

## Capitolo II

### 2. ANTENNE IN POLARIZZAZIONE CIRCOLARE PER LETTORI PORTATILI RFID IN BANDA UHF

#### 2.1 Introduzione

Dopo un'attenta e accurata ricerca bibliografica, si è deciso di sviluppare ed analizzare le configurazioni di antenna che presentano i risultati migliori in termini di compattezza, purezza di polarizzazione, larghezza di banda, basso costo e banda del rapporto assiale. Per ognuna di esse sono stati modellati alcuni parametri o sono state introdotte delle modifiche alla geometria al fine di far sì che le antenne proposte potessero soddisfare i requisiti illustrati nella Tabella 2.1.

<b>Banda di lavoro</b>	Europea: 865 – 868 MHz (0.4 % BW) Americana: 902 – 928 MHz (2.8% BW)
<b>Dimensioni totali</b>	Non superiori a 80 x 80 mm <sup>2</sup>
<b>Polarizzazione</b>	Circolare
<b>Guadagno</b>	Intorno a 0 dBi
<b>Substrato</b>	FR4

Tabella 2.1 Specifiche richieste

Come già descritto nel primo capitolo, la banda UHF è compresa fra le frequenze di 860 e 930 MHz (7.8 % BW); a causa delle dimensioni desiderate ( $80 \times 80 \text{ mm}^2$ ) si è scelto in questo lavoro di tesi di realizzare le antenne separatamente per la banda europea (865 – 868 MHz) e per la banda americana (902 – 928 MHz). Non è possibile ottenere un rapporto assiale e un coefficiente di riflessione che soddisfino le prestazioni per un intervallo di frequenze così elevato a meno che non si voglia ottenere questa peculiarità a discapito di altri parametri del progetto (dimensioni totali maggiori, substrati a basse perdite ma più costosi). Le dimensioni totali dell'antenna, compreso anche l'eventuale ingombro del piano di massa, sono state dunque fissate ad un massimo di  $80 \times 80 \text{ mm}^2$  in modo tale da rendere la struttura adatta ad ogni tipologia di lettore portatile RFID. La scelta della polarizzazione circolare risponde, come ampiamente descritto in precedenza, alla necessità dei reader di leggere i TAG in ogni direzione, poiché non si può conoscere a priori la posizione reciproca tra i due. Come è noto, ottenere guadagni elevati con antenne di dimensioni ridotte è anch'esso compito molto arduo, ma poiché il range di lettura richiesto è di 1.5 metri e la potenza del reader è di 500 mW, guadagni intorno a 0 dBi risultano più che sufficienti [46]. Il substrato utilizzato per tutte le tipologie di antenne proposte è l'FR4, il quale presenta una costante dielettrica pari a 4.3 e una tangente di perdita di 0.02. La scelta di questo materiale è dovuta al fatto che esso, pur non avendo eccellenti proprietà, ha costi ridotti e questo lo rende il più utilizzato nella realizzazione di circuiti elettronici.

Le varie fasi dei diversi progetti sono state realizzate mediante l'utilizzo del software commerciale **CST – Microwave Studio**®, che si basa principalmente sulla tecnica numerica FIT (*Finite Integration Technique*); essa è stata sviluppata da Weiland nel 1977 e prevede una riformulazione discreta delle equazioni di Maxwell in forma integrale, la quale risulta più adatta per i calcolatori e permette di simulare problemi del mondo reale di campo elettromagnetico con geometrie complesse [47].

## 2.2 Antenna a Dipolo

La prima configurazione d'antenna sviluppata è un dipolo incrociato stampato sui due lati dello stesso substrato dielettrico. Lo stackup dell'antenna (Figura 2.1) è composto da uno strato di substrato FR4 ( $\epsilon_r = 4.3$  e  $\text{tg}\delta = 0.02$ ) di altezza 1.53 mm. Essa è proposta in [38] alla frequenza di lavoro di 925 MHz; quindi a partire dalla configurazione originaria sono state effettuate delle opportune modifiche alla struttura per permettere l'operatività nelle due bande RFID di interesse.



**Figura 2.1** Stackup dell'antenna a dipolo

Il layout dell'antenna a dipolo è proposto in Figura 2.2, per il lato superiore (Fig. 2.2a) e inferiore (Fig. 2.2b). Come si può notare, l'utilizzo di un dipolo incrociato con struttura a meandri, permette di ridurre notevolmente le sue dimensioni totali ( $60 \times 60 \text{ mm}^2$ ). La polarizzazione circolare è ottenuta controllando lo sfasamento tra i due dipoli incrociati e modificando le dimensioni di due patch metallici parassiti. Come detto, l'antenna proposta è stata dimensionata due volte per lavorare nelle bande 865 – 868 MHz e 902 – 928 MHz, quindi tramite l'utilizzo del software CST è stato possibile determinare i parametri geometrici ottimi che sono esposti in Tabella 2.2.

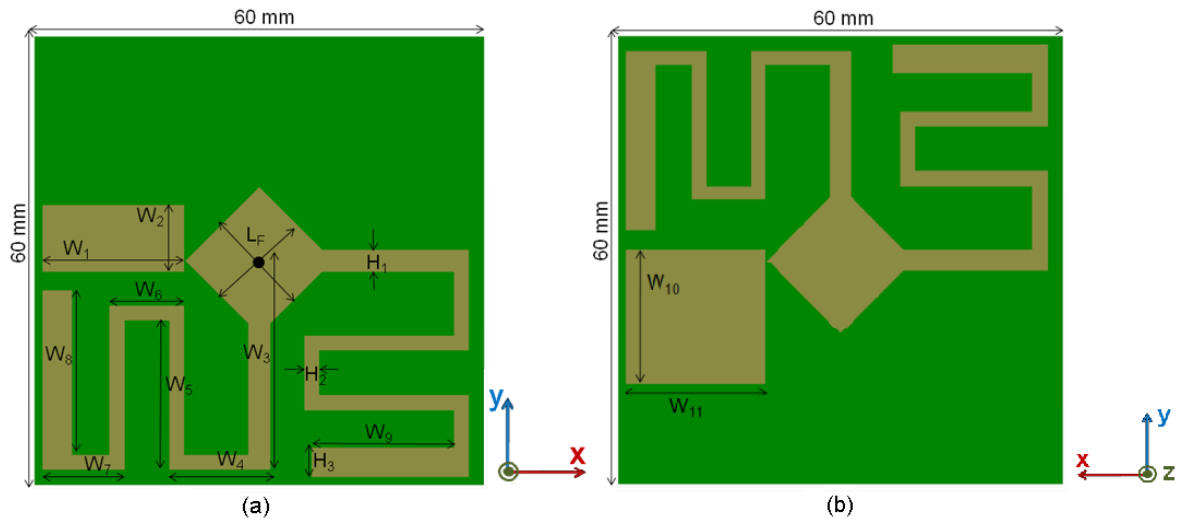


Figura 2.2 Layout superiore (a) e inferiore (b) dell'antenna a dipolo

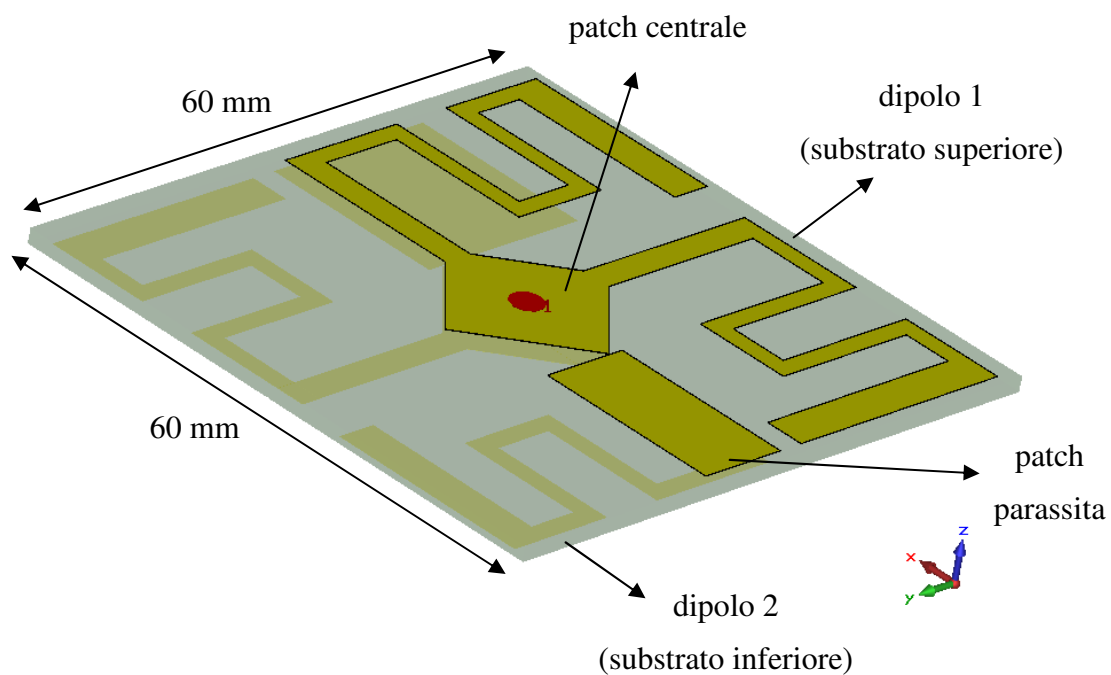
Parametro (mm)	$G_p$	$L_F$	$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$	$W_5$	$W_6$
<b>Banda Europea (865 – 868 MHz)</b>	60	14	19	9	28	13.5	20	10
<b>Banda Americana (902 – 928 MHz)</b>	60	14	19	9	28	13.5	15	10

Parametro (mm)	$W_7$	$W_8$	$W_9$	$W_{10}$	$W_{11}$	$H_1$	$H_2$	$H_3$
<b>Banda Europea (865 – 868 MHz)</b>	11	22	19	18	19	3	2	4
<b>Banda Americana (902 – 928 MHz)</b>	11	22	19	18	19	3	2	4

Tabella 2.2 Parametri principali dell'antenna a dipolo

L'unico parametro modificato per ottenere le due versioni differenti è il parametro  $W_5$ , dunque la configurazione può essere facilmente modificata per compensare eventuali variazioni della frequenza di risonanza dell'antenna in fase di prototipazione.

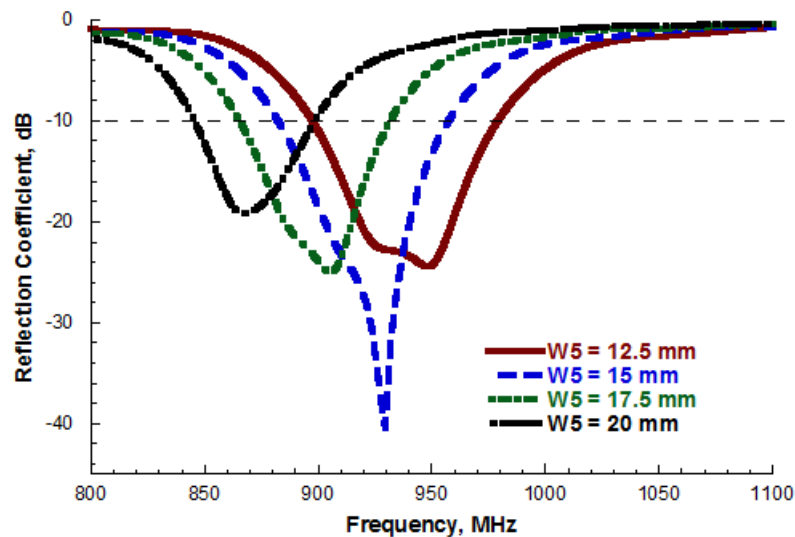
Il dipolo a  $\lambda/2$  è una struttura radiante polarizzata linearmente, costituita da due rami a  $\lambda/4$  stampati su i lati opposti del substrato, due patch metallici al centro, stampati anch'essi su entrambi i lati del substrato, alimentati attraverso un cavo coassiale. Ciascun ramo del dipolo ha una struttura a meandri, al fine di incrementare la lunghezza risonante mantenendo ridotte le dimensioni totali. Inoltre due rettangoli metallici, separati dai dipoli, sono stati aggiunti sui lati opposti di ciascun ramo del dipolo corto e contribuiscono a produrre la differenza di fase di  $90^\circ$ , necessaria per ottenere la polarizzazione circolare (vedi Figura 2.3); questi patch inoltre offrono un grado di libertà in più in quanto, variandone le dimensioni, non si introducono variazioni sostanziali per quanto riguarda la frequenza di risonanza, ma si va a modificare solo il rapporto assiale, così da ottenere valori vicini alle prestazioni desiderate, minori di 3dB nella banda di funzionamento dell'antenna.



**Figura 2.3** Struttura 3D dell'antenna a dipolo

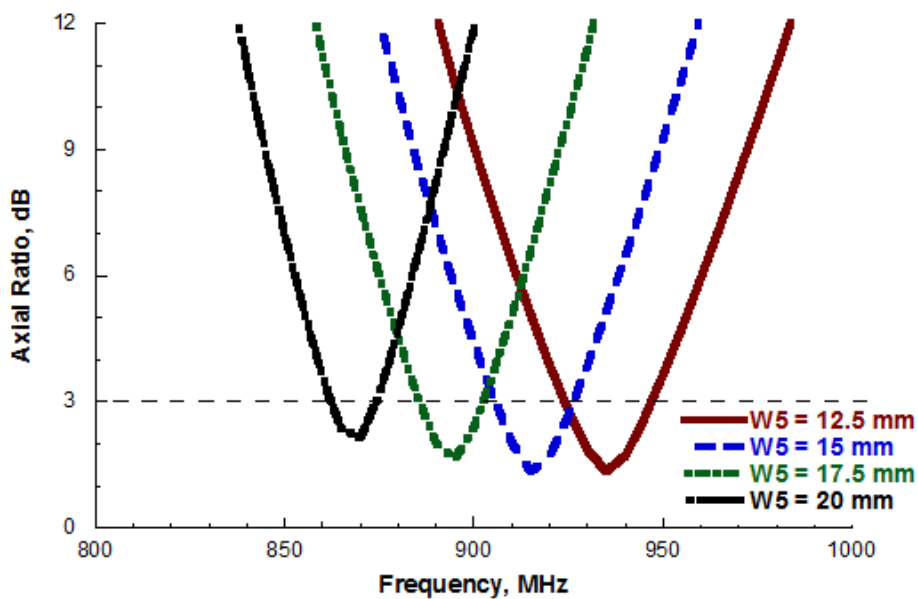
La banda del coefficiente di riflessione, definita come l'intervallo di frequenze nel quale esso è minore di -10 dB, è principalmente influenzata dalla lunghezza complessiva del dipolo, per cui allungando o riducendo ad esempio il parametro  $W_5$ , si ha uno spostamento della frequenza di risonanza, rispettivamente verso frequenze inferiori o maggiori. Il rapporto assiale è invece principalmente influenzato dalle dimensioni dei due patch parassiti ( $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_{10}$  e  $W_{11}$ ); agendo su di essi si va a modificare l'effetto dell'accoppiamento capacitivo tra i patch e il dipolo e quindi si modifica la differenza di fase tra i due dipoli.

Alla luce di queste osservazioni, partendo dai parametri elencati in Tabella 2.2, è stato effettuato uno studio parametrico dell'antenna e i risultati simulati hanno confermato ciò che ci aspettavamo. Come possiamo infatti osservare dalla Figura 2.4 e dalla Figura 2.5, ad ogni variazione della lunghezza  $W_5$  corrisponde uno *shift* sia della frequenza di risonanza che della banda a 3 dB del rapporto assiale. Aumentando il parametro  $W_5$  da 13.5 mm a 20 mm, possiamo osservare che la frequenza si sposta verso il basso, da 940 MHz a 865 MHz, poiché la lunghezza totale del dipolo aumenta.



**Figura 2.4** Coefficiente di riflessione simulato al variare della lunghezza del dipolo, per valori di  $W_5$  da 13.5 mm a 20 mm

Si può inoltre osservare che la variazione della lunghezza  $W_5$  determina solamente uno shift frequenziale del rapporto assiale (in linea con lo shift del coefficiente di riflessione), senza alterarne considerevolmente il valore minimo.



**Figura 2.5** Rapporto assiale simulato al variare della lunghezza del dipolo, per valori di  $W_5$  da 13.5 mm a 20 mm

Successivamente è stato simulato l'effetto del variare delle dimensioni dei due patch parassiti. Come si può osservare dalla Figura 2.6 e dalla Figura 2.7, al variare di  $W_2$  da 1 mm a 13 mm non si hanno effetti considerevoli sulla frequenza di risonanza, anche se va tenuto in considerazione l'effetto sull'adattamento; per quanto riguarda il rapporto assiale si nota che per valori troppo piccoli del patch ( $W_2$  minore di 5 mm), l'antenna non è ben sintonizzata nella banda americana 902 – 928 MHz.

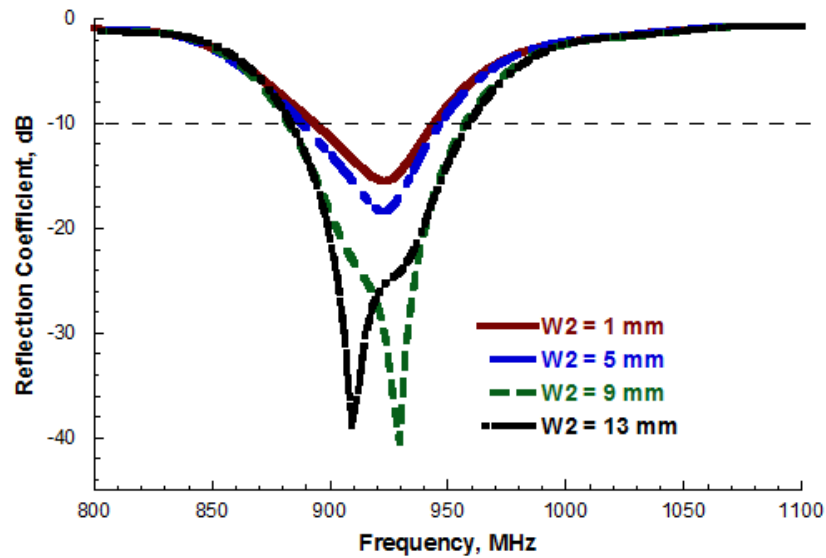


Figura 2.6 Coefficiente di riflessione simulato al variare della dimensione del patch superiore del dipolo, per valori di  $W_2$  da 1 mm a 13 mm

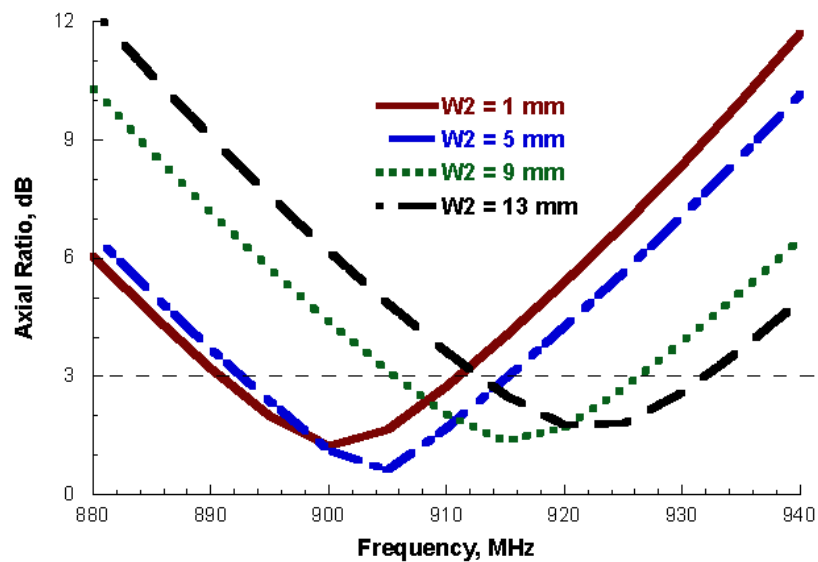
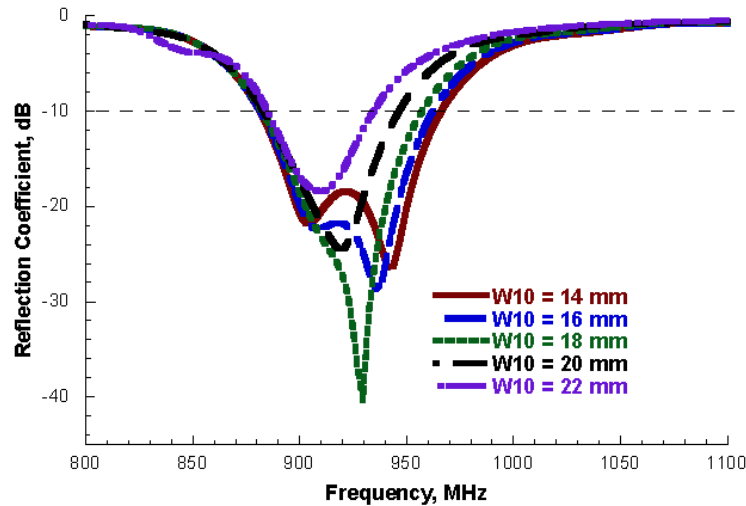


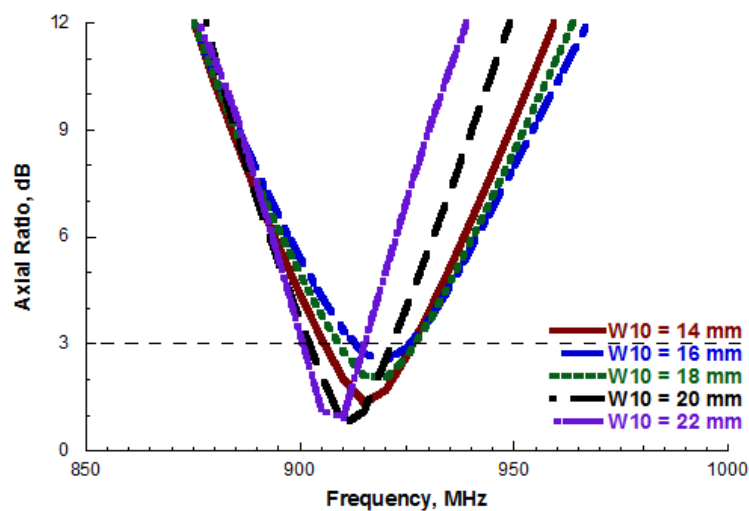
Figura 2.7 Rapporto assiale simulato al variare della dimensione del patch superiore del dipolo, per valori di  $W_2$  da 1 mm a 13 mm



Analogamente, nel caso in cui a variare sia  $W_{10}$ , si riscontrano gli stessi effetti sul coefficiente di riflessione; il valore minimo del rapporto assiale aumenta da 1 dB a circa 3 dB al diminuire del parametro  $W_{10}$  da 22 mm a 14 mm (vedi Figura 2.8 e Figura 2.9).



**Figura 2.8** Coefficiente di riflessione simulato al variare della dimensione del patch inferiore del dipolo, per valori di  $W_{10}$  da 14 mm a 22 mm



**Figura 2.9** Rapporto assiale simulato al variare della dimensione del patch inferiore del dipolo, per valori di  $W_{10}$  da 14 mm a 22 mm

Grazie a queste analisi parametriche e ad altre non riportate legate agli altri parametri dell'antenna, è stato possibile determinare i parametri ottimi che permettono il corretto funzionamento dell'antenna nelle due bande di nostro interesse. In Figura 2.10 e Figura 2.11 è rappresentato l'andamento del coefficiente di riflessione al variare della frequenza per entrambe le bande RFID richieste. La banda è in entrambi i casi ben al di sopra delle specifiche riportate nella Tabella 2.1.

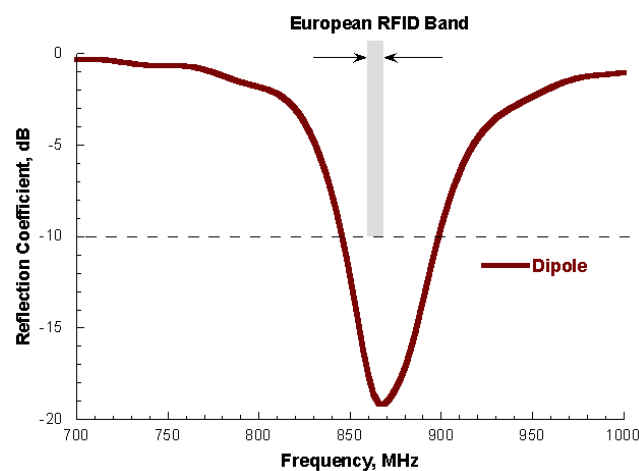


Figura 2.10 Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a dipolo

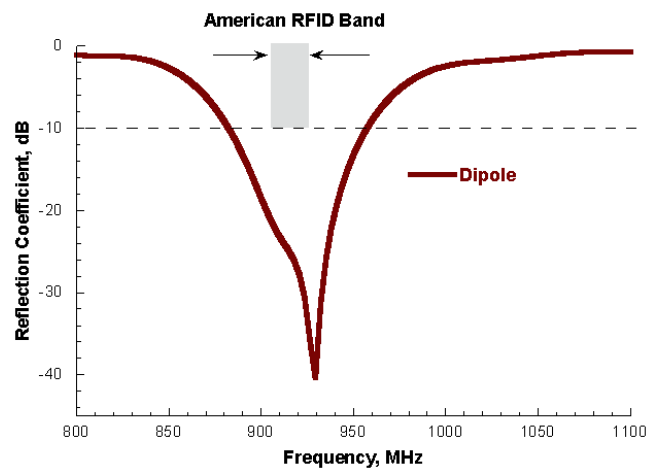


Figura 2.11 Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a dipolo

Nelle Figura 2.12 e Figura 2.13, è invece rappresentato l'andamento della parte reale e di quella immaginaria dell'impedenza di ingresso  $Z_{in}$  al variare della frequenza; anche questi grafici mostrano come le due versioni dell'antenna soddisfino i requisiti richiesti, infatti esse risuonano alla frequenza alla quale la reattanza si annulla e la resistenza assume valori prossimi ai  $50 \Omega$ .

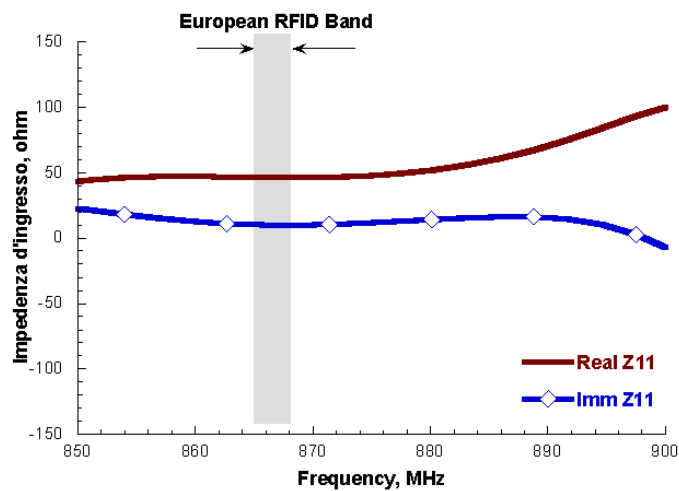


Figura 2.12 Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda europea dell'antenna a dipolo

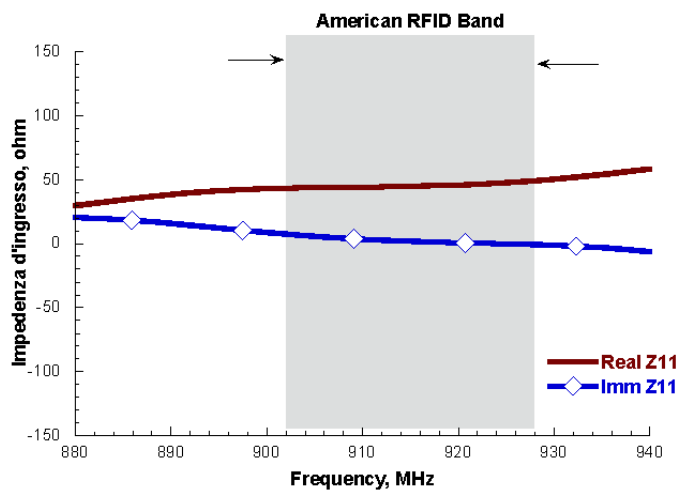


Figura 2.13 Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda americana dell'antenna a dipolo

In Figura 2.14 e Figura 2.15 è invece rappresentato l'andamento del rapporto assiale al variare della frequenza per le due configurazioni. Come si può osservare dai grafici, esso si mantiene al di sotto della soglia 3 dB, per entrambe le configurazioni, nell'intervallo di frequenze richiesto.

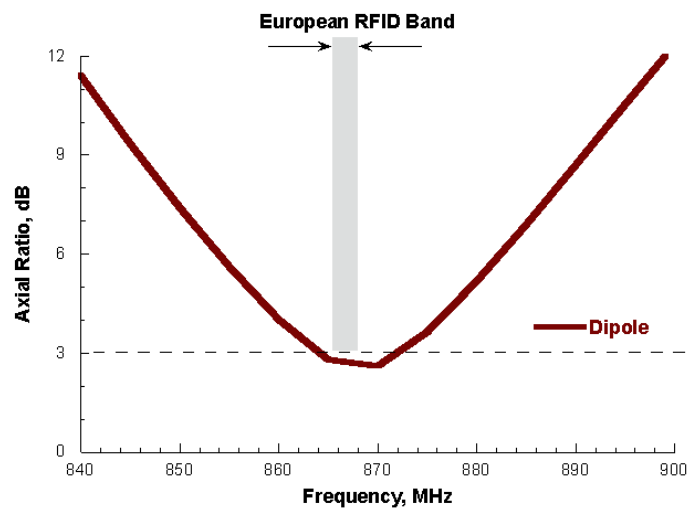


Figura 2.14 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a dipolo

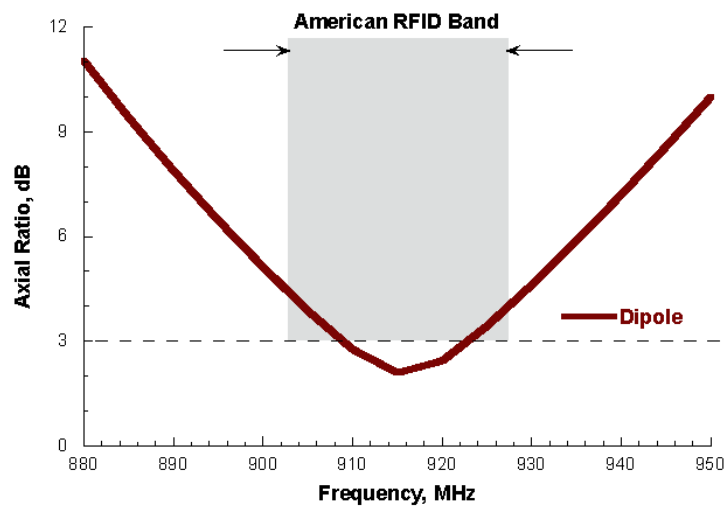


Figura 2.15 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a dipolo

Nelle Figura 2.16 e Figura 2.17 è rappresentato il valore del guadagno delle due antenne al variare della frequenza.

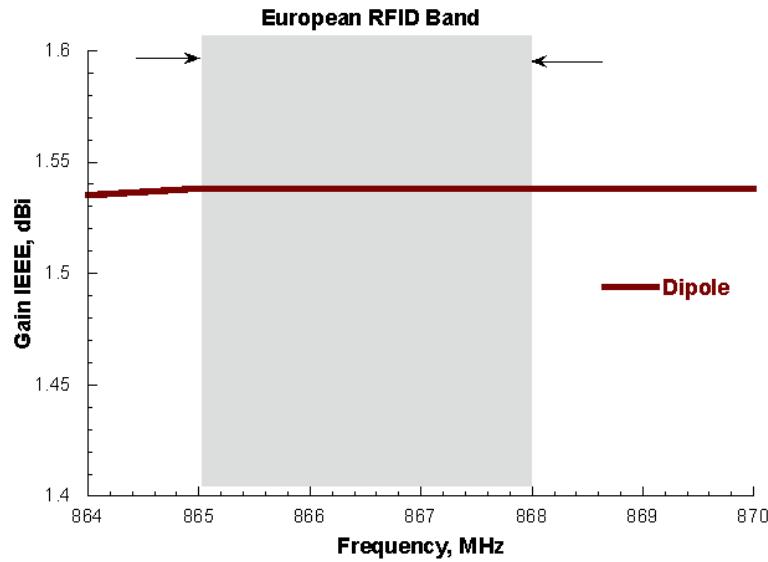


Figura 2.16 Guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a dipolo

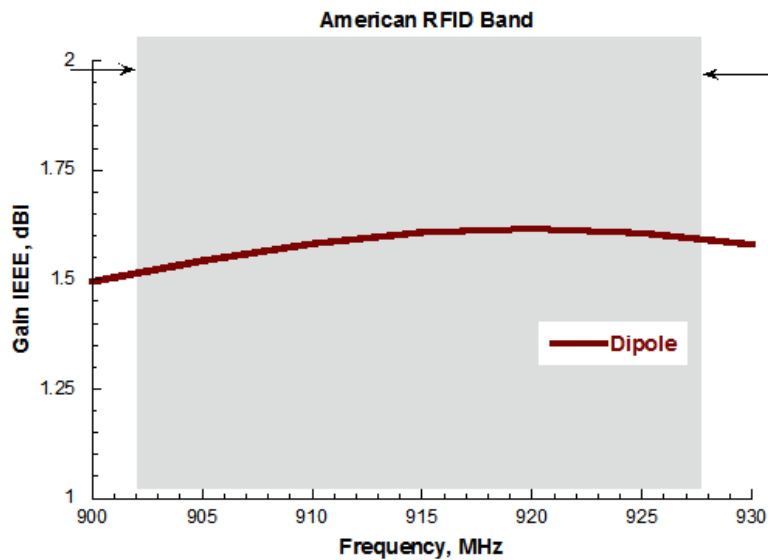
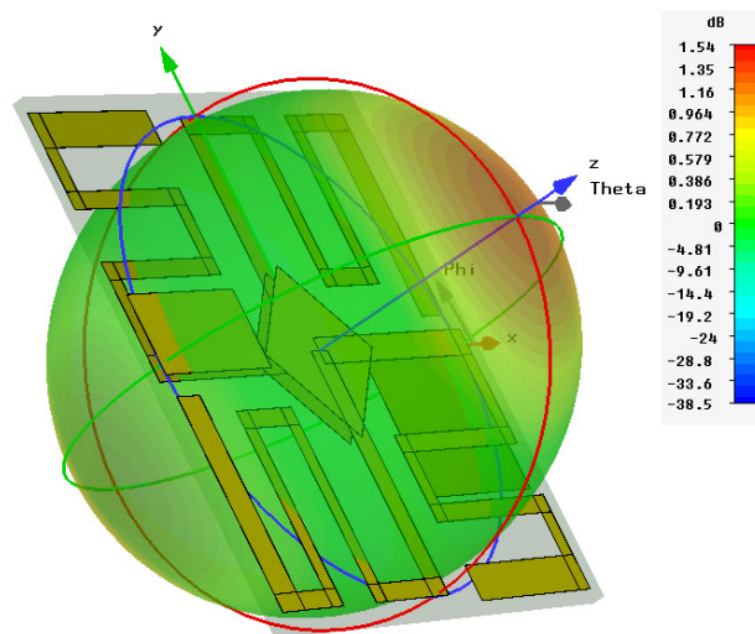


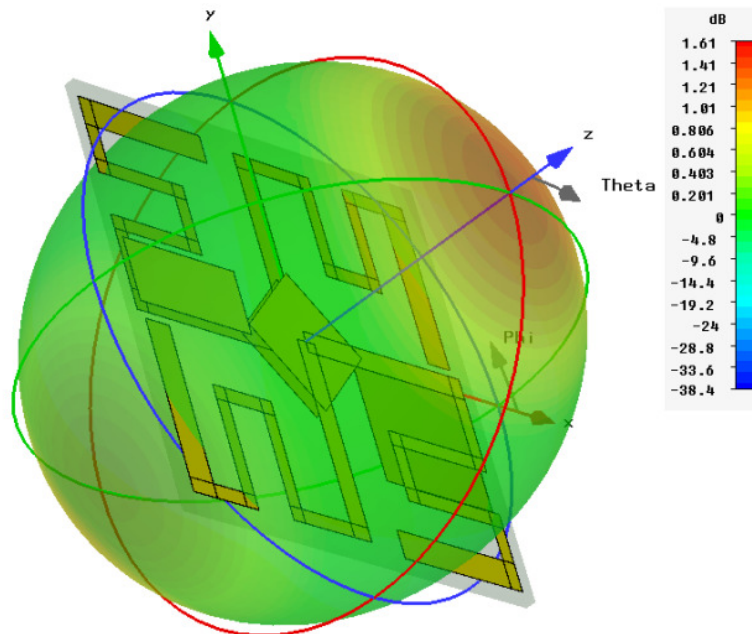
Figura 2.17 Guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a dipolo

Si può osservare che il valore del guadagno si mantiene pressoché costante all'interno delle due bande per entrambe le configurazioni, assumendo valori di 1.54 dBi per la versione europea e 1.61 dBi per la versione americana che soddisfano ampiamente le condizioni di lavoro richieste. In Figura 2.18 e Figura 2.19 sono illustrati i diagrammi di irradiazione 3D delle due antenne, rispettivamente alla frequenza di 866 MHz e di 915 MHz, con il relativo guadagno.

Come ci aspettavamo da un'antenna a dipolo, il massimo è in direzione perpendicolare al piano dell'antenna (asse  $z$ ); tuttavia, data l'assenza di un piano riflettore, non è possibile ottenere una irradiazione unidirezionale.



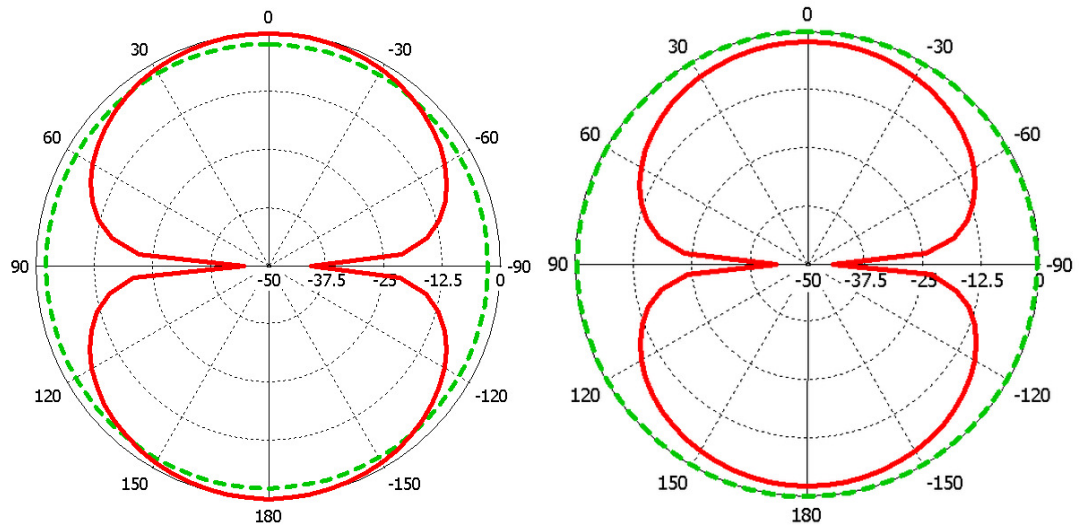
**Figura 2.18** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a dipolo



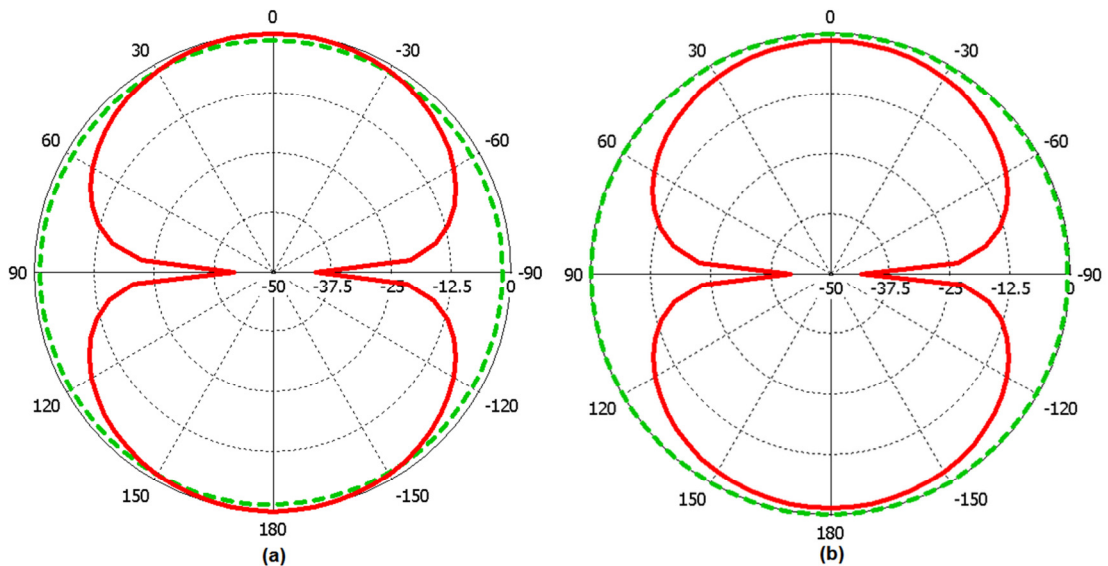
**Figura 2.19** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a dipolo

Infine in Figura 2.20 e Figura 2.21 sono rappresentati i diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sui piani principali,  $\Phi=0^\circ$  e  $\Phi=90^\circ$ , alle frequenze di centro banda delle due versioni.

Si può notare che lungo la direzione  $z$  le componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sono circa uguali poiché l'antenna è progettata per irradiare in polarizzazione circolare in direzione broadside. Invece lungo l'asse X (Fig. 2.20a e Fig. 2.21a) e lungo l'asse Y (Fig. 2.20b e Fig. 2.21 b), si ha una prevalenza della componente  $E_\phi$  rispetto alla componente  $E_\theta$ .



**Figura 2.20** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 866 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna a dipolo



**Figura 2.21** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 915 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna a dipolo



Poiché l'antenna proposta non presenta un piano riflettore, essa irradia un'onda bidirezionale e quindi i diagrammi di irradiazione sono circa uguali su entrambi i lati e con polarizzazione circolare opposta: nella direzione  $+Z$  irradia **LHCP** (Left Hand Circular Polarization), mentre nella direzione  $-Z$  irradia **RHCP** (Right Hand Circular Polarization).

Il dipolo incrociato è stato ottimizzato per permettere l'operatività nelle due bande di interesse. Grazie alle simulazioni effettuate è stato possibile concludere che questa configurazione soddisfa tutti i requisiti della Tabella 2.1, in termini di dimensioni e prestazioni; essa infatti ha una geometria semplice, un peso ridotto, l'impiego di un unico substrato, misure contenute e basso costo, ideale quindi per lettori portatili RFID. Caratteristica peculiare di questa antenna è l'assenza del piano riflettore il che, come già descritto, comporta irradiazione bidirezionale.

### 2.3 Antenna ad Anello

La seconda antenna sviluppata è un patch ad anello circolare, a singolo strato e singola alimentazione in cavo coassiale. Lo stackup dell'antenna (Figura 2.22) è composto dal piano di massa, il substrato FR4 ( $\epsilon_r = 4.3$  e  $\text{tg}\delta = 0.02$ ) di altezza 1.53 mm e il patch stampato sulla faccia superiore.



Figura 2.22 Stackup dell'antenna ad anello

Il layout dell'antenna ad anello, proposta in [16] in configurazione in doppia banda (1.2 GHz e 1.5 GHz), è mostrato in Figura 2.23, per il lato superiore (Fig. 2.23a) e inferiore (Fig. 2.23b). Come già descritto, l'utilizzo di un piano di massa fessurato permette di ridurre le dimensioni totali dell'antenna ( $75 \times 75 \text{ mm}^2$ ), a spese però di una maggiore irradiazione posteriore della struttura. L'alimentazione è ottenuta tramite cavo coassiale a  $50 \Omega$  posto sulla diagonale del patch in prossimità del centro dell'antenna. Anche in questo caso, tramite l'utilizzo del software CST, è stato possibile determinare i parametri geometrici ottimi, esposti in Tabella 2.3.

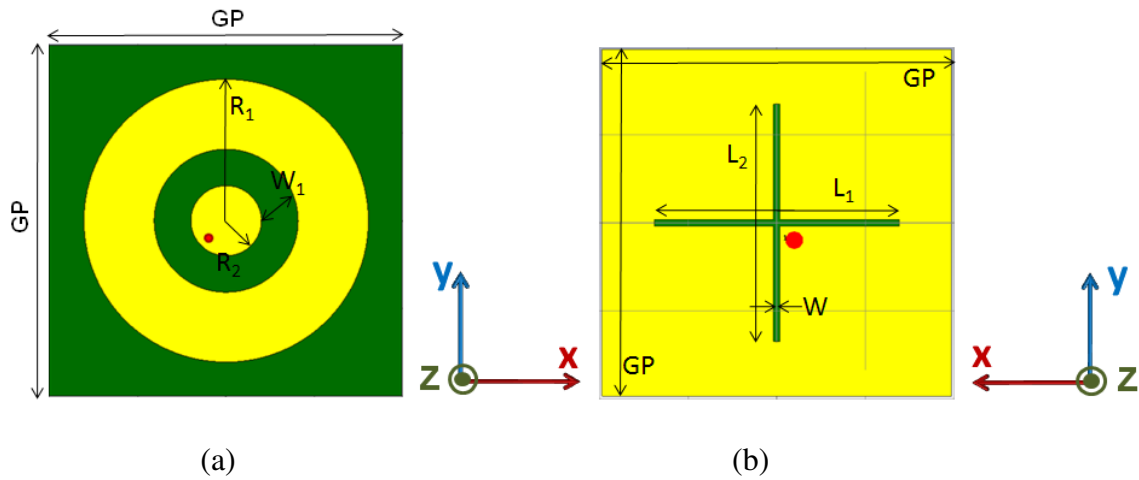
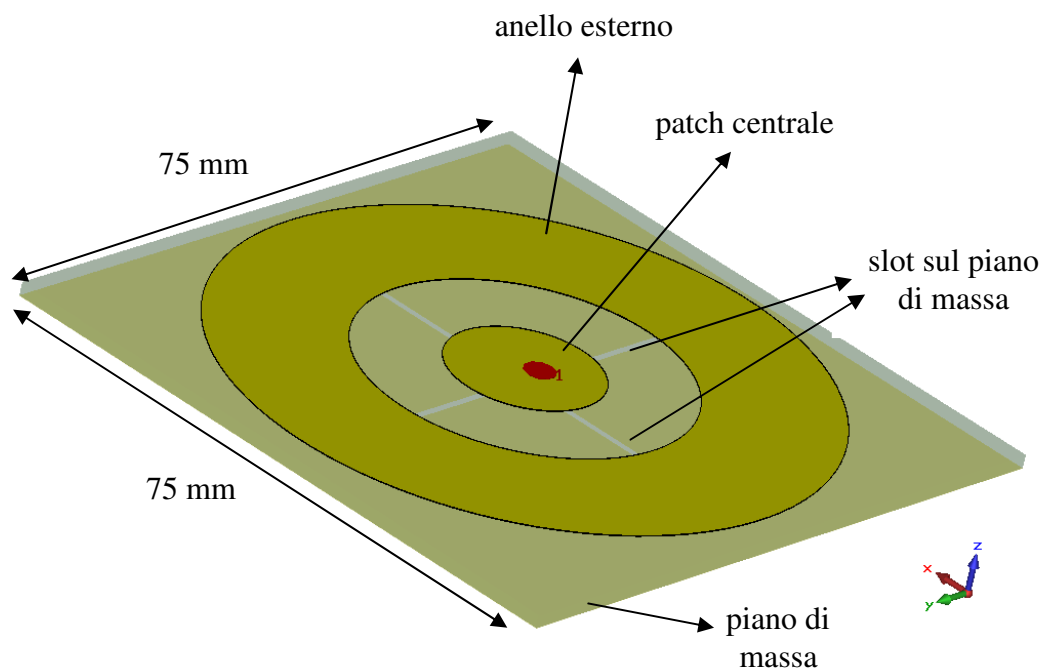


Figura 2.23 Layout superiore (a) e inferiore (b) dell'antenna ad anello

Parametro	European Band (865 – 868 MHz)	American Band (865 – 868 MHz)
GP	75 mm	68.5 mm
$R_1$	33 mm	31.25 mm
$R_2$	8 mm	8 mm
$W_1$	8 mm	9 mm
W	1.25 mm	0.75 mm
$L_1$	55.6 mm	55 mm
$L_2$	54 mm	54 mm
alimentazione	(-1 ; -1) mm	(-1 ; -1) mm

Tabella 2.3 Parametri principali dell'antenna ad anello

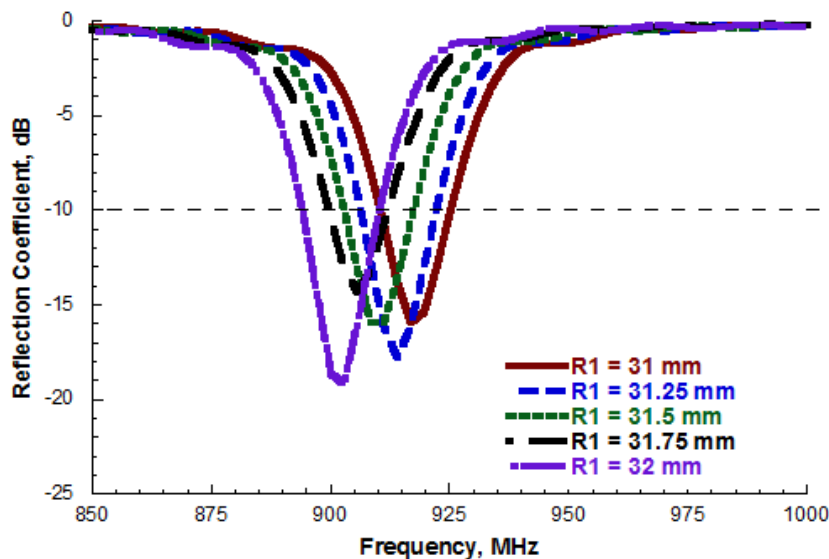
Sul piano di massa dell'antenna sono incise due slot ortogonali fra loro e di lunghezza diversa, mentre lo strato superiore al substrato consiste in un piccolo patch circolare circondato, originariamente, da due anelli concentrici. La frequenza di risonanza del modo inferiore è principalmente determinata dal raggio dell'anello esterno, mentre quella del modo superiore dal raggio di quello interno. Poiché l'intervallo tra le due frequenze in [16] è troppo ampio rispetto a quello che separa le due bande RFID (865 – 868 MHz e 902 – 928 MHz), non è stato possibile sfruttare questa peculiarità; si è quindi provveduto ad accoppiare i due modi risonanti così da averne uno solo e con larghezza di banda maggiore. Per ottenere ciò, la configurazione proposta in questa tesi prevede un unico anello intorno al patch circolare (vedi Figura 2.24).



**Figura 2.24** Struttura 3D dell'antenna ad anello

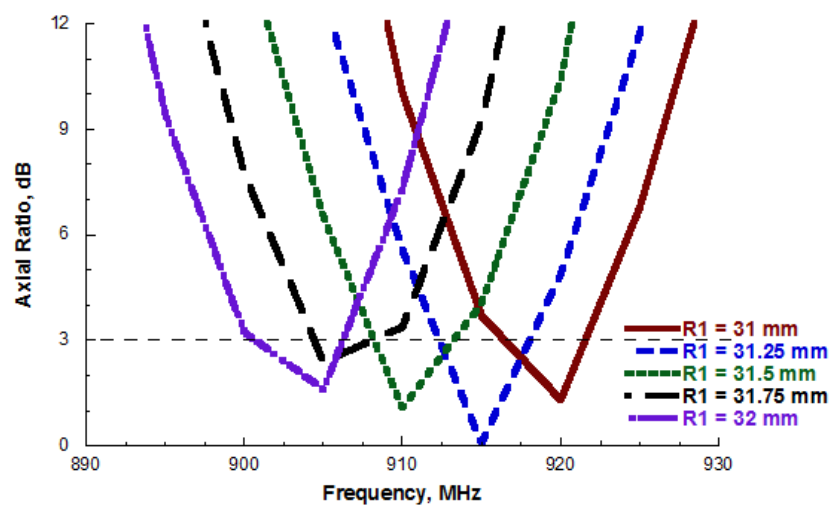
Il valore della frequenza di risonanza è principalmente determinato dalla dimensione del raggio  $R_1$  dell'anello esterno. Modificando invece la lunghezza delle slot sul piano di massa, si riesce o meno ad innescare due modi ortogonali con ampiezza quasi uguale e differenza di fase di  $90^\circ$ , in modo tale da ottenere così un'antenna polarizzata circolarmente. Se  $L_1 > L_2$  si ha polarizzazione circolare sinistrogira, mentre se  $L_1 < L_2$  destrogira, mantenendo inalterata la posizione del punto di alimentazione.

Alla luce di queste osservazioni, partendo dai parametri elencati in Tabella 2.3, è stato effettuato uno studio parametrico dell'antenna e i risultati simulati hanno confermato ciò che ci aspettavamo. Come possiamo infatti osservare dalla Figura 2.25 e dalla Figura 2.26, ad ogni variazione del raggio  $R_1$  corrisponde uno shift sia della frequenza di risonanza che della banda a 3dB del rapporto assiale. Aumentando il parametro  $R_1$  da 31 mm a 32 mm, la frequenza si sposta verso il basso da 920 MHz a 900 MHz poiché aumenta la dimensione complessiva dell'elemento risonante.



**Figura 2.25** Coefficiente di riflessione simulato al variare del raggio dell'anello esterno dell'antenna ad anello, per valori di  $R_1$  da 31 mm a 32 mm

Si può inoltre osservare che la variazione del parametro  $R_1$  determina solamente uno shift frequenziale del rapporto assiale senza alterarne grosso modo il valore minimo.



**Figura 2.26** Rapporto assiale simulato al variare del raggio dell'anello esterno dell'antenna ad anello, per valori di  $R_1$  da 31 mm a 32 mm

Successivamente è stato simulato l'effetto del variare delle lunghezze dei due slot sul piano di massa. Dalla Figura 2.27 e dalla Figura 2.28, al variare di  $L_1$  da 54 mm a 56 mm (mantenendo fisso  $L_2$ ), si può osservare che i risultati peggiori si ottengono quando le due slot hanno le stesse dimensioni. Infatti in tal caso l'antenna risulta essere disadattata (coefficiente di riflessione  $> -10$  dB) e non più in polarizzazione circolare (rapporto assiale  $> 3$  dB).

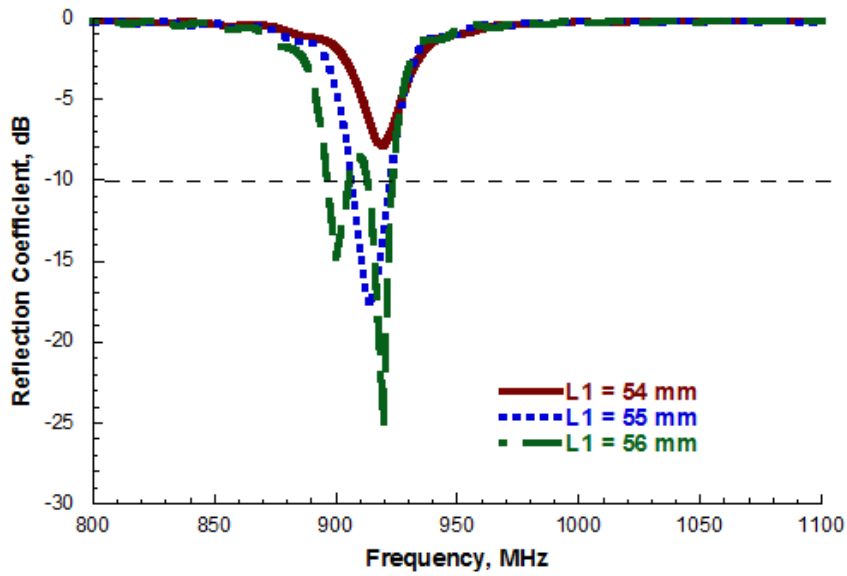


Figura 2.27 Coefficiente di riflessione simulato al variare della lunghezza dello slot orizzontale dell'antenna ad anello, per valori di L1 da 54 mm a 56 mm

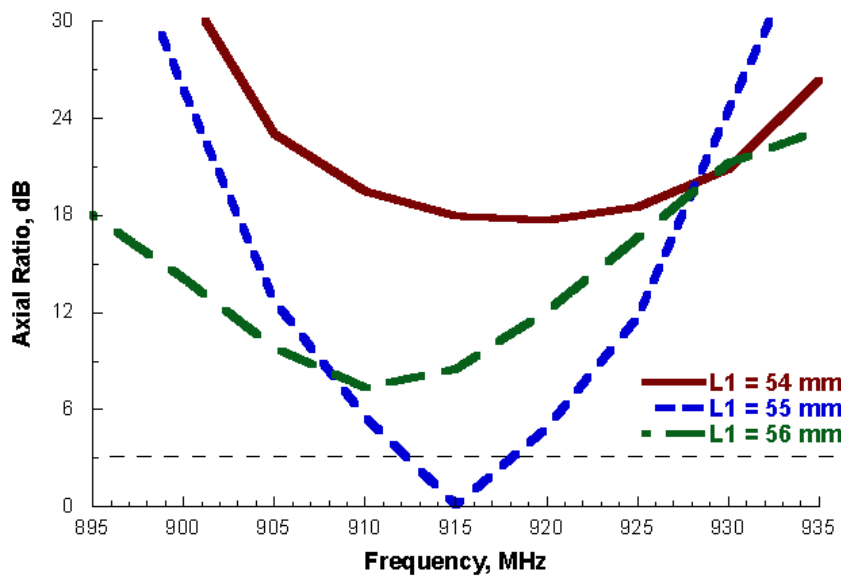
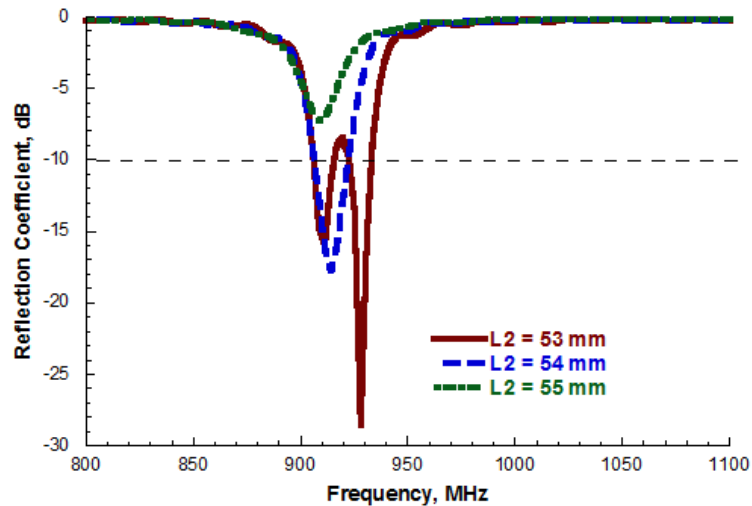
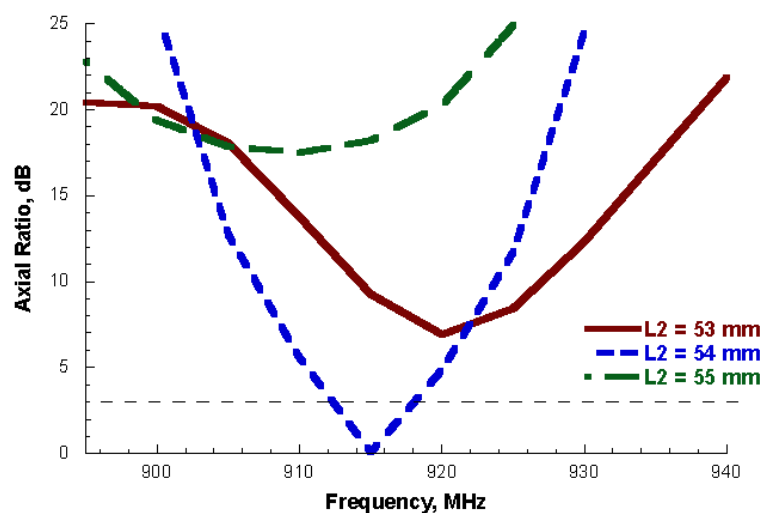


Figura 2.28 Rapporto assiale simulato al variare della lunghezza dello slot orizzontale dell'antenna ad anello, per valori di L1 da 54 mm a 56 mm

Analogamente, nel caso in cui a variare sia  $L_2$ , da 53 mm a 55 mm (mantenendo fisso  $L_1$ ), si riscontrano i medesimi effetti sia per quanto riguarda il coefficiente di riflessione, sia per quanto riguarda il rapporto assiale (vedi Figura 2.29 e Figura 2.30).



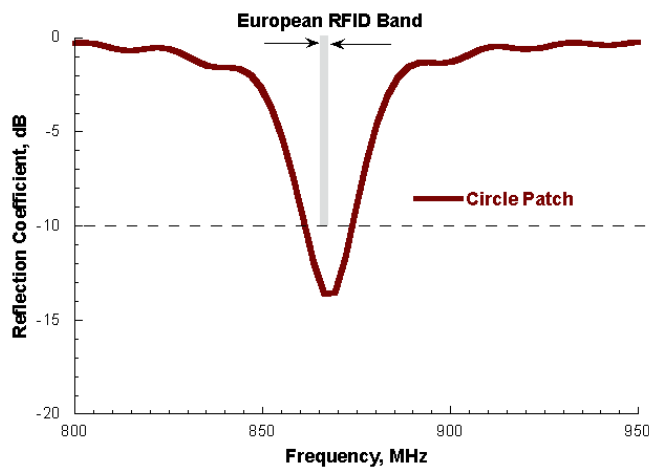
**Figura 2.29** Coefficiente di riflessione simulato al variare della lunghezza dello slot verticale dell'antenna ad anello, per valori di  $L_2$  da 53 mm a 55 mm



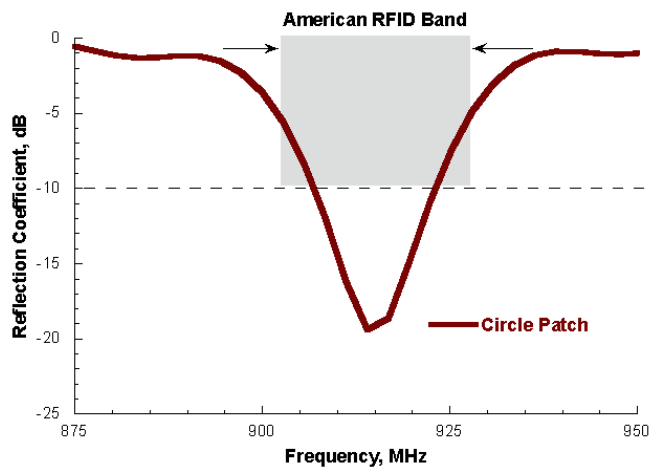
**Figura 2.30** Rapporto assiale simulato al variare della lunghezza dello slot verticale dell'antenna ad anello, per valori di  $L_2$  da 53 mm a 55 mm



Grazie a queste analisi parametriche e ad altre non riportate legate agli altri parametri dell'antenna, è stato possibile determinare i parametri ottimi che permettono il corretto funzionamento dell'antenna nelle due bande di nostro interesse. In Figura 2.31 e Figura 2.32 è rappresentato l'andamento del coefficiente di riflessione al variare della frequenza per entrambe le bande RFID richieste. Anche per questa antenna la banda è in entrambi i casi al di sopra delle specifiche riportate nella Tabella 2.1.

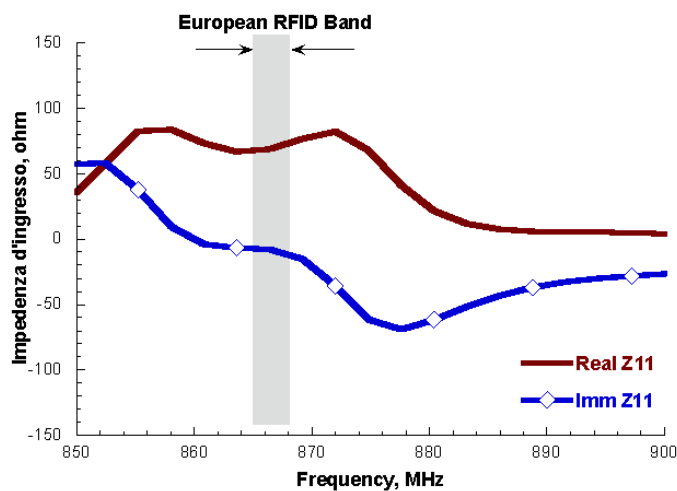


**Figura 2.31** Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna ad anello

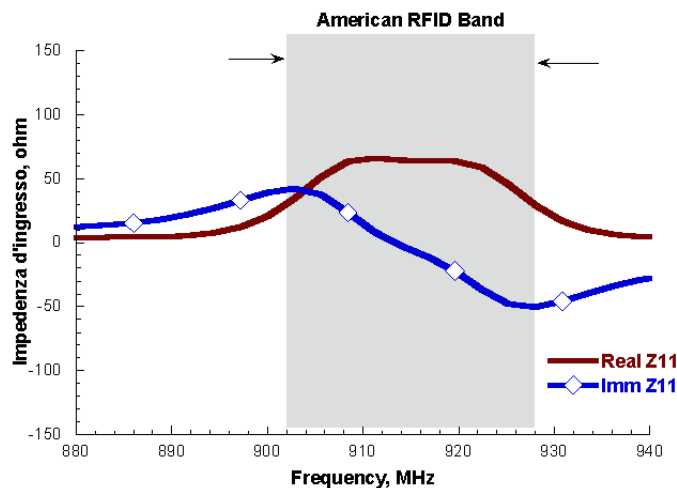


**Figura 2.32** Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna ad anello

Nelle Figura 2.33 e Figura 2.34, è invece rappresentato l'andamento della parte reale e di quella immaginaria dell'impedenza di ingresso  $Z_{in}$  al variare della frequenza; anche questi grafici mostrano come le due versioni dell'antenna soddisfino i requisiti richiesti, infatti esse risuonano alla frequenza alla quale la reattanza si annulla e la resistenza assume valori prossimi ai 50  $\Omega$ .



**Figura 2.33** Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda europea dell'antenna ad anello



**Figura 2.34** Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda americana dell'antenna ad anello

In Figura 2.35 e Figura 2.36 è invece rappresentato l'andamento del rapporto assiale al variare della frequenza per le due configurazioni. Come si può osservare dai grafici, nel caso della versione europea esso si mantiene al di sotto della soglia 3 dB per tutta la banda richiesta, mentre per la versione americana non scende al di sotto della soglia per tutto l'intervallo di frequenze richiesto.

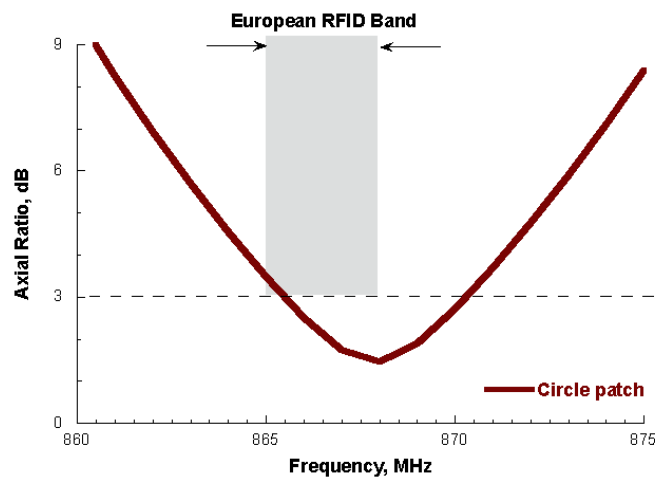


Figura 2.35 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna ad anello

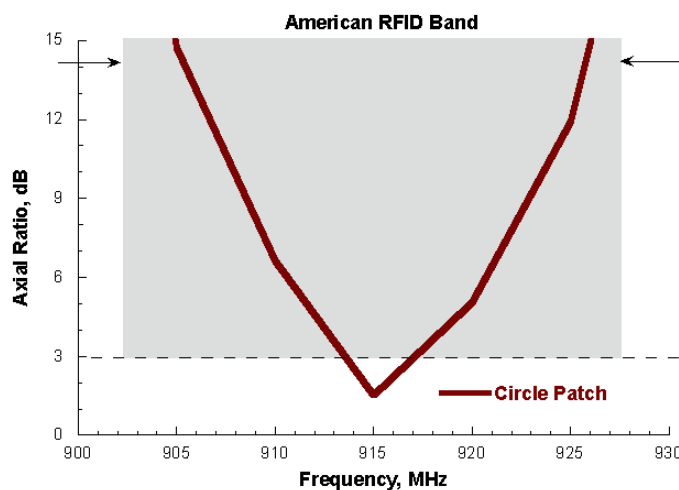


Figura 2.36 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna ad anello

In Figura 2.37 e Figura 2.38 è rappresentato il valore del guadagno delle due antenne al variare della frequenza, rispettivamente nelle due bande RFID.

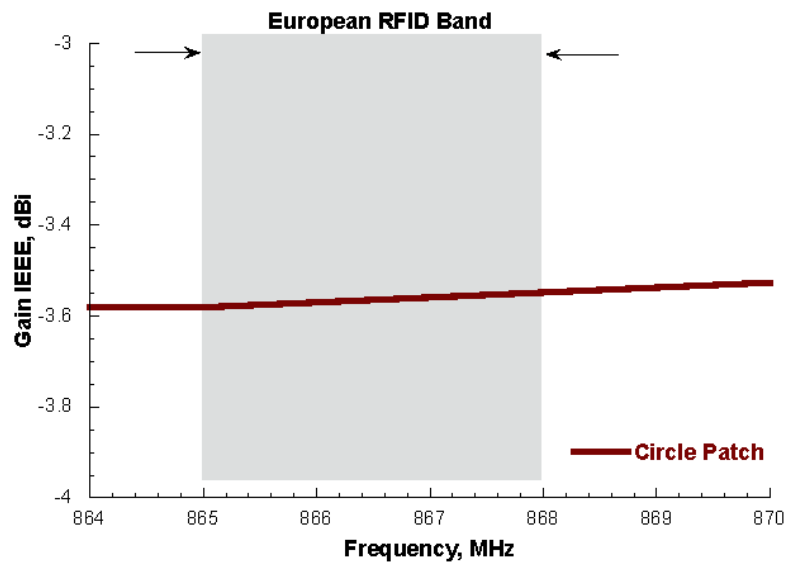


Figura 2.37 Guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna ad anello

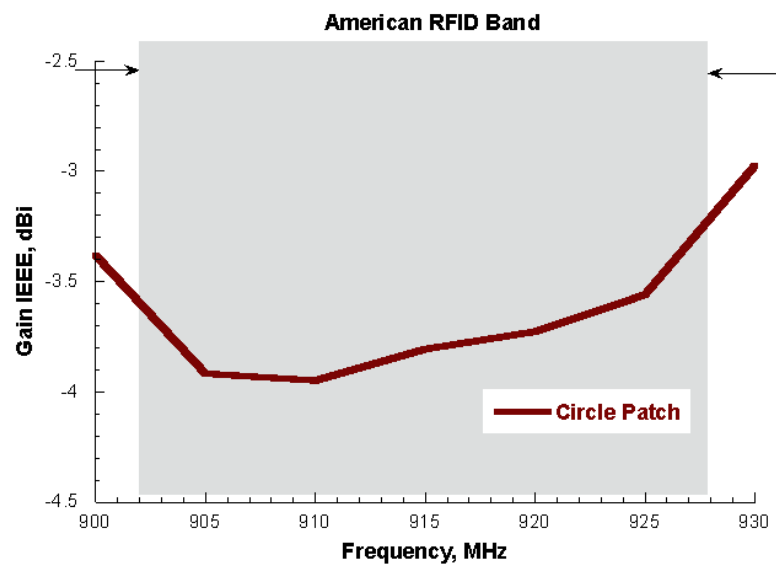
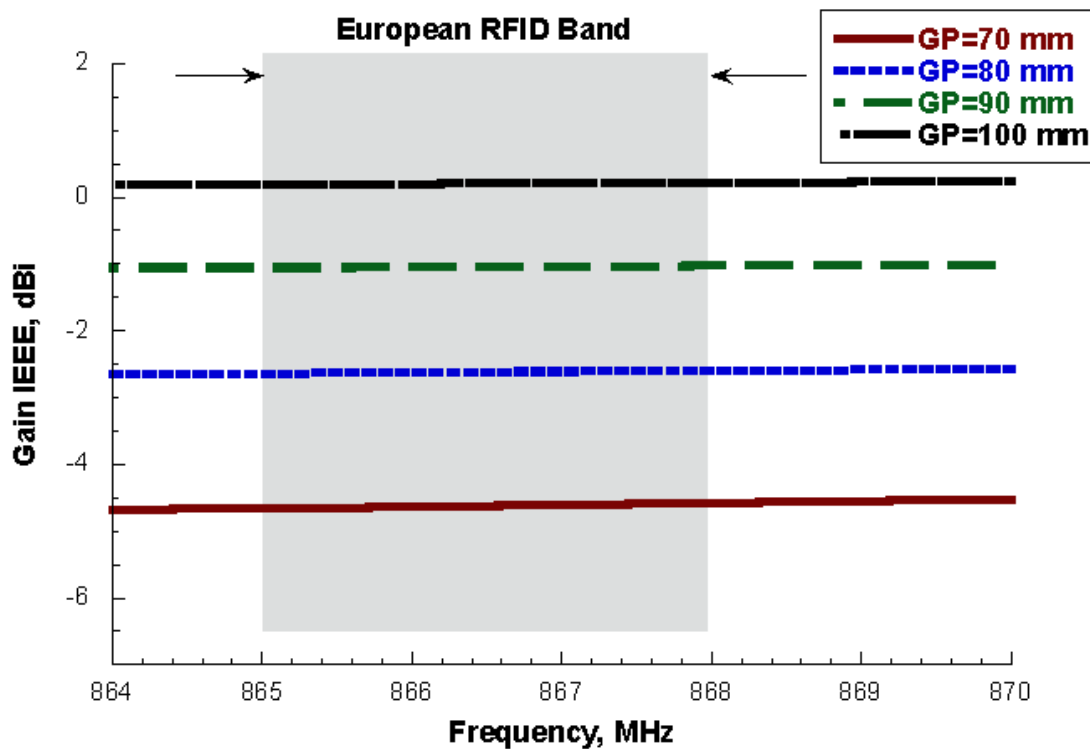


Figura 2.38 Guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna ad anello

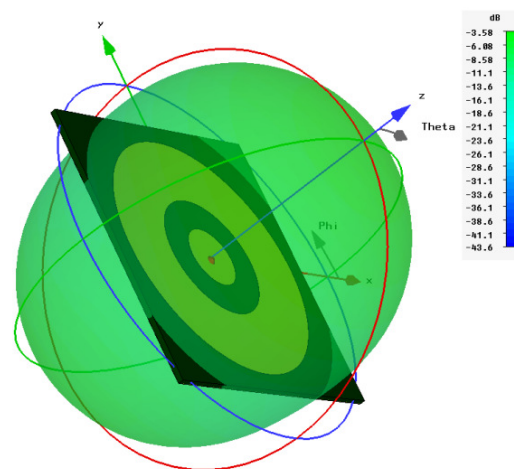
Si può osservare che il valore del guadagno si mantiene pressoché costante all'interno delle due bande per entrambe le configurazioni, ma assumendo valori  $-3.6$  dBi per la versione europea e  $-3.8$  dBi per la versione americana, che non soddisfano le condizioni di lavoro richieste.

È però possibile aumentare il valore del guadagno a spese delle dimensioni totali dell'antenna, oppure utilizzando un materiale a basse perdite (generalmente più costoso). Come si può vedere dalla Figura 2.39, all'aumentare del piano di massa da 70 mm a 100 mm si ha un incremento del guadagno da circa  $-5$  dBi a 0 dBi. Occorre quindi in questo caso trovare un giusto compromesso fra dimensioni, costi dei materiali e guadagno, dipendentemente dallo spazio a disposizione nel lettore portatile sul quale dovrà essere installata l'antenna.

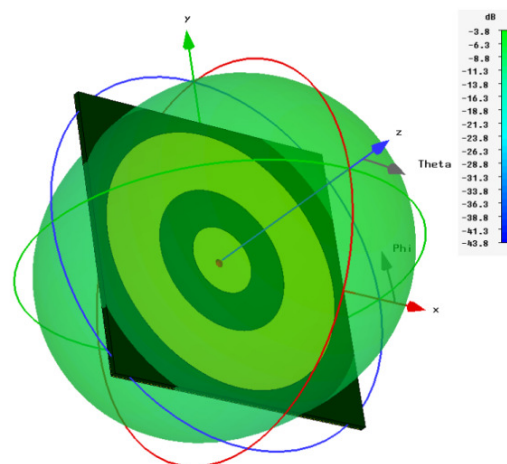


**Figura 2.39** Variazione del guadagno all'aumentare delle dimensioni del piano di massa per l'antenna ad anello in banda americana, per valori di GP da 70 mm a 100 mm

In Figura 2.40 e Figura 2.41 sono invece illustrati i diagrammi di irradiazione 3D delle due antenne, rispettivamente alla frequenza di 866 MHz e di 915 MHz, con il relativo guadagno. Come ci aspettavamo dalla struttura dell'antenna ad anello, la direzione di massima irradiazione è perpendicolare al piano dell'antenna (+  $z$ ) ma, poiché il piano di massa è fessurato, si ha irradiazione anche nella direzione opposta (-  $z$ ).

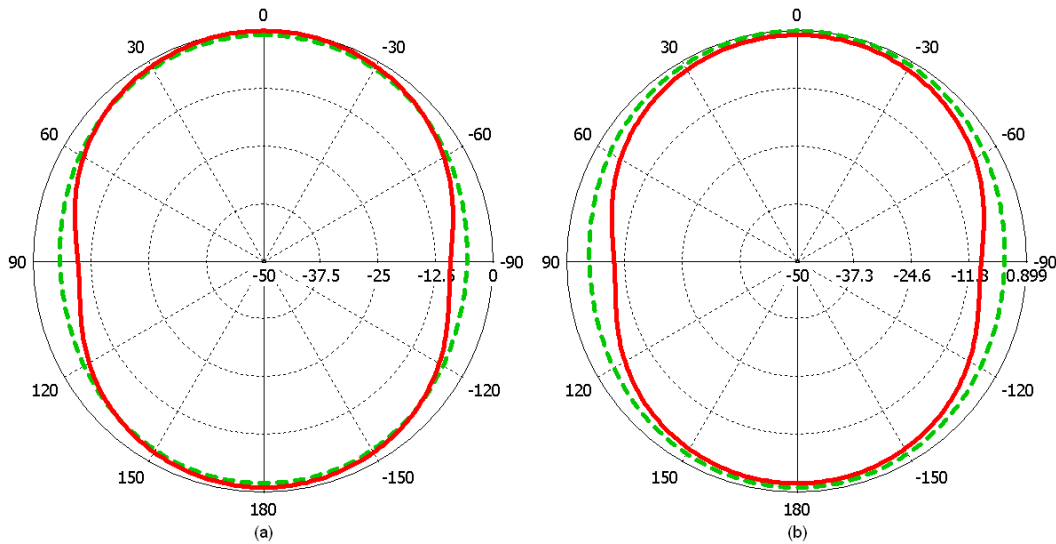


**Figura 2.40** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna ad anello

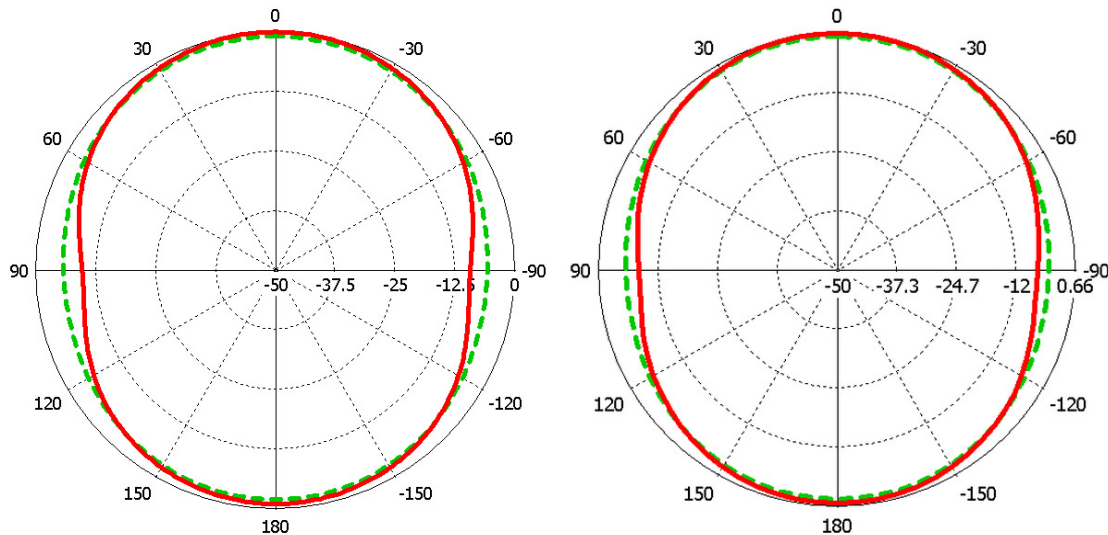


**Figura 2.41** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna ad anello

In Figura 2.42 e Figura 2.43 sono rappresentati i diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sui piani principali,  $\Phi=0^\circ$  e  $\Phi=90^\circ$ , alle frequenze di centro banda delle due configurazioni d'antenna.



**Figura 2.42** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 866 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna ad anello



**Figura 2.43** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 915 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna ad anello

Si può notare che lungo la direzione Z le componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sono circa uguali, essendo l'antenna progettata per irradiare in polarizzazione circolare in direzione perpendicolare al piano dell'antenna (+ z). Lungo l'asse X (Fig. 2.42a e Fig. 2.43a) e lungo l'asse Y (Fig. 2.42b e Fig. 2.43b), si ha una leggera prevalenza, 3 – 4 dB, della componente  $E_\phi$  rispetto alla componente  $E_\theta$ .

Dalla Figura 2.44 si nota infine che aumentando le dimensioni del piano di massa si ha anche una diminuzione dell'irradiazione posteriore di circa 1 dB per GP che passa da 75 mm a 100 mm.

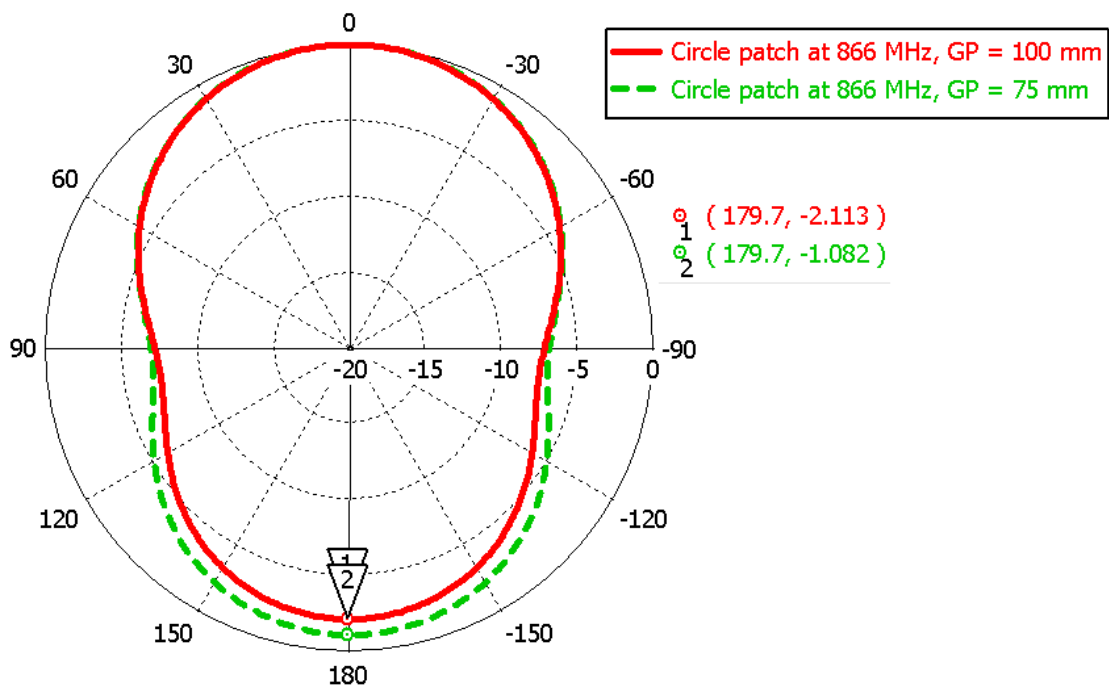


Figura 2.44 Back radiation per GP = 100 mm e GP = 75 mm dell'antenna ad anello



L'antenna a patch ad anello circolare è stata quindi ottimizzata per permettere l'operatività nelle due bande di interesse. Grazie alle simulazioni effettuate è stato possibile concludere che questa configurazione soddisfa pienamente tutti i requisiti riportati nella Tabella 2.1, tranne il valore del guadagno.

Tuttavia l'antenna ad anello è stata studiata ed analizzata ugualmente poiché, nonostante siano direttamente proporzionali, non esiste una stretta relazione tra il valore del guadagno e il range di lettura il quale dipende anche dalla potenza con cui è alimentato il reader. In [25] ad esempio è riportato un range di lettura di circa 2.75 metri con un guadagno di - 4.9 dB, il che renderebbe l'antenna in esame idonea per letture fino a 1.5 metri come richiesto. Occorrerebbe realizzare un prototipo della struttura per poter dare una conferma a questi valori.

## 2.4 Antenna a Meandri

La terza ed ultima antenna sviluppata, presenta quattro monopoli a meandro con stub in corto circuito alimentati da una rete di alimentazione in serie. Lo stackup dell'antenna (Figura 2.45) è composto da due PCB uniti fra di loro tramite opportuni pin: sul PCB inferiore è presente il piano di massa e un substrato FR4 ( $\epsilon_r = 4.3$  e  $\text{tg}\delta = 0.02$ ) di altezza 1.53 mm sul quale è stampata la linea di alimentazione, mentre il PCB superiore è costituito da uno strato di substrato FR4 sul quale sono stampati i monopoli e gli stub.

Essa è proposta in [43] alla frequenza di lavoro di 919 MHz; quindi a partire dalla configurazione originaria sono state effettuate delle opportune modifiche alla struttura per permettere l'operatività nelle due bande RFID di interesse.



Figura 2.45 Stackup dell'antenna a meandri

Il layout dell'antenna a meandri è proposto in Figura 2.46, per il piano inferiore (Fig. 2.46a) e quello superiore (Fig. 2.46b). Come si può notare, sul PCB inferiore è stampata la linea di alimentazione serie, mentre sul piano superiore sono stampati 4 identici monopoli a F – invertita collegati alla linea di alimentazione attraverso dei pin ed i cui stub sono chiusi su corto circuito (vedi Figura 2.47). L'utilizzo della tecnica a meandri permette di ottenere una considerevole riduzione delle dimensioni, sia della linea di alimentazione che dei monopoli, consentendo così di ottenere un ingombro totale della struttura di  $60 \times 60 \text{ mm}^2$ , mantenendo larghezza di banda e guadagno sui valori desiderati. Come detto, l'antenna proposta è dimensionata per lavorare nelle bande 865 – 868 MHz e 902 – 928 MHz, quindi tramite l'utilizzo del software CST è stato possibile determinare i parametri geometrici ottimi che sono esposti in Tabella 2.4.

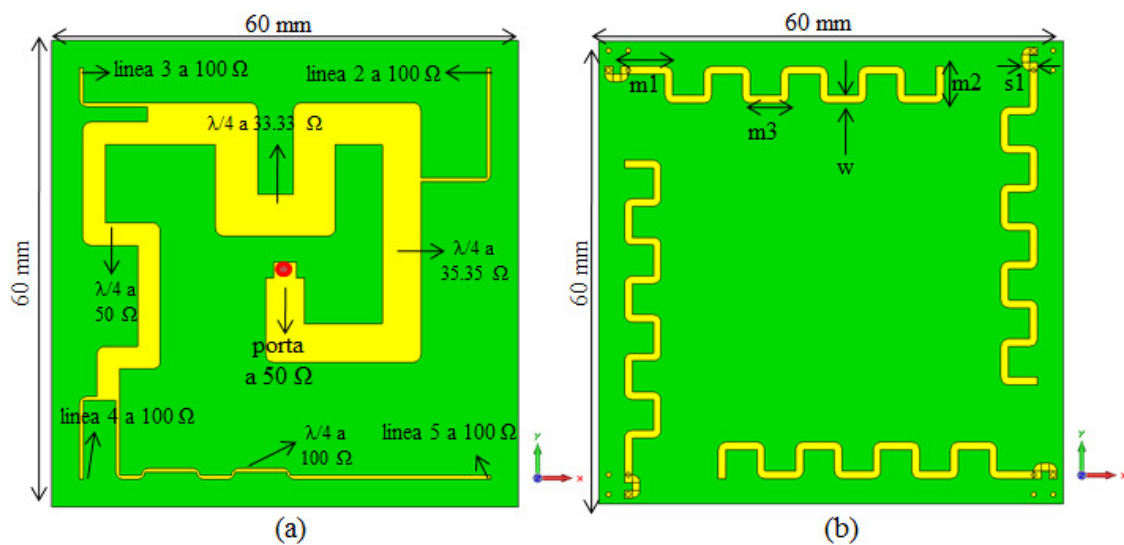


Figura 2.46 Layout PCB inferiore (a) e superiore (b) dell'antenna a meandri

Parametro	European Band (865 – 868 MHz)	American Band (902 – 928 MHz)
m1	7.75 mm	5.75 mm
m2	8 mm	4.75 mm
m3	6 mm	6 mm
w	1 mm	1 mm
s1	2 mm	2 mm

Tabella 2.4 Parametri principali dell'antenna a meandri

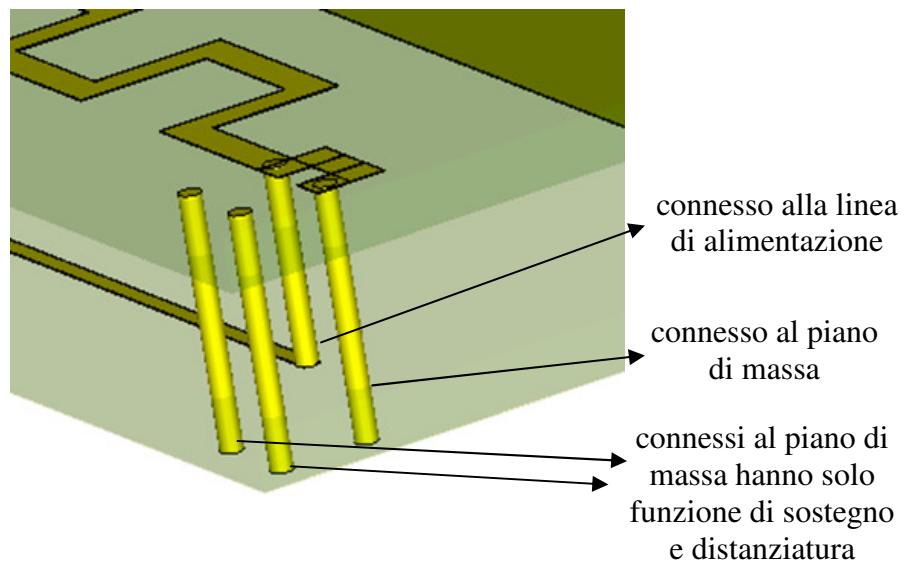


Figura 2.47 Particolare del collegamento dei due PCB dell'antenna a meandri

A partire dall'alimentazione di ingresso, ottenuta tramite cavo coassiale a  $50 \Omega$ , la potenza totale è suddivisa in ugual modo sui quattro punti alimentati a  $100 \Omega$  collegati ai meandri (punti 2, 3, 4, 5 della Figura 2.48) grazie ai divisori di potenza; tra due successivi punti di alimentazione vi è una linea lunga un quarto d'onda che determina  $90^\circ$  di ritardo di fase tra un meandro e quello successivo.

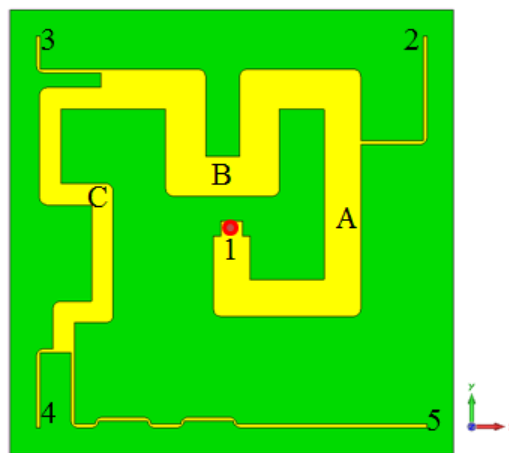


Figura 2.48 Dettaglio della linea di alimentazione dell'antenna a meandri

I quattro meandri, stampati sul substrato dielettrico (FR4) superiore, sono ruotati in successione di  $90^\circ$ ; per compensare questa rotazione ed ottenere 4 contributi in fase lungo  $+z$ , i quattro meandri devono essere alimentati con stessa ampiezza ed uno sfasamento successivo di  $90^\circ$ .

Per ottenere lo sfasamento di  $90^\circ$  tra due successivi meandri con una rete di alimentazione serie, è necessario che la differenza di percorso tra il primo meandro e la porta, confrontata con il percorso tra il secondo meandro e la porta stessa, sia tale da ottenere questo sfasamento. In formule:

$$\arg \angle S_{12} - \arg \angle S_{13} \cong 90^\circ$$

Le stesse considerazioni vanno fatte per la coppia di meandri 3 – 4 e 4 – 5. Per ottenere lo sfasamento di  $90^\circ$  è necessario che la differenza tra i due percorsi sia  $\lambda/4$ .

Questa tecnica (*sequential rotation* [48]) permette di sommare in fase le componenti copolari dei quattro meandri ed in controfase le crosspolari, migliorando così la qualità della polarizzazione. Per fare in modo che a ciascun meandro arrivi  $1/4$  della potenza di ingresso è inoltre necessario dimensionare opportunamente l'impedenza caratteristica dei vari tratti della linea di alimentazione.

Partendo dagli ingressi 4 e 5, alimentati con due linee a  $100 \Omega$ , il tratto di linea C risulta avere impedenza caratteristica pari a  $50 \Omega$  data dal parallelo delle due a  $100 \Omega$ . In questo modo garantiamo che agli ingressi 4 e 5 arrivi esattamente la metà della potenza che è sulla linea C: quindi ad ognuno di essi arriva  $1/4$  di quella totale. A questo punto bisogna fare in modo che anche all'ingresso 3 arrivi  $1/4$  della potenza in ingresso e per ottenere questo il tratto di linea B è stato dimensionato in modo tale da essere il parallelo tra i  $50 \Omega$  del tratto di linea C e la linea a  $100 \Omega$  per l'ingresso 3, quindi risulta avere un'impedenza caratteristica di  $33.33 \Omega$ . Analogamente, affinché anche all'ingresso 2 arrivi  $1/4$  della potenza di ingresso, il tratto di linea A ha impedenza caratteristica di  $35.35 \Omega$  in modo tale da adattare i  $50 \Omega$  dell'ingresso 1 con i  $25 \Omega$  dati dal parallelo fra i  $100 \Omega$  dell'ingresso 2 e i  $33.33 \Omega$  del tratto di linea 2.

Le dimensioni iniziali di ogni tratto di linea sono state determinate teoricamente e poi, utilizzando il software CST, si è provveduto ad ottimizzare la rete di alimentazione in modo tale da ottenere contemporaneamente su ogni punto 2, 3, 4 e 5 un quarto della potenza e  $90^\circ$  di differenza di fase. Dalla Figura 2.49 e Figura 2.50 si vede che il coefficiente di trasmissione vale  $-6.5 \pm 0.75$  dB in entrambe le bande di interesse, mentre la differenza di fase vale  $89 \pm 1^\circ$  nella banda europea e  $90 \pm 5^\circ$  nella banda americana.

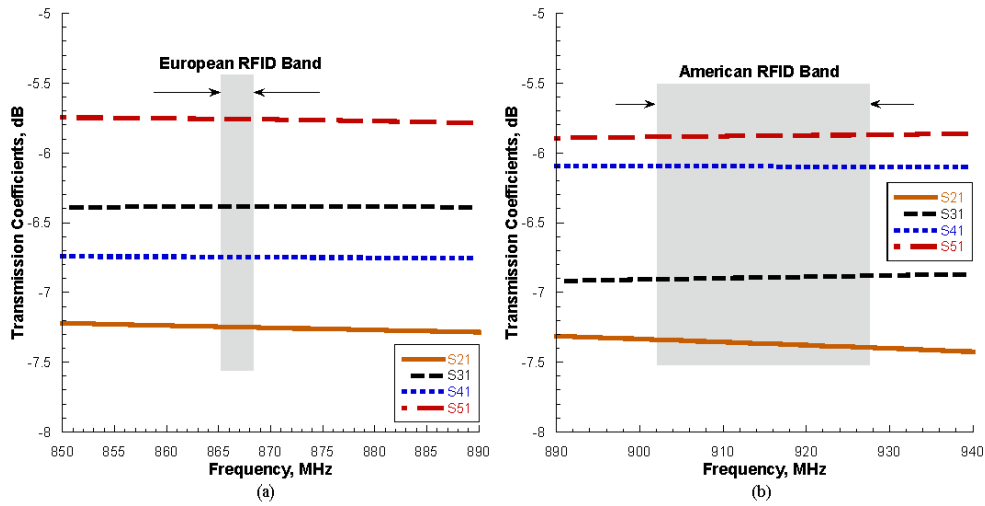


Figura 2.49 Coefficienti di trasmissione per la banda europea (a) e la banda americana (b)

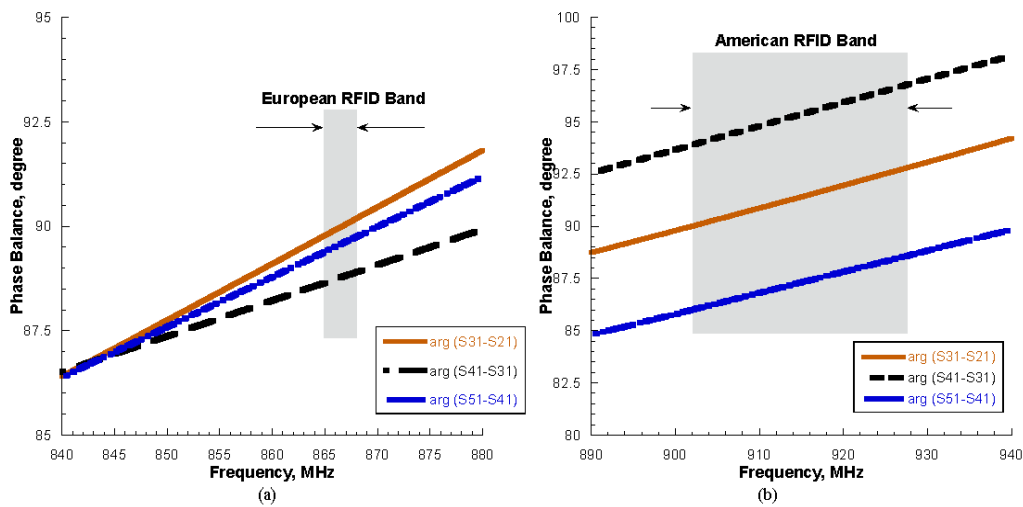


Figura 2.50 Differenze di fase per la banda europea (a) e la banda americana (b)

Tramite la rete di alimentazione così progettata, gli elementi radianti a monopolo sono eccitati con segnali ad ampiezze uguali e ritardi di fase di  $90^\circ$ , in modo tale da ottenere l'irradiazione di un'onda polarizzata circolarmente. Anche in questo caso la

struttura a meandro permette di ridurre notevolmente l'ingombro dei quattro monopoli; ad ognuno di essi è inoltre collegato uno stub, le cui dimensioni sono state ottimizzate per migliorare l'adattamento di impedenza. Tutti gli angoli delle piste, sia della rete di alimentazione che degli elementi radianti, sono stati stondati allo scopo di ridurre le riflessioni. Dei quattro pin presenti in ogni angolo della struttura, uno è utilizzato per connettere i monopoli alla linea di alimentazione, un altro serve per collegare gli stub al piano di massa e i rimanenti due hanno invece lo scopo di sostenere l'antenna rendendola meccanicamente più robusta (vedi Figura 2.51).

In Figura 2.52 è mostrata la distribuzione di corrente sull'antenna alla frequenza di 915 MHz: alimentando con fase di  $90^\circ$ , su i due elementi di fronte all'altro si avranno correnti nella stessa direzione e in quadratura di fase rispetto alle correnti che scorrono sugli altri due elementi, ottenendo così la polarizzazione circolare.

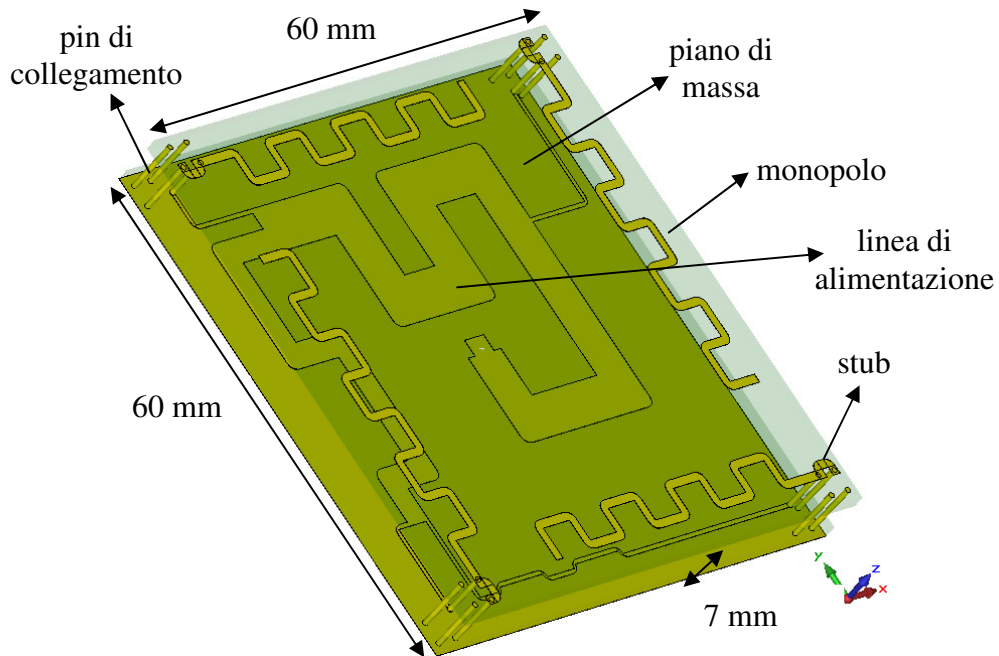


Figura 2.51 Struttura 3D dell'antenna a meandri



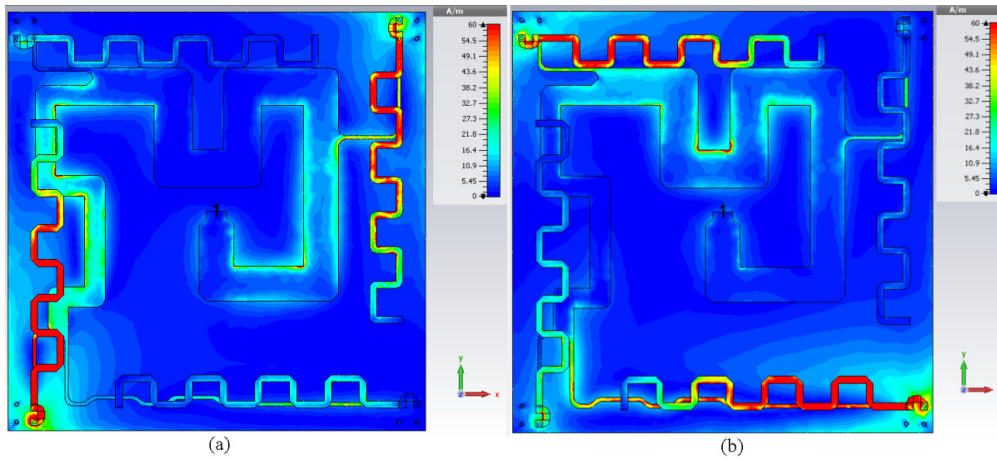


Figura 2.52 Distribuzione di corrente simulata alla frequenza di 915 MHz: (a) 0°, (b) 90°

La frequenza di risonanza dell'antenna è principalmente influenzata dalla lunghezza complessiva dei monopoli, per cui allungando o riducendo ad esempio il parametro  $m_1$  si ha uno spostamento della frequenza di risonanza, rispettivamente verso frequenze inferiori o maggiori, sia per quanto riguarda il coefficiente di riflessione che per quanto riguarda il rapporto assiale (vedi Figura 2.53 e Figura 2.54).

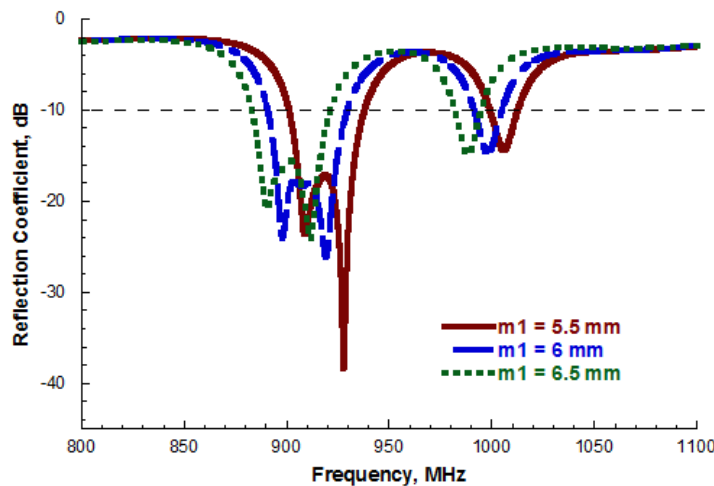
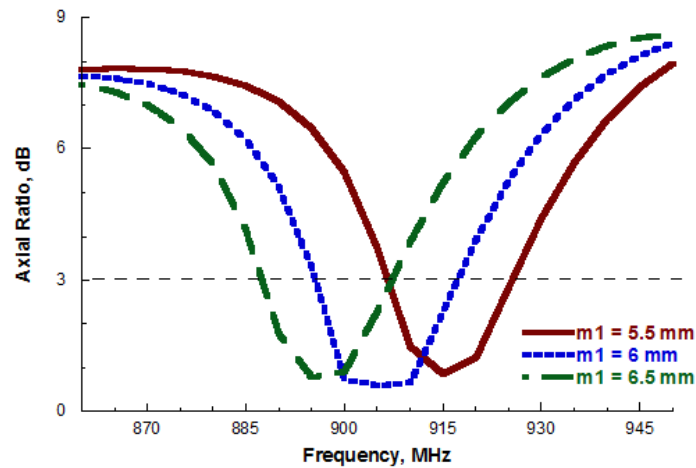
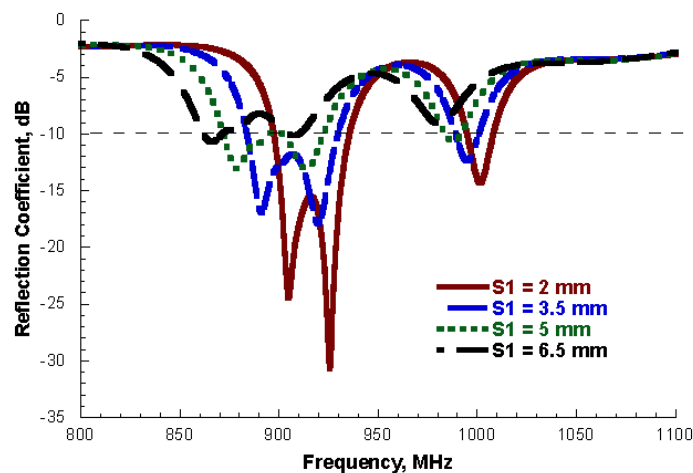


Figura 2.53 Coefficiente di riflessione simulato al variare della lunghezza del monopolo, per valori di  $m_1$  da 5.5 mm a 6.5 mm

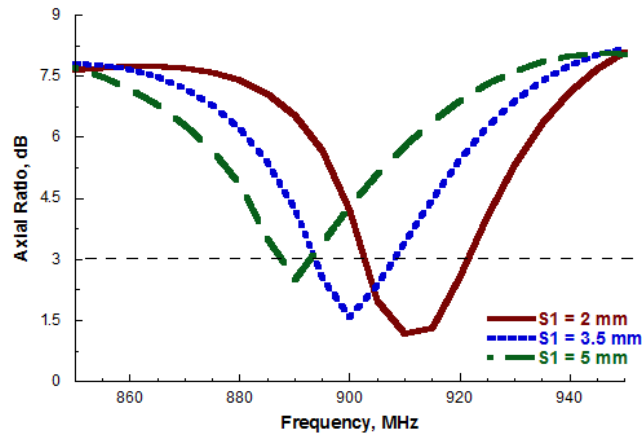


**Figura 2.54** Rapporto assiale simulato al variare della lunghezza del monopolo, per valori di  $m_1$  da 5.5 mm a 6.5 mm

Successivamente è stato analizzato l'effetto delle dimensioni dello stub; dalla Figura 2.55 e dalla Figura 2.56 si può notare che aumentandone la lunghezza complessiva l'antenna comincia a non essere più adattata infatti, per  $s_1$  maggiore di 5 mm, sia il coefficiente di riflessione che il rapporto assiale, sono al limite delle prestazioni desiderate.

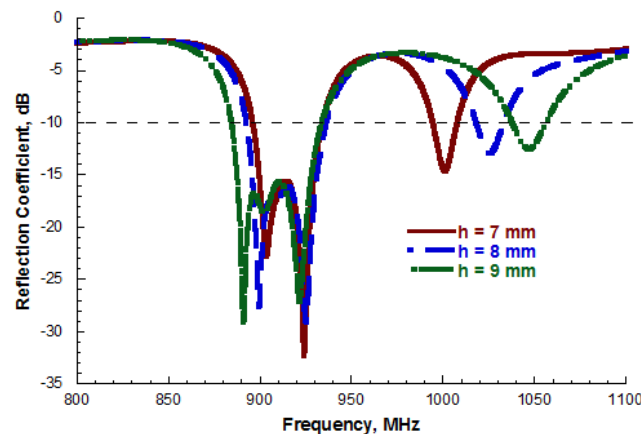


**Figura 2.55** Coefficiente di riflessione simulato al variare della dimensione dello stub dell'antenna a meandri, per valori di  $s_1$  da 2 mm a 5 mm



**Figura 2.56** Rapporto assiale simulato al variare della dimensione dello stub dell'antenna a meandri, per valori di  $s_1$  da 2 mm a 5 mm

Infine è stata effettuata un'analisi parametrica dell'antenna al variare dell'altezza complessiva e i risultati simulati hanno confermato ciò che ci aspettavamo; come possiamo infatti osservare dalle Figura 2.57, Figura 2.58 e Figura 2.59, all'aumentare di  $h$  da 7 mm a 9 mm si osserva un leggero shift, 10 MHz, sia della frequenza di risonanza che della banda a 3 dB del rapporto assiale e un aumento di circa 1 dBi per quanto riguarda il valore del guadagno; come sempre, prestazioni e dimensioni sono una a discapito dell'altra.



**Figura 2.57** Coefficiente di riflessione simulato al variare dell'altezza dell'antenna a meandri, per valori di  $h$  da 7 mm a 9 mm

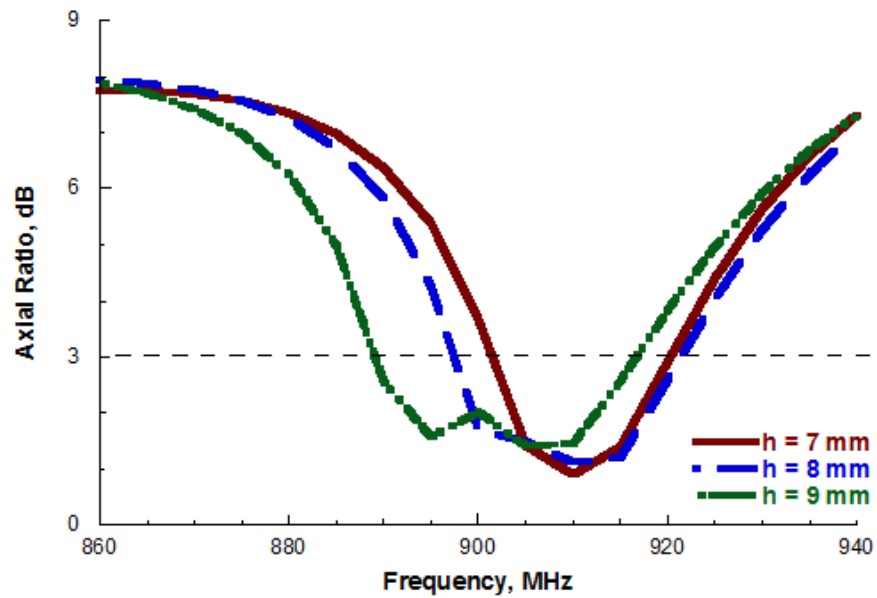


Figura 2.58 Rapporto assiale simulato al variare dell'altezza dell'antenna a meandri, per valori di h da 7 mm a 9 mm

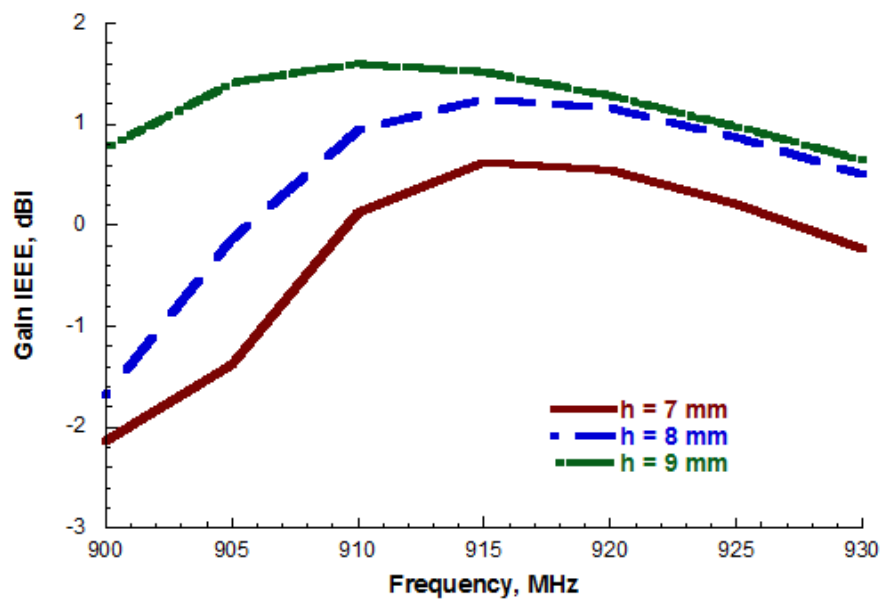


Figura 2.59 Guadagno simulato al variare dell'altezza dell'antenna a meandri, per valori di h da 7 mm a 9 mm

Grazie a queste analisi parametriche e ad altre non riportate legate agli altri parametri dell'antenna, è stato possibile determinare i parametri ottimi che permettono il corretto funzionamento dell'antenna nelle due bande di nostro interesse. In Figura 2.60 e Figura 2.61 è rappresentato l'andamento del coefficiente di riflessione al variare della frequenza per entrambe le bande RFID richieste. La banda è in entrambi i casi ben al di sopra delle specifiche riportate nella Tabella 2.1.

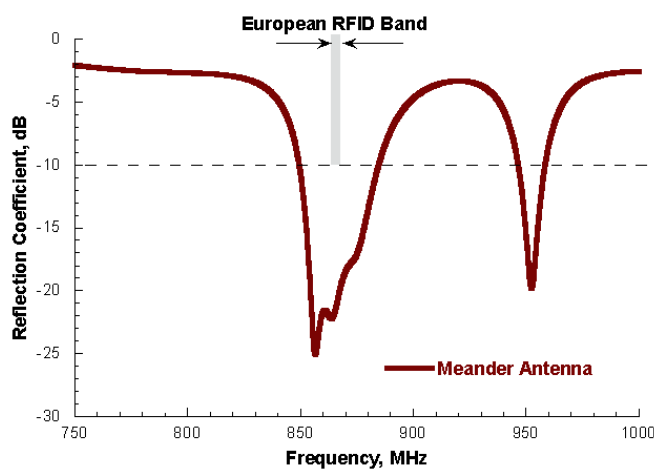


Figura 2.60 Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a meandri

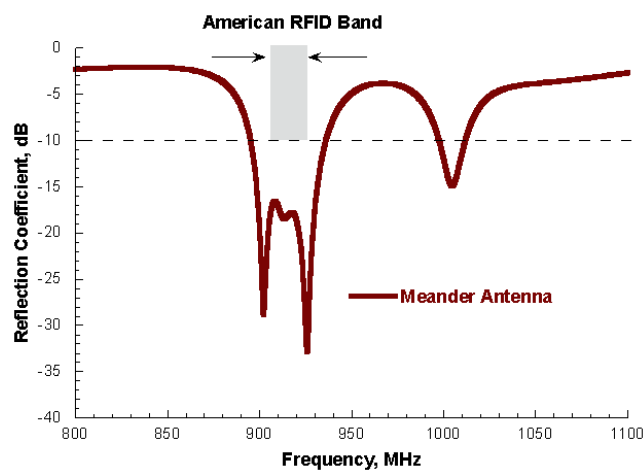
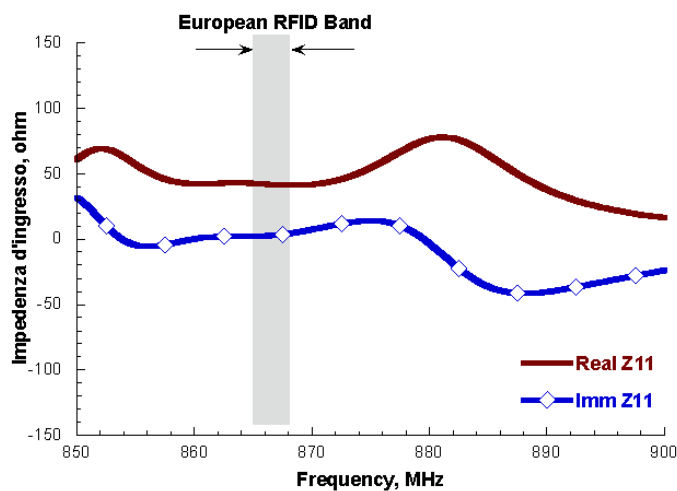
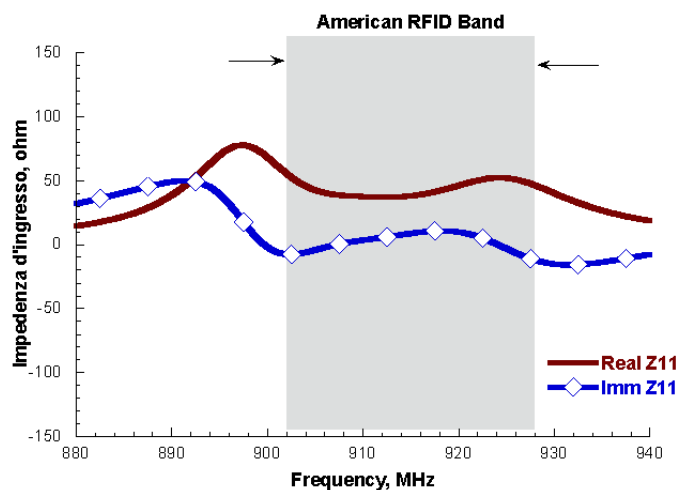


Figura 2.61 Coefficiente di riflessione simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a meandri

Nella Figura 2.62 e Figura 2.63, è invece rappresentato l'andamento della parte reale e di quella immaginaria dell'impedenza di ingresso  $Z_{in}$  al variare della frequenza; anche questi grafici mostrano come le due versioni dell'antenna soddisfino i requisiti richiesti, infatti esse risuonano alla frequenza alla quale la reattanza si annulla e la resistenza assume valori prossimi ai  $50 \Omega$ .



**Figura 2.62** Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda europea dell'antenna a meandri



**Figura 2.63** Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso simulata per la configurazione in banda americana dell'antenna a meandri

In Figura 2.64 e Figura 2.65 è invece rappresentato l'andamento del rapporto assiale al variare della frequenza per le due configurazioni. Come si può osservare dai grafici, esso si mantiene al di sotto della soglia 3 dB, per entrambe le configurazioni, nell'intervallo di frequenze richiesto.

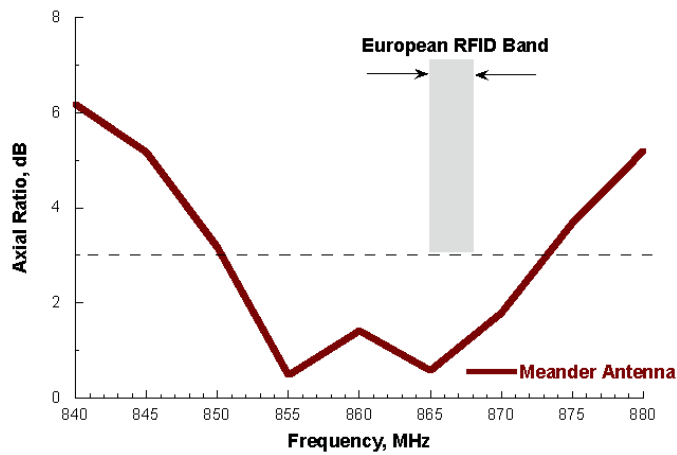


Figura 2.64 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a meandri

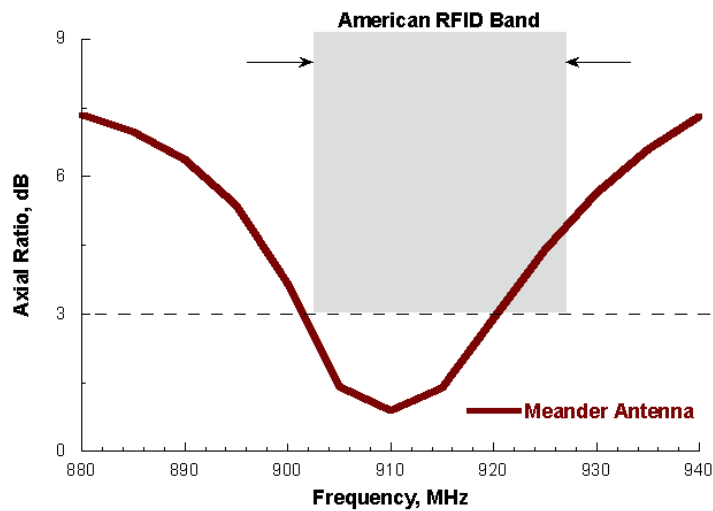


Figura 2.65 Rapporto assiale simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a meandri

Nelle Figura 2.16 e Figura 2.17 è rappresentato il valore del guadagno delle due antenne al variare della frequenza.

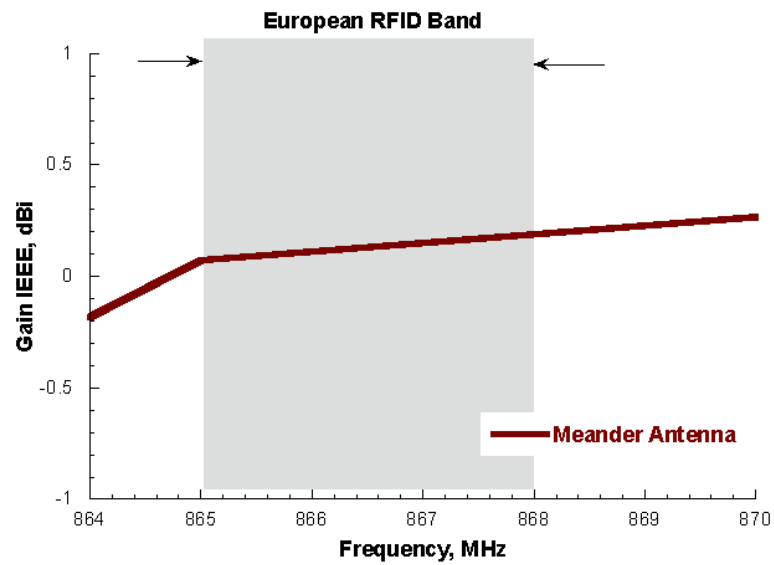


Figura 2.66 Guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a meandri

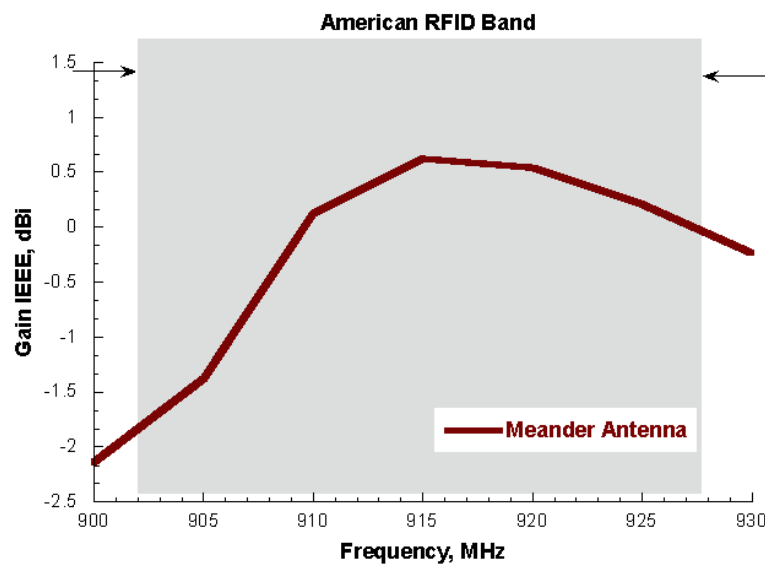
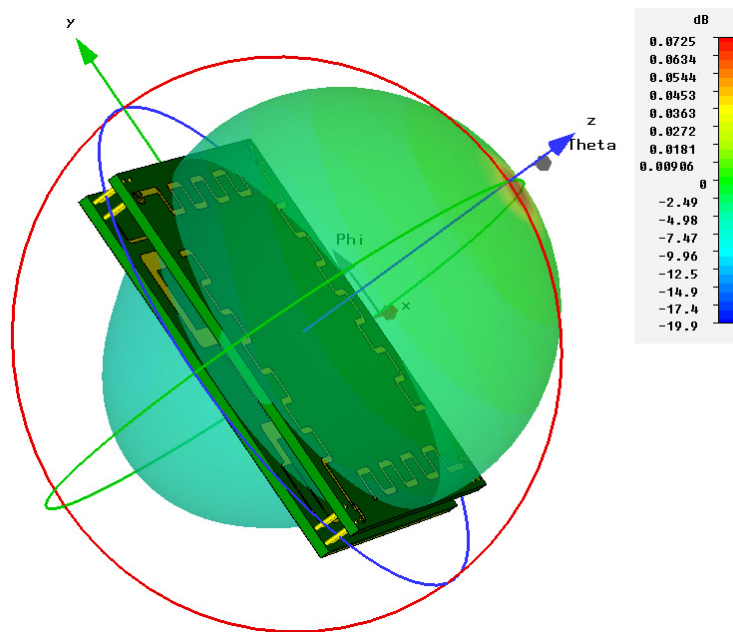


Figura 2.67 Guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a meandri

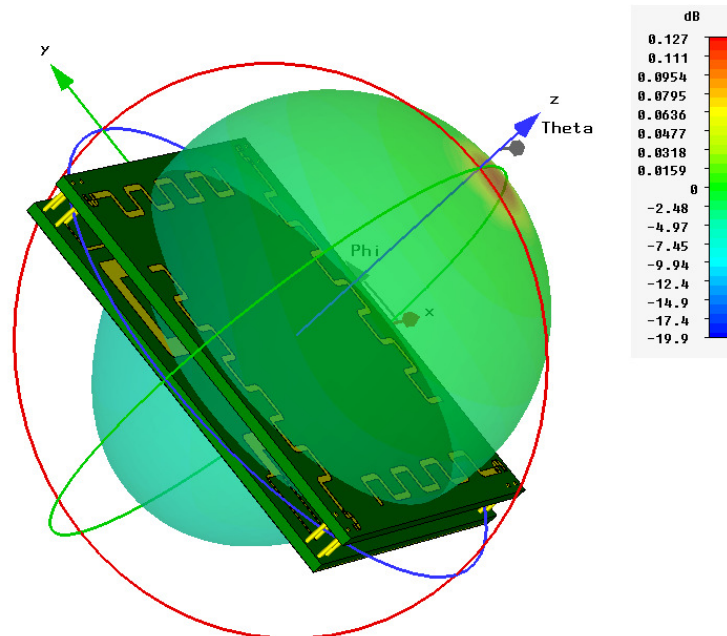


Si può osservare che il valore del guadagno si mantiene pressoché costante all'interno della banda europea, assumendo valori di circa 0 dBi, mentre per la versione americana assume il valore massimo di 0.5 dBi proprio alla frequenza centrale di 915 MHz; questi valori soddisfano le condizioni di lavoro richieste. In Figura 2.68 e Figura 2.69 sono illustrati i diagrammi di irradiazione 3D delle due antenne, rispettivamente alla frequenza di 866 MHz e di 915 MHz, con il relativo guadagno.

Come ci aspettavamo dalla struttura dell'antenna, la massima irradiazione è in direzione  $+z$  e la presenza del piano di massa riduce l'irradiazione nella direzione opposta ( $-z$ ).



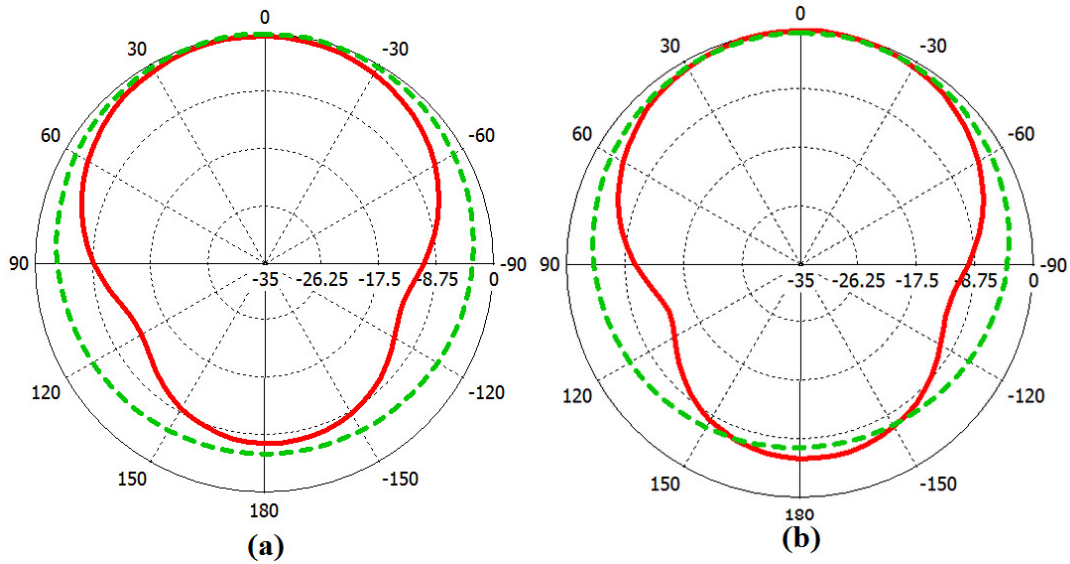
**Figura 2.68** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda europea dell'antenna a meandri



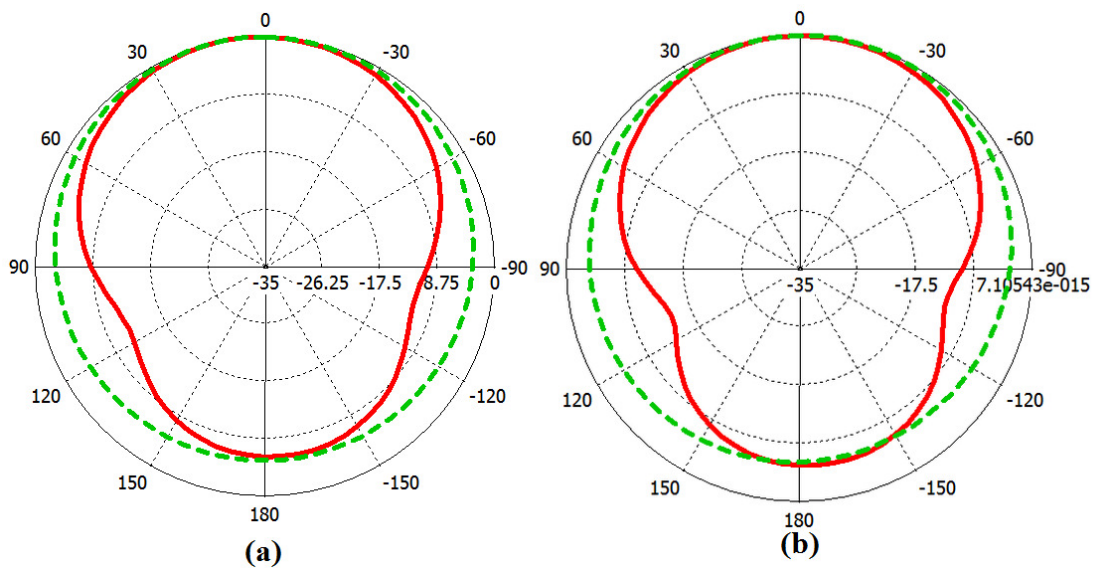
**Figura 2.69** Diagramma 3D del guadagno simulato per la configurazione in banda americana dell'antenna a meandri

Infine in Figura 2.70 e Figura 2.71 sono rappresentati i diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sui piani principali,  $\Phi=0^\circ$  e  $\Phi=90^\circ$ , alle frequenze di centro banda delle due versioni.

Si può notare che lungo la direzione Z le componenti  $E_\theta$  ed  $E_\phi$  sono circa uguali poiché l'antenna è progettata per irradiare in polarizzazione circolare in direzione broadside. Invece lungo l'asse X (Fig. 2.68a e Fig. 2.69a) e lungo l'asse Y (Fig. 2.68b e Fig. 2.69 b), si ha una prevalenza della componente  $E_\phi$  rispetto alla componente  $E_\theta$ .



**Figura 2.70** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 866 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna a meandri



**Figura 2.71** Diagrammi di irradiazione delle componenti  $E_\theta$  (linea continua) ed  $E_\phi$  (linea tratteggiata) alla frequenza di 915 MHz: (a) piano XZ; (b) piano YZ dell'antenna a meandri

L'antenna a meandri è stata ottimizzata per permettere l'operatività nelle due bande di interesse. Grazie alle simulazioni effettuate è stato possibile concludere che questa configurazione soddisfa tutti i requisiti della Tabella 2.1, in termini di dimensioni e prestazioni; essa infatti ha peso ridotto, misure contenute (anche se ha bisogno di due substrati) e una struttura rigida e meccanicamente resistente agli urti a cui essa può essere soggetta a causa del suo utilizzo destinato a reader portatili RFID. Caratteristica peculiare di questa antenna è la sua struttura, sia per quanto riguarda l'utilizzo di una rete di alimentazione in serie, sia per aver sfruttato anche il, seppur minimo, volume a disposizione all'interno di un reader portatile RFID.