perdita di ritorno S_{11} per un'antenna a spira con balun distribuito.

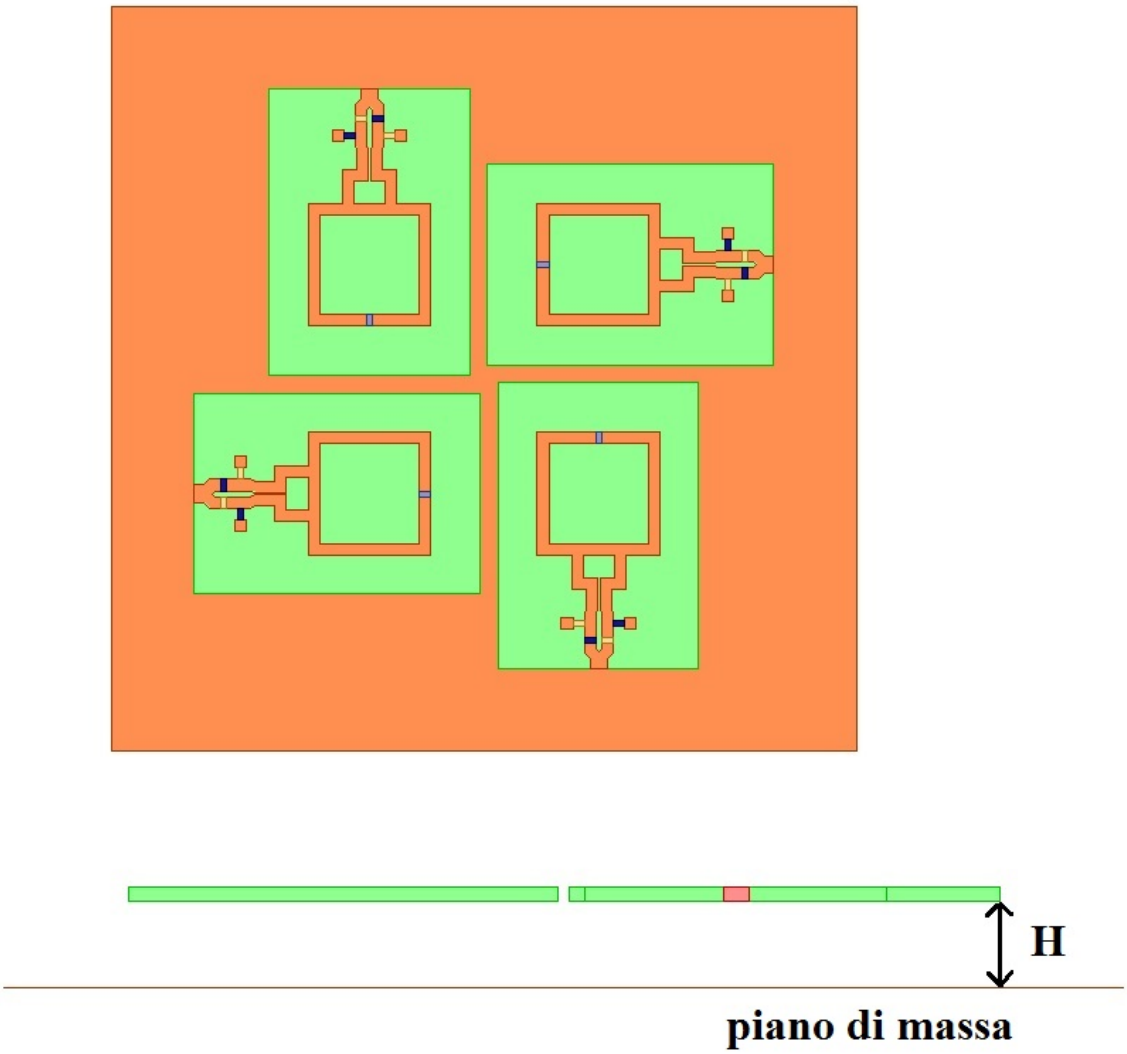


Figura 4.6: Layout del sistema d'antenna riconfigurabile utilizzato per i test.

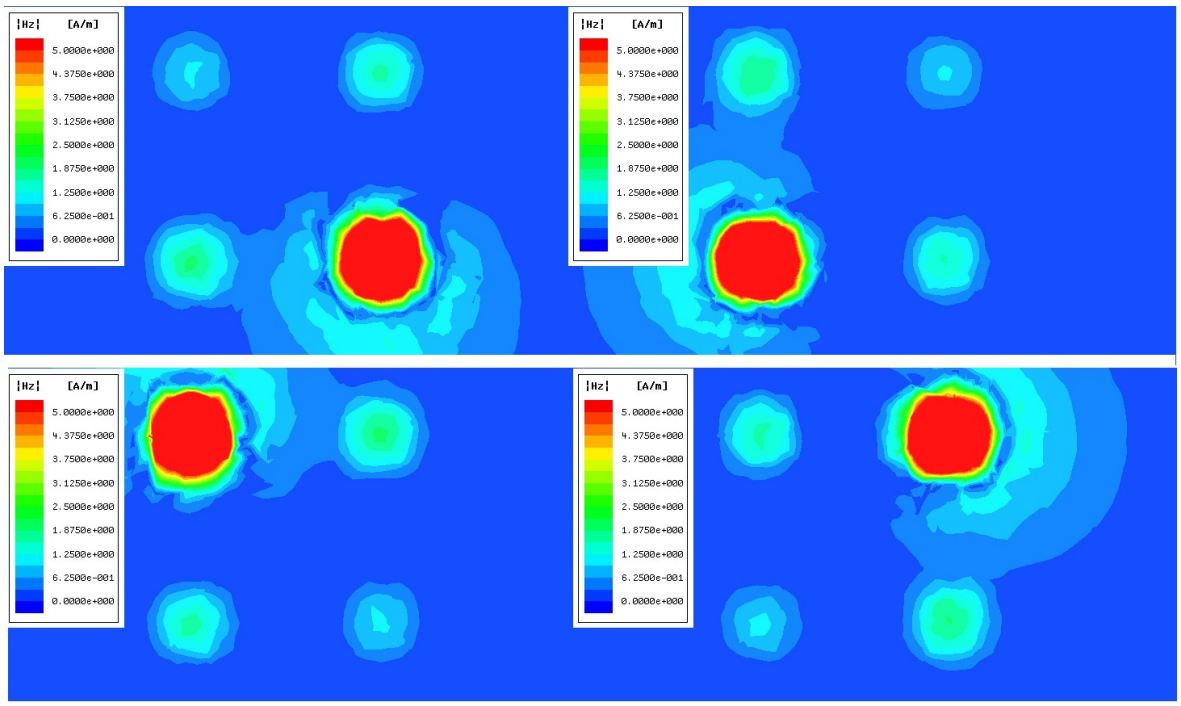


Figura 4.7: $|H_z|$ relativo all'antenna riconfigurabile quando le antenne vengano accese singolarmente e in sequenza.

apposita circuiteria di switching, che sarà studiata e progettata in futuro, sarà in grado di attivare le spire garantendo un'efficienza di lettura pari a quella di una singola antenna (vedi figura 4.7).

La fabbricazione di 4 prototipi dalle identiche caratteristiche geometriche e la successiva misura del coefficiente di riflessione conferma che il design proposto è critico e dispone di un livello di ripetibilità basso e troppo dipendente dalle tolleranze dei componenti a radio frequenze (in totale sono 5 per una singola antenna) e da quelle di fabbricazione. In figura 4.8 è evidenziata la differenza di performance tra le antenne che risuonano a frequenze simili ma che non occupano la banda di interesse; sarà necessario prevedere un'ingegnerizzazione dell'elemento radiante, possibilmente privo di componenti SMD per poter ottenere un design più robusto e meno sensibile.

Si decide di agire sulla capacità che porta in risonanza la spira (in quanto unico parametro di progetto semplice e veloce da variare), utilizzando componenti con valori di capacità differente o provenienti da diversi produttori per sfruttare le diverse tolleranze dei componenti. Tale operazione ha lo scopo di riportare in banda le antenne per l'esecuzione di test sufficientemente affidabili con antenne adattate in impedenza (figura 4.9).

Il Reader che gestisce la comunicazione RFId tra antenne è in grado di effettuare la scansione delle antenne nella sequenza desiderata, in questa maniera è possibile effettuare già test affidabili anche in assenza di una vera e propria circuiteria di switching. In figura 4.12 è presente il design definitivo del blocco di base per un'antenna RFId riconfigurabile, dove la rete di alimentazione sarà inclusa nel piano adibito alla massa.

4.3 Test di lettura di tag near-field

Nella seguente sezione viene presentato il setup con cui sono stati svolti i test per il confronto dell'efficienza di lettura tra un'antenna disponibile in commercio (trattasi

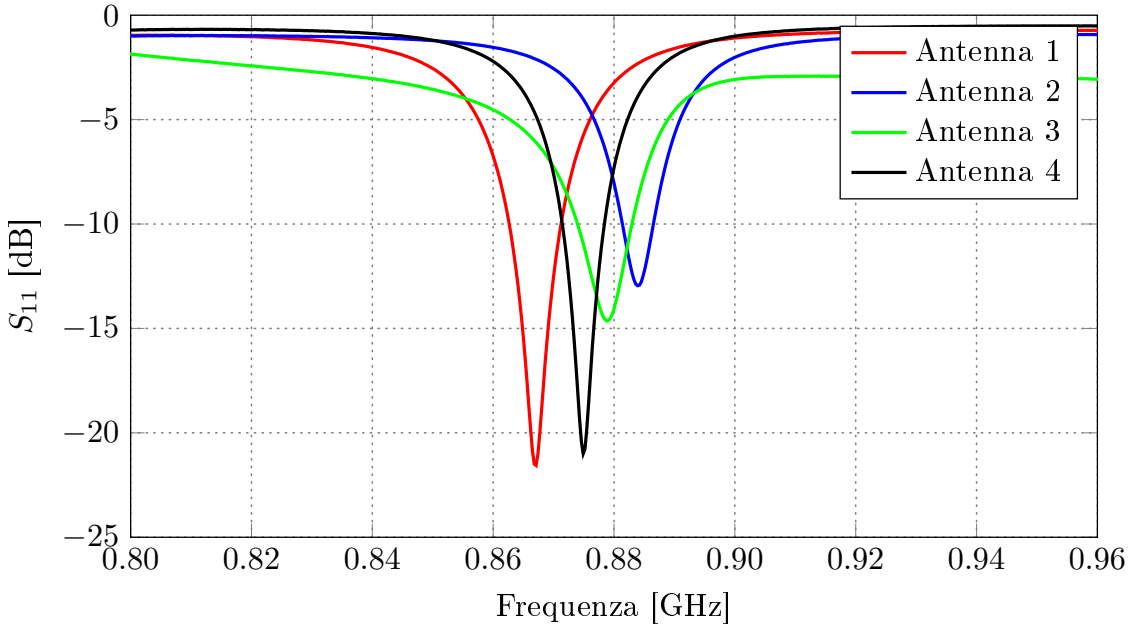


Figura 4.8: Parametri di Scattering S_{11} per 4 antenne a spira identiche.

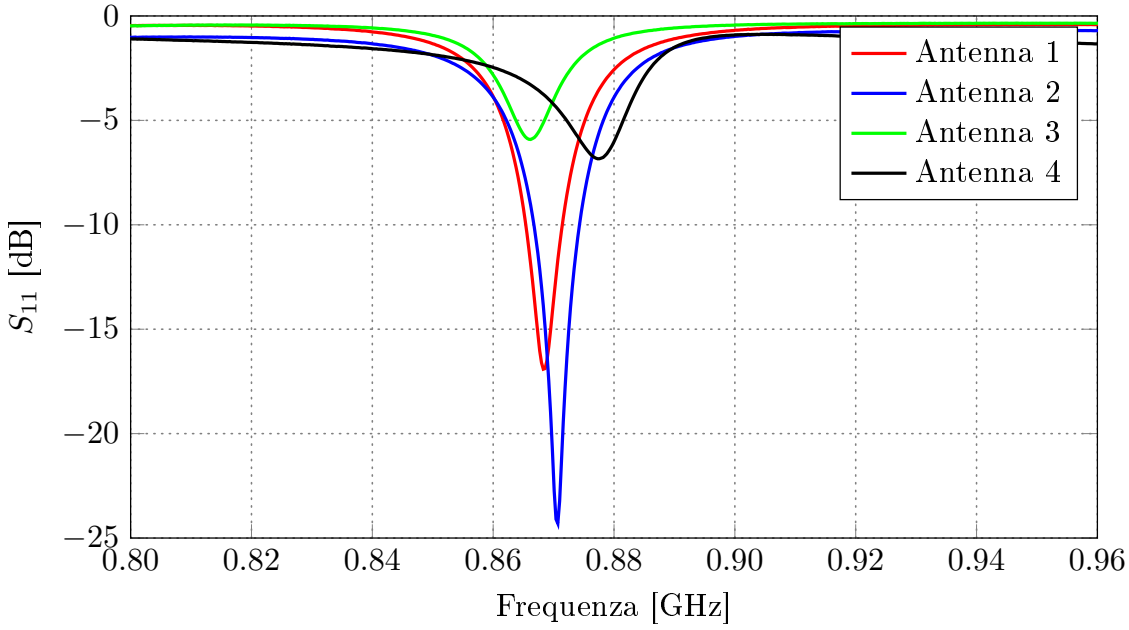


Figura 4.9: Parametri di Scattering S_{11} per 4 antenne a spira con capacità di risonanza differenti.

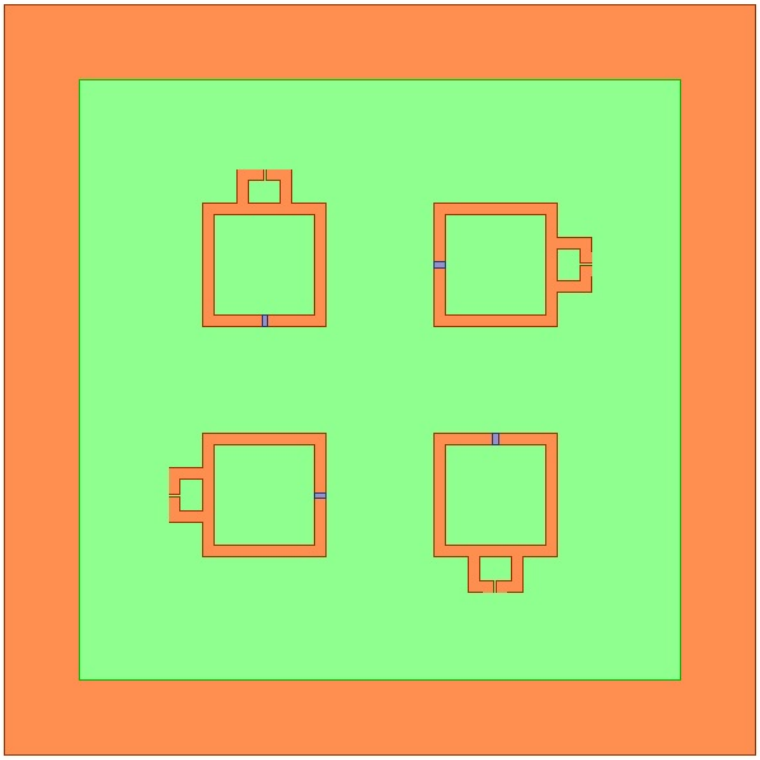


Figura 4.10: Layout del sistema d'antenna riconfigurabile previsto in future implementazioni.

di una antenna a spira segmentata) e un'antenna riconfigurabile composta da spire "piccole". L'antenna in questione (figura 4.13) possiede le seguenti dimensioni : 22.7 x 22.7 x 6 cm.

Durante i test le antenne sono connesse al Reader, un dispositivo che gestisce la comunicazione tra antenne e tag, esso impiega opportuni algoritmi definiti dal protocollo per l'ottimizzazione del numero di letture in presenza di più tag nella regione di riconoscimento o di più antenne connesse al Reader. Per i test in questione il protocollo si riferisce ad una trasmissione RFId nella banda UHF europea (865-868 MHz).

Come test preliminare, è interessante confrontare la velocità di lettura tra un'antenna elettricamente "grande" e una "piccola" per la stima dell'intensità di campo magnetico generato. Si è supposto infatti che un'antenna che produce un campo magnetico più intenso sia in grado di concatenare un maggior numero di linee di campo magnetico con un tag posto nelle vicinanze, la bontà dell'accoppiamento viene stimata attraverso il numero di letture realizzato in un determinato intervallo temporale. Il test ha anche l'intenzione di dimostrare il diverso comportamento di 4 antenne "piccole" delle stesse dimensioni geometriche e componenti in termini di campo magnetico, sebbene esso non sia correlato con le misure di perdita di ritorno di figura 4.9.

Il test viene eseguito posizionando un singolo tag al centro dell'antenna e viene effettuato a distanze variabili dall'antenna. Si registra il numero di letture in un intervallo di 30 secondi; il test è effettuato a parità di setup, di tag utilizzato e di modalità operativa del Reader in modo che i risultati siano legittimamente confrontabili.

I risultati del test, disponibili in tabella 4.1 si riferiscono al numero di letture in un intervallo di tempo di 30 secondi di 4 antenne "piccole" e vengono forniti in formato percentuale rispetto al numero di letture conseguito dall'antenna elettricamente "grande".

Figura 4.11: Antenna Brickyard™ Near-Field Impinj® utilizzata come paragone per i test e Reader a 4 porte ALR-9900 Alien Technology®.

H	Ant 1	Ant 2	Ant 2	Ant 4
0 cm	+ 68 %	+ 58 %	+ 72%	+ 72 %
0.5 cm	+144 %	+ 160 %	+ 152 %	+ 151 %
1 cm	+ 104 %	+ 66 %	+ 107 %	+ 111 %
1.5 cm	+ 107 %	+ 104 %	+ 106 %	+ 109 %
2.5 cm	+ 111 %	+ 112 %	+ 116 %	+ 117 %
3.5 cm	+ 101 %	+ 101 %	+ 100 %	+ 70 %
5 cm	+ 56 %	+ 121 %	X	+ 48 %
5.5 cm	- 2 %	+ 204 %	X	- 16 %
7 cm	X	X	X	X

Tabella 4.1: Velocità di lettura di un singolo di tag da parte di antenne "piccole" rispetto a una spira "grande".

La prova conferma che l'accoppiamento magnetico tra spira piccola e tag è superiore fino a una distanza di 5 cm, dopodichè il campo magnetico decade più rapidamente fino a non registrare alcuna lettura. Si riscontra, inoltre, un comportamento differente delle 4 antenne, sintomo della difficoltà di riprodurre lo stesso elemento radiante con lo stesso adattamento di impedenza.

Lo stesso test può essere effettuato per il confronto di una spira grande con un array di spire piccole, tuttavia non presenteremo i risultati dei test in quanto non è legittimo paragonare un sistema ad antenna singola con un array di loop che vengono accese in sequenza dal Reader, introducendo un tempo di ritardo previsto dal protocollo di comunicazione grazie ad algoritmi di gestione delle interferenze che intervengono nel caso che più antenne siano connesse al Reader. Soltanto quando la circuiteria di switching sarà integrata con il sistema d'array sarà possibile un confronto equo in termini di velocità di lettura. Idealmente, progettando una rete di interruttori che possieda un periodo di switching sufficientemente breve sarebbe possibile aumentare la velocità di lettura. Per applicazioni che si basano sulla sicurezza risulta fondamentale la velocità di riconoscimento di un tag, in quanto più la lettura è rapida e prima viene segnalata la mancanza di un oggetto.

Uno dei test sicuramente significativi e che attesta il buon funzionamento o meno dell'antenna per un'applicazione reale consiste nella misura dell'efficienza di lettura in presenza di più tag presenti. Per l'array di loop piccole il grado di libertà è definito dalla distanza a cui possono essere posizionate le antenne rispetto al centro dell'array, in questa maniera è possibile definire approssimativamente la disposizione ottimale rispetto al numero di tag che vengono riconosciuti. Per una fissata disposizione delle antenne viene assegnata un'area di lettura, cioè una superficie entro la quale un tag viene riconosciuto e all'interno di tale superficie viene effettuata la prova. I tag presenti erano 25 e il test è stato eseguito ripetutamente posizionando i tag in maniera casuale, mediando i risultati ottenuti.

In tabella 4.2 i risultati sottolineano il fatto che un'antenna più grande genera un campo magnetico che decade più lentamente nello spazio e quindi l'efficienza di lettura (numero di tag riconosciuti/ numero di tag effettivamente presenti) cala in maniera meno significativa rispetto ad un array di loop piccole, tuttavia la totalità di letture non viene mai raggiunta. E' possibile affermare, inoltre, che più le loop distano tra loro e minore risulta l'efficienza in quanto si evidenziano nulli di campo magnetico quando ci si allontana da essa (principalmente al centro dell'array). Idealmente per ottenere un'efficienza di lettura del 100 % bisognerebbe avvicinare il più possibile le antenne riducendo in questa maniera la regione di interrogazione disponibile. Efficienza

H	Loop grande	Array (D = 8 cm)	Array (D = 6 cm)	Array (D = 4 cm)
0 cm	99.4 %	96.5 %	97.2 %	99.5 %
0.5 cm	96.6 %	91.1 %	98.4 %	99.2 %
1.5 cm	93.4 %	85.44 %	92.5 %	93.9 %
3 cm	82.4 %	41.4 %	66.4 %	72.4 %

Tabella 4.2: Efficienza di lettura di una loop grande e dell'array di loop piccole con distanza tra le loop variabile.

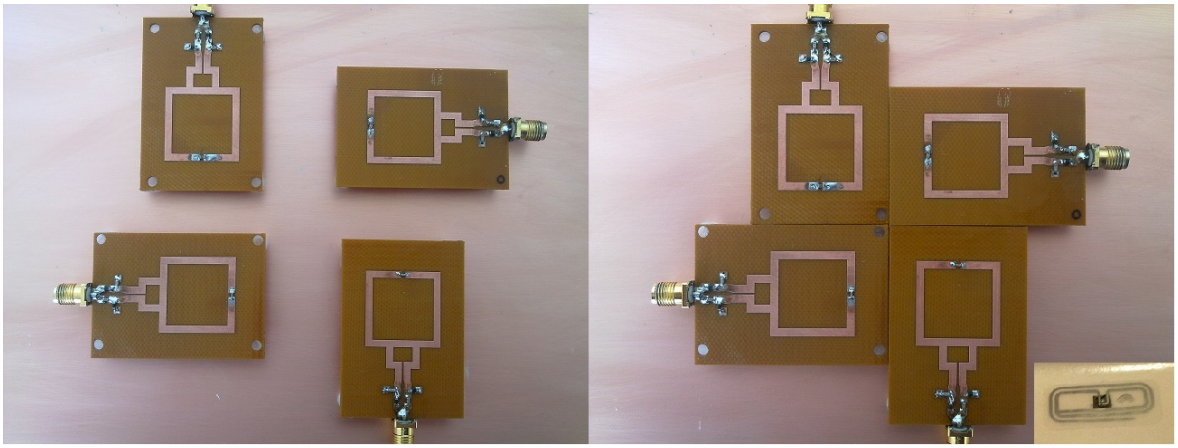


Figura 4.12: Setup dell'array di loop con distanza variabile D e tag near-field utilizzato nelle prove.

di lettura e area di interrogazione risulta uno dei compromessi per la soluzione ad array nel caso non si voglia incrementare il numero di antenne.

E' possibile inoltre valutare l'efficienza di lettura, non solo quando i tag sono disposti su un piano, ma anche quando essi vengono impilati creando una zona in cui la densità di tag è alta, per apprezzare la capacità di un'antenna di comunicare o meno con tag che interferiscono tra loro e che si accoppiano elettromagneticamente.

Si sono utilizzati 25 tag, disposti in pila in modo da occupare un'altezza di 0.5 cm; viene registrato il numero di letture spostando il pacchetto di tag e mediando il numero di tag riconosciuti. La prova viene eseguita per distanze variabili tra le antenne D (esempio in figura 1.6)

H	Loop grande	Array (D = 8 cm)	Array (D = 6 cm)	Array (D = 4 cm)
0 cm	20.8 %	80 %	90 %	98 %
0.5 cm	7 %	69.1 %	83.8 %	85.7 %
1.5 cm	4.2 %	33 %	56 %	63 %
3 cm	0 %	10.7 %	25.6 %	38.6 %

Tabella 4.3: Efficienza di lettura di una loop grande e dell'array di loop piccole con distanza tra le loop variabile (D).

In figura 4.13 si osserva il setup della prova e in tabella 4.3 sono disponibili i risultati. Essi assicurano che un campo magnetico più intenso prodotto da un array di spire piccole riesce a fornire l'energia necessaria ai tag per la loro attivazione e rispondere alla richiesta ricevuta. Si nota anche che allontanando le spire l'efficienza di lettura cala rimanendo comunque superiore rispetto a una spira grande. Inoltre si

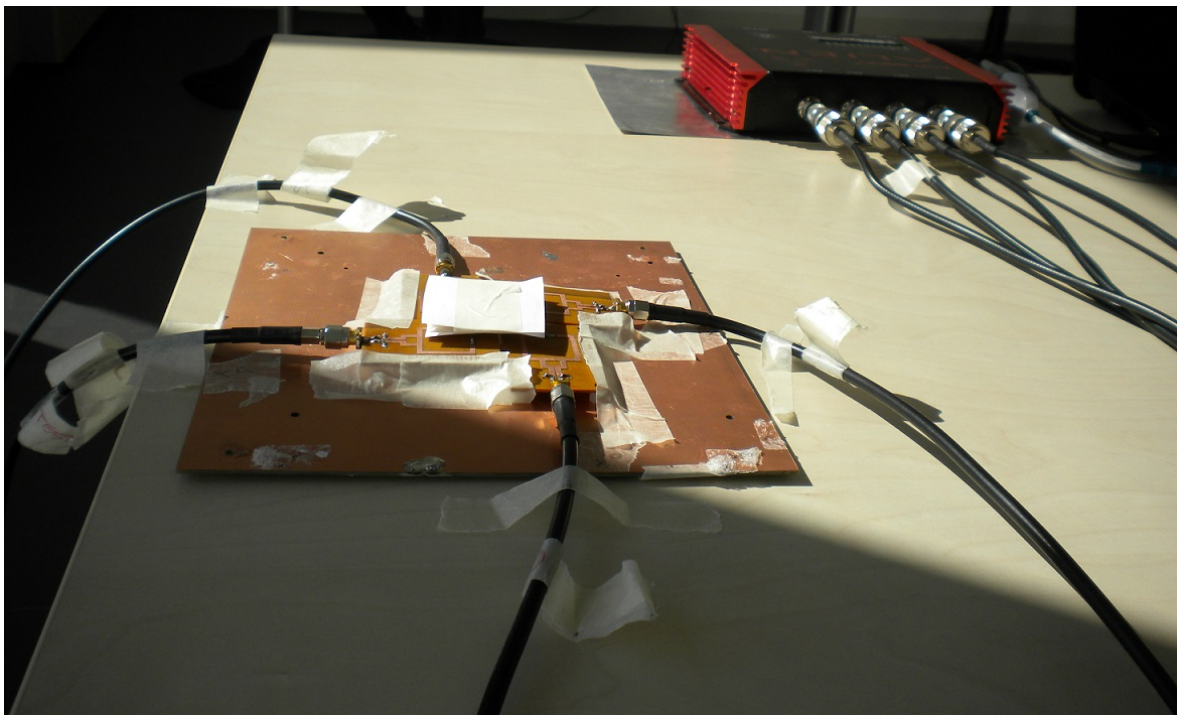


Figura 4.13: Setup di misura per il test con 25 tag impilati.

ipotizza che fabbricando un prototipo nel quale le 4 antenne siano a stretto contatto tra loro sia possibile riconoscere tutti i tag in questione.

Le prestazioni dell'antenna riconfigurabile sono promettenti in quanto può trovare spazio in applicazioni dove è richiesta una distanza di lettura limitata e dove il numero di tag presenti è elevato in confronto all'area di lettura occupata (es: industria farmaceutica, industria gioielliera, tavoli da gioco nei casinò).

Inoltre si evidenzia che un'antenna di questo genere non è ingombrante se confrontata con antenne già esistenti (5-6 cm di spessore), caratteristica apprezzabile ad esempio nelle catene di distribuzione.

Conclusioni

La tecnologia di identificazione a radiofrequenza è oggigiorno in forte espansione nonostante subisca limitazioni a causa del suo costo e della sua affidabilità che molto spesso non soddisfano le esigenze richieste da una particolare applicazione ritardando di fatto la sua diffusione su scala mondiale. Tag e reader, infatti, sono ancora onerosi e non giustificano il loro utilizzo in settori dove la tracciabilità di oggetti non porta un guadagno immediato nella gestione del ciclo produttivo con l'obiettivo di ridurre i costi e il tempo di produzione, organizzare in maniera più efficiente il personale, assicurare un controllo rapido e privo di errori. Probabilmente la tecnologia RFId operativa nella banda UHF è più sensibile a queste esigenze e promette che il costo di antenne ed etichette sia destinato a scendere quando i volumi di mercato saranno notevoli. Contemporaneamente alla tematica riguardante il costo, un altro fattore che può limitare l'espansione è costituito dall'affidabilità. Spesso infatti le prestazioni delle antenne non raggiungono l'eccellenza e l'impossibilità di riconoscere tutti gli "item" a disposizione è una caratteristica che sfiducia l'impiego di RFId in applicazioni delicate come quelle relative alla sicurezza e all'antitaccheggio, in quanto il cliente è disposto a compiere un investimento solo quando ha la matematica certezza che il sistema in questione è sicuro.

Allo stesso modo sarebbe preferibile anche che un sistema RFId sia veloce ad individuare la presenza e l'assenza degli oggetti per segnalare l'avvenuta di un furto e che vengano minimizzate le segnalazioni di falsi allarmi dovute principalmente ad un ambiente operativo poco favorevole (es: presenza di parti metalliche che causano riflessioni).

E' evidente il compromesso tra costo della tecnologia e affidabilità che pone ancora perplessità nel suo impiego e ancor oggi si cercano soluzioni più performanti e sicure. La singola applicazione determina quali scelte compiere in termini di distanza prevista tra antenna e tag, l'area di lettura occupata, la frequenza di utilizzo e quindi sul tipo di antenne e tag che vengono utilizzati.

L'obiettivo del progetto è stato quello di realizzare un'antenna che disponesse di una distanza di lettura di pochi centimetri utile per applicazioni di prossimità, per questo motivo è stata preferita una soluzione che privilegiasse un accoppiamento di tipo magnetico tra antenna e tag. Tale decisione risulta performante anche in ambienti difficili, come in presenza di liquidi e metalli, appetibile per esempio nell'industria farmaceutica.

Antenne a spira sono adatte allo scopo per la generazione di campo magnetico nella regione di campo vicino dell'antenna trasmittente e costituiscono un tipo di design comune per le antenne già presenti sul mercato. In letteratura sono molteplici le soluzioni che garantiscono la generazione di un campo magnetico uniforme nella banda UHF permettendo ad un dispositivo del genere di ricoprire un'area di lettura sufficientemente grande.

Il presente progetto si discosta da quanto è presente in letteratura con la volontà di proporre una soluzione alternativa che sia in grado di migliorare l'efficienza di lettura

e quindi l'affidabilità. Uno dei modi per aumentare l'efficienza di lettura è quello di produrre un elemento radiante che, a parità di potenza in uscita dal Reader, sia in grado di generare un campo magnetico più intenso e questa condizione si ottiene grazie a spire dalle dimensioni elettriche "piccole". Il prezzo che si paga per la miniaturizzazione dell'antenna è dato in termini di difficoltà nell'adattamento di impedenza e di riproducibilità in fase di fabbricazione. E' stato posto un occhio di riguardo anche al fattore di costo dell'antenna, ricercando strategie che limitassero l'utilizzo di componenti a radiofrequenza.

L'integrazione di più antenne per aumentare la zona di lettura necessariamente pone l'attenzione sulle modalità di alimentazione dell'intero sistema. La generazione di un campo magnetico intenso comporta che tutta la potenza disponibile in uscita dal Reader debba essere dedicata a una singola antenna in momenti temporali differenti. Per questo motivo una apposita circuiteria di switching, oggetto di studi futuri, sarà in grado di compiere una scansione delle antenne adibite al riconoscimento di tag mantenendo elevata l'efficienza di lettura: in questi termini si intende che l'antenna è riconfigurabile.

Non essendo stato possibile misurare sperimentalmente l'intensità di campo magnetico prodotta dalle spire, il prototipo di antenna realizzato è stato valutato, all'interno di un sistema RFId, con prove dedicate a testare l'efficienza di lettura in situazioni standard. Il blocco di base dell'antenna riconfigurabile è costituito da un array di 4 spire; un Reader fornito di 4 porte di uscita era in grado di alimentare in scansione tutte le antenne riproducendo il comportamento reale del prototipo definitivo. I test sulle singole antenne dimostrano che effettivamente una spira piccola produce un campo magnetico più intenso rispetto a una spira grande ed è stato possibile dimostrare questo concetto sulla base di risultati teorici e sperimentali. Tuttavia, l'intensificazione di campo magnetico non risulta dare vantaggi immediati quando i tag sono sparsi e ben distanziati su tutta l'area di lettura, bensì risultati molto più soddisfacenti si ottengono in regime di alta densità di tag. In questa situazione, una spira che genera un campo magnetico meno intenso non è in grado di fornire l'energia elettromagnetica necessaria all'attivazione di tutti i chip dei tag ottenendo una efficienza di lettura più bassa rispetto a una soluzione con spire piccole. Ecco che una soluzione di basso profilo e basso costo come questa può essere appetibile, anche quando saranno superate le criticità nella fase di fabbricazione. Inoltre, la struttura di partenza è molto flessibile e possiede gli opportuni gradi di libertà (dimensioni della spira singola, distanza tra le spire) per poter privilegiare l'efficienza di lettura o l'area occupata a seconda delle esigenze.

Bibliografia

[1] Weis, Stephen A. (2007), *RFID (Radio Frequency Identification): Principles and Applications*, MIT CSAIL

[2] C.A. Balanis. (2005), *Antenna Theory*, third Edition, John Wiley & Sons.

[3] Talone P., Russo G. (2008), *Libro Bianco RFID: fondamenti di una tecnologia silenziosamente pervasiva*, seconda Edizione.

[4] Finkenzeller K. (2003), *RFID Handbook*, second Edition, John Wiley & Sons.

[5] Georgia Tech, School of Electrical and Computer Engineering, *Inductive RFId modeling.*

[6] Peter Cole, Damith Ranasinghe, Behnam Jamali (2004), *rCoupling Relations in RFID Systems II: Practical Performance Measurements*, White paper.

[7] Ansoft HFSS. Ansoft HFSS Field Calculator Cookbook. A brief primer and collection of step-by-step calculator recipies for use in HFSS fields post-processing.

[8] Daniel M. Dobkin, Steven M. Weigand, Nathan Iye (2007), *Segmented Magnetic Antennas for Near-field UHF RFID.*

[9] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Che (2009), *Segmented loop antenna for UHF near-field RFID applications.* IET Electron. Lett., vol.45, pp.872–873.

[10] Z. N. Chen, C. K. Goh, and X. Qing. (2010), *Loop antenna for UHF near-field RFID reader.* Antennas and Propagation.

[11] Yong Sim Ong, Xianming Qing,Chean Khan Goh, Zhi Ning Chen. (2010), *A Segmented Loop Antenna for UHF Near-Field RFID.* Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE.

[12] X. Qing, Z.N. Chen and C.K. Goh. (2010), *UHF near-field RFID reader antenna with capacitive couplers.* Electronics Letters.

[13] Peng Yang, Yan Li, Li-Jun Jiang, and Feng Yang. (2011), *Near-Field Loop Antenna for the UHF RFID Reader.* Journal of Electronic Science and Technology, Vol. 9, NO. 3, September 2011.

[14] Inder Bahl (2003), *Lumped elements for RF and Microwave Circuits.* Artech House.

[15] Markus Zahn (1979), Electromagnetic field theory : a problem solving approach. John Wiley & Sons.

[16] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, and J.R. James (1987), *Small Antennas*. Research Studies press.

[17] J.E. Storer (1956), *Impedance of Thin-Wire Loop Antennas*, American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics, Transactions, Vol 75, 1956 IEEE.

[18] David J Jefferies. *Intermediate-sized loop antennas.*

Disponibile su <http://personal.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/loop.html>

[19] Oklahoma State University. *Lecture 14: transmission lines.* Disponibile su <http://ieeeb.okstate.edu/lecturenotes/EET-4654

[20] A. F. McKinley, T. P. White, I. S. Maksymov, K. R. Catchpole (2012), *The analytical basis for the resonances and anti-resonances of loop antennas and metamaterial ring resonators*. Journal of Applied Physics.

[21] Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart (1999), *Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 47.

[22] X.-Z. Lai, Z.-M. Xie, Q.-Q. Xie and J.-W. Chao (2012), *A SRR-based near field RFId antenna*. Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 33, 133-144.

[23] Yong-Jin Kim and Hong-Min Lee (2009), *Electrically small square loop antenna with a capacitive Split Ring Resonator cover structure*. Microwave and Optical technology letters, Vol. 51, No. 3.

[24] Jian-Wen Cao, Ze-Ming Xie,Xiao-Zheng Lai (2011), *A compact near field UHF RFId reader antenna using SRR*. Proceedings of the 2011 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guilin, 10-13 July.

[25] Koray Aydin, Irfan Bulu, Kaan Guven, Maria Kafesaki, Costas M Soukoulis and Ekmel Ozbay (2005), *Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs*. New Journal of Physics, Volume 7, Issue 1, pp. 168.

[26] Gaetano Marrocco (2008), *The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching and Size-Reduction Techniques*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, No. 1.

[27] Miodrag Bolic,David Simplot-Ryl,Ivan Stojmenovic (2010), *RFID Systems: Research Trends and Challenges*. John Wiley & Sons.

[28] Nordic VLSI ASA (2000), *Small loop antennas, Application Note nAN-400-03.*

[29] Schanen, J.-L. (2005), *Influence of a Conductive Plane on Loop Inductance*. Magnetics, IEEE Transactions on.

[30] Frank BJ. Leferink, Marcel J.C.M. Van Doom (2003), *Inductance Of printed circuit board ground planes*. Electromagnetic Compatibility, 1993. Symposium Record., 1993 IEEE International Symposium on.

[31] Leo Maloratsky (2004), *Passive RF & Microwave Integrated Circuits*. Newnes.

[32] Zhi Ning Chen (2007), *Antennas for portable devices.* John Wiley & Sons.

[33] Richard Chi-Hsi (2009), *RF Circuit Design* ed. John Wiley & Sons, U.S.A.

[34] Application Note Anritsu, *Three and four port S-parameter measurement* http://www.anritsu.com/en-AU/Downloads/Application-Notes/Application-Note/DWL1335.aspx

[35] K.Chang, L.H.Hsieh et al. (2004), *Microwave ring circuits and related structures* ed. John Wiley & Sons, U.S.A.

[36] Ho, C.-H. , Lu Fan , Kai Chang (1994), *New uniplanar coplanar waveguide hybrid-ring couplers and magic-T's* Published in Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on

[37] Mar Azuaga (2006), *CPW to CPS balun design (300 MHz - 1 GHz)* Centro Astronómico de Yebes Apdo. 148 19080 Guadalajara SPAIN

[38] Kalyany Vinayagamoorthy (2011), *Design and implementation of wideband baluns for archimedean spiral antennas* Science and Engineering Faculty Queensland University of Technology

[39] Dimitrios E. Anagnostou, John Papapolymerou (2008), *A 0-55 GHz Coplanar Waveguide to Coplanar Strip Transition* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, N.1, January 2008

[40] Heraeus , *Bonding Wires for Semiconductor Technology Brochure* http://www.electron-mec.com/wp-content/uploads/products/Brochures/HERAEUS