

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

Scuola di Scienze
Corso di Laurea in Fisica

Studio di geometrie di antenne su PCB per trasmissione wireless Ultra-WideBand

Relatore:

Dott. Alessandro Gabrielli

Presentata da:

Jacopo Gasparetto

Sessione III

Anno Accademico 2012/2013

Ringraziamenti

A mia madre che mi ha sempre incoraggiato verso questo percorso e creduto in me, nonostante tutte le difficoltà. Ai miei compagni di corso per l'infinita pazienza e disponibilità dedicatami; senza di loro questo traguardo non sarebbe mai stato possibile. Grazie a tutti coloro che hanno sostenuto le mie scelte, e soprattutto a tutti quelli che credevano non potessi farcela.

Indice

Introduzione	7
1 Elaborazione di segnali biomedici	9
1.1 Sistemi di acquisizione di segnali biomedici	10
1.1.1 Segnale elettrocardiografico (ECG)	11
1.1.2 Amplificazione	12
1.1.3 Rumore di fondo e filtraggio	12
1.2 Implementazione wireless di segnali biomedici	13
1.3 Caratteristiche del trasmettitore	14
1.3.1 Lettura e codifica del segnale	14
2 Tecniche di trasmissione Wireless	17
2.1 Trasmissione Ultra Wide Band	17
2.1.1 Caratteristiche dei sistemi Ultra-WideBand	18
2.1.2 Applicazioni	18
2.2 Antenne	19
2.2.1 Tipi di antenne	20
2.3 Parametri di Scattering	21
2.3.1 Richiami delle linee di trasmissione	22
2.3.2 Quadripolo	23
2.3.3 N-porte	25
2.3.4 Modello a parametri S di un'antenna	25
3 Progettazione delle geometrie	27
3.1 Ambiente di lavoro	27

3.2	Metodi	28
3.2.1	Realizzazione del circuito	28
3.2.2	Disposizione geometrica e simulazione	30
3.3	Modello a patch rettangolare	31
3.4	Modello slot	32
3.5	Modello inverted F	33
3.6	Modello a farfalla	33
4	Risultati delle simulazioni	37
4.1	Patch rettangolare	38
4.2	Modello slot	39
4.3	Modello Inverted F	41
4.4	Modello a farfalla	43
	Conclusioni	45
	Bibliografia e Sitografia	47

Introduzione

La presente tesi tratta la progettazione e la simulazione via software di geometrie di antenne da realizzare direttamente su Printed Circuit Board (PCB) per schede di trasmissione dati wireless Ultra Wide Band. L'obiettivo principale di questo studio è la realizzazione di un prototipo per impieghi biomedici umani (ad esempio trasmissione di dati provenienti da un ECG). Lo scopo del lavoro svolto è quello di trovare la miglior soluzione di integrazione per un'antenna il più possibile compatta da realizzare poi direttamente sul substrato dove verrà stampato il circuito del trasmettitore stesso. L'antenna verrà quindi realizzata esclusivamente attraverso microstrisce conduttrici (le medesime che formeranno i collegamenti tra i vari componenti del circuito) prendendo in considerazione le grandezze parassite di ogni conduttore, quali resistenza, induttanza, capacità ecc. In questo modo è possibile implementare, in un unico circuito stampato (PCB), sia il circuito elettronico di trasmissione dati che l'antenna. Questa tecnica permette la miniaturizzazione dell'intero dispositivo con il beneficio di poterlo utilizzare in una vastissima gamma di applicazioni che richiedono device di dimensioni ridotte, quali ad esempio il campo biomedico-sanitario.

Questa tesi è incentrata prevalentemente sullo studio dell'antenna, mentre la progettazione del circuito di trasmissione e la realizzazione dello stesso sono a cura del gruppo di lavoro composto dal laboratorio dell'INFN di Bologna e dal laboratorio di elettronica del dipartimento di Fisica e Astronomia dell'Università di Bologna.

Di seguito verrà presentata una panoramica sulla definizione di sistema Ultra Wide Band (UWB), sullo spettro di frequenze utilizzato e sulle possibili applicazioni pratiche di questo tipo di trasmissione di informazioni. Successivamente verrà mostrato il funzionamento logico del dispositivo trasmittente e come il segnale viene codificato. Infine verrà esposta in parte la teoria e la fisica delle antenne, analizzando in particolare il significato dei parametri di Scattering e come questi influiscono sulla trasmissione wi-

reless. Vengono quindi presentate le geometrie delle antenne studiate e i risultati delle simulazioni fatte per mezzo del software AWR Microwave Office, grazie al quale si è analizzato l'andamento del guadagno del coefficiente S_{11} in funzione della frequenza di lavoro del trasmettitore che, per motivi che verranno illustrati di seguito, è stata centrata su 3 GHz.

In conclusione, il circuito di trasmissione wireless completo di antenna sopra descritto è attualmente in fase di realizzazione e nel prossimo futuro verrà testato in laboratorio.

Capitolo 1

Elaborazione di segnali biomedici

Già da diverse decenni sono stati fatti enormi progressi nel campo della medicina e altresì nelle tecniche di diagnosi, poiché, grazie a nuovi strumenti sempre più sofisticati e complessi, è ora possibile fare analisi estremamente mirate con altissima precisione di segnali biomedici attraverso sensori sempre più sensibili e meno invasivi (o addirittura del tutto non invasivi) per l'indagine di particolari disfunzioni dell'organismo umano, come ad esempio l'elettroencefalogramma (EEG) per lo studio delle onde cerebrali, l'elettrocardiogramma (ECG) per il controllo del ritmo cardiaco, oppure la tomografia computerizzata (TC) o la risonanza nucleare magnetica (RNM).

I segnali biomedici sono quindi grandezze di diversa natura che generalmente variano nel tempo e/o nello spazio, provenienti da organi o tessuti biologici sia in caso di normale funzionamento sia in presenza di una patologia. Essi non sono acquisibili facilmente a causa della loro complessità e spesso sono affetti da un significativo rumore di fondo che rende necessario l'utilizzo di specifiche tecniche di acquisizione e di elaborazione (come amplificazione e filtraggio) per rendere l'informazione utile ai fini della diagnosi e dunque della terapia [1].



Figura 1.1: Schema a blocchi di un sistema di misurazione

Dato che il lavoro presentato è focalizzato verso la realizzazione di un prototipo di scheda wireless per la trasmissione di segnali ECG, nel seguente paragrafo ne verranno

illustrate brevemente le caratteristiche.

1.1 Sistemi di acquisizione di segnali biomedici

Per sistema di acquisizione dati si intende una catena di circuiti elettronici atti a registrare ed elaborare le misure di grandezze fisiche. Come si può vedere in Figura 1.2, il processo di acquisizione si può dividere in tre macro blocchi: *acquisizione*, *elaborazione* e *analisi*. Il circuito di acquisizione è generalmente formato da un trasduttore che rileva un generico segnale fisico e lo converte in segnale elettrico (ad esempio gli elettrodi per un ECG), il quale viene opportunamente amplificato e filtrato in modo da essere compatibile con il convertitore analogico-digitale che lo digitalizza. Dopo la conversione, il segnale viene elaborato da un processore che lo analizza e lo invia ad un display.

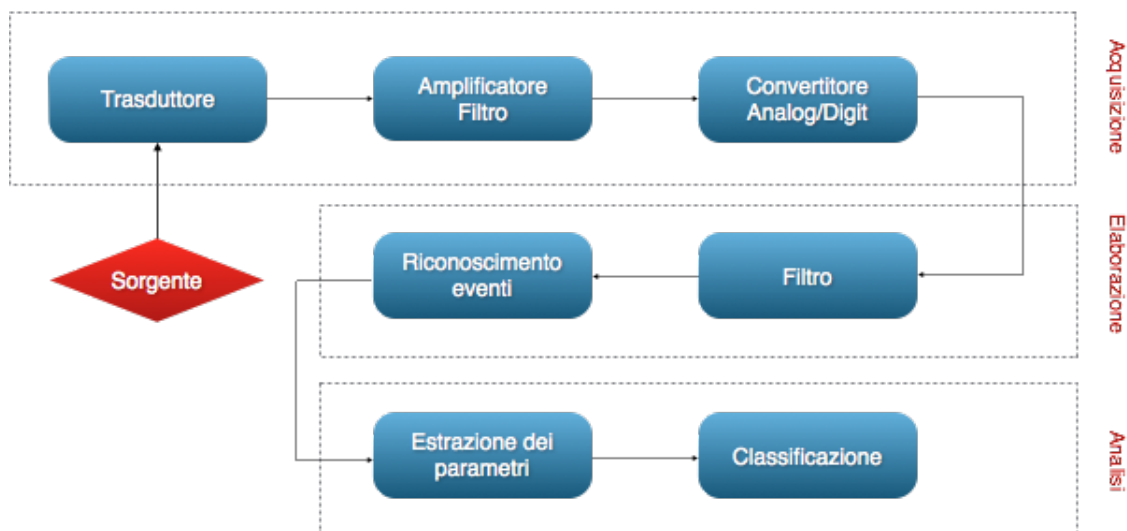


Figura 1.2: Diagramma a blocchi di una generica catena di acquisizione

I sistemi di acquisizione possono essere suddivisi in due principali categorie: *PC-based* e sistemi *embedded*: mentre nel primo caso l'apparato di elaborazione è esterno a quello di acquisizione (ad esempio un computer), nel secondo entrambi gli apparati sono integrati in un unico dispositivo portatile [1]. Ovviamente quest'ultima categoria di strumenti possiede l'enorme vantaggio di essere estremamente di più facile utilizzo anche da parte di utenti non qualificati, oltre ai minor costi di produzione e l'agevolazione nel trasporto.

1.1.1 Segnale elettrocardiografico (ECG)

Il compito dell'elettrocardiografia è quello di registrare, analizzare e interpretare gli impulsi elettrici provenienti dal cuore nel corso della sua attività. Questi impulsi sono registrati attraverso elettrodi posti sul torace o sugli arti o direttamente sulla superficie cardiaca e poi inviati ad un elettrocardiografo che ha il compito di graficarne l'andamento temporale.

Il tracciato dell'ECG ha un andamento periodico pressoché costante nel tempo, dove ogni ciclo è caratterizzato da diversi tratti denominati *onde* (P, Q, R, S e T) mostrate in Figura 1.3. In questa trattazione tralasciamo il significato clinico delle onde e della loro composizione.

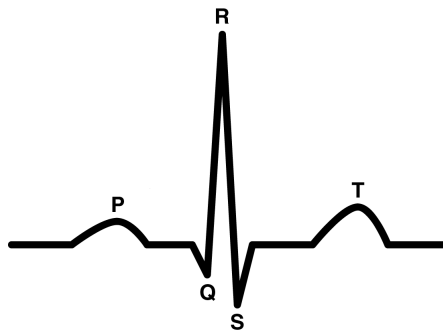


Figura 1.3: Singolo ciclo cardiaco formato dalle diverse onde

I segnali elettrici provenienti da un ECG hanno ampiezze tra 0.5 mV e 5 mV con un range di frequenze che vanno circa da 0.05 Hz fino a 100 Hz [1]. A causa di questi valori relativamente bassi, il segnale è inevitabilmente affetto da un rumore di fondo che bisogna necessariamente ripulire tramite filtraggio per avere un'informazione utile ai fini diagnostici.

Inoltre, a causa delle basse tensioni rilevate, occorre amplificare il segnale in modo tale che possa essere poi digitalizzato e rappresentato su un display. Qualora la conversione comporti nuovamente un disturbo del segnale, nella fase di elaborazione viene utilizzato un ulteriore filtro.

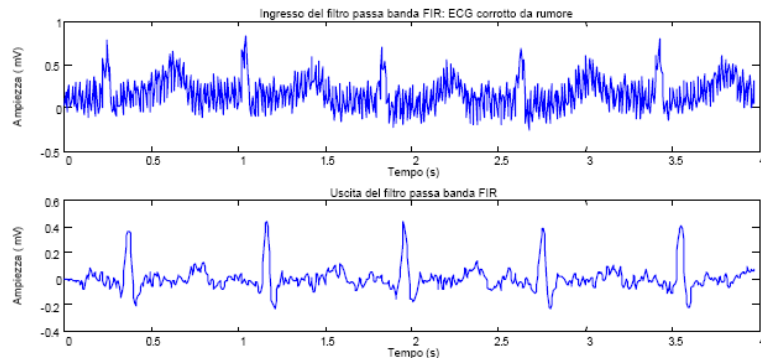


Figura 1.4: ECG affetto da rumore (in alto) e ECG filtrato (in basso)

1.1.2 Amplificazione

Intuitivamente, un amplificatore è un circuito che ha il compito di produrre un segnale in uscita con ampiezza maggiore e proporzionale a quella d'ingresso per renderlo utilizzabile dai successivi elementi della catena di acquisizione. Il rapporto tra l'ampiezza in uscita e quella in entrata viene definita *guadagno dello stadio di amplificazione*. Generalmente, in ambito biomedico, vengono amplificate tensioni in ingresso, dell'ordine dei millivolt o microvolt, fino a valori dell'ordine di qualche volt [1].

1.1.3 Rumore di fondo e filtraggio

Spesso i segnali biomedici, compreso l'ECG, sono affetti da rumori di fondo dovuti all'acquisizione di componenti non interessate causate dal movimento degli elettrodi, da interferenze esterne (interferenze elettromagnetiche) o da interferenze della strumentazione stessa. Come sopra citato, è necessario quindi realizzare particolari circuiti elettronici atti a ripulire il segnale eliminando i disturbi che porterebbero ad un'errata lettura della misura.

I filtri si distinguono in analogici/digitali e attivi/passivi: mentre filtri attivi sono composti da amplificatori operazionali (componenti attivi) e reti di reazione RC, i filtri passivi sono realizzati con soli componenti passivi (resistori, induttori, condensatori ecc). Attualmente si prediligono i filtri attivi per termini di costo, prestazioni e semplicità di progettazione.

I filtri si suddividono in quattro principali categorie:

- Passa-basso: eliminano le componenti ad alta frequenza;
- Passa-alto: eliminano le componenti a bassa frequenza;
- Passa-banda: sono una combinazione dei due precedenti;
- Elimina-banda (notch): eliminano singole componenti di frequenza nota.

Per la realizzazione dei filtri è necessario tenere conto di diversi fattori nella fase di progettazione. Tra questi citiamo alcuni dei più rilevanti:

- Frequenza di taglio (*cutoff frequency*): frequenza alla quale il segnale d'uscita subisce un'attenuazione di $1/\sqrt{2}$, o 3 dB, rispetto al segnale d'entrata;
- Banda passante: regione di frequenze al di sopra della frequenza di taglio;
- Banda soppressa: regione di frequenze al di sotto della frequenza di taglio;
- Attenuazione: definita come il reciproco del guadagno.

1.2 Implementazione wireless di segnali biomedici

Attualmente, la maggior parte dei sensori biomedici sono connessi ai dispositivi di acquisizione tramite cavo. Ciò comporta ovviamente notevoli limitazioni:

- motorie: il paziente è costretto a recarsi in una struttura medica;
- logistiche: è necessaria la presenza di personale specializzato per la preparazione dell'apparato;
- economiche: strumentazione costosa e altamente specifica.

Con le moderne tecnologie wireless e i bassi costi di produzione, al giorno d'oggi si sta osservando una maggior diffusione di dispositivi senza fili anche in campo biomedico. In questo ambito, la ricerca mondiale si sta indirizzando sempre più verso l'implementazione di sistemi di acquisizione integrati da impiantare direttamente nel paziente. Risulta facile immaginare i benefici che questi porterebbero in scala globale: il paziente non sarebbe più costretto a recarsi in una struttura ospedaliera ma la diagnosi si potrebbe effettuare

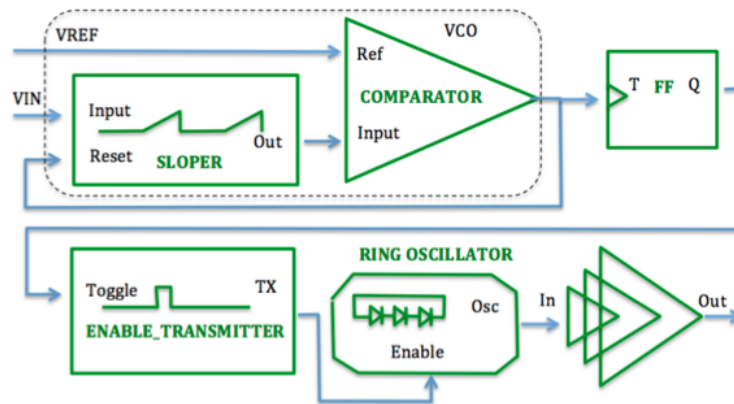


Figura 1.5: Circuito logico della scheda wireless

direttamente dal medico di base per un accertamento, o anche nella propria abitazione, e non verrebbero più richieste attrezzature specifiche ma sarebbe sufficiente un qualsiasi ricevitore compatibile con un determinato protocollo wireless.

1.3 Caratteristiche del trasmettitore

Il dispositivo è stato progettato per leggere segnali provenienti da un sensore biomedico (ECG), codificarli per mezzo di un trigger asincrono e infine inviarli attraverso un trasmettitore UWB. La banda è stata scelta di 403 MHz poiché è la frequenza in cui il corpo umano, composto principalmente da acqua, causa la minima attenuazione di onde elettromagnetiche. Questa accortezza permetterebbe, oltretutto, l'impianto *in-vivo* all'interno del paziente [2].

Altri circuiti simili sono stati eseguiti recentemente presso l'*Istituto Italiano di Tecnologia* di Torino o al *Science and Technology Facility Council* del Rutherford Appleton Laboratory in Gran Bretagna.

1.3.1 Lettura e codifica del segnale

La codifica del segnale è basata sul modulatore *Sigma-Delta* che, attraverso un **VCO** (*Voltage Controlled Oscillator*), converte il voltaggio d'uscita del sensore in shift di frequenza.

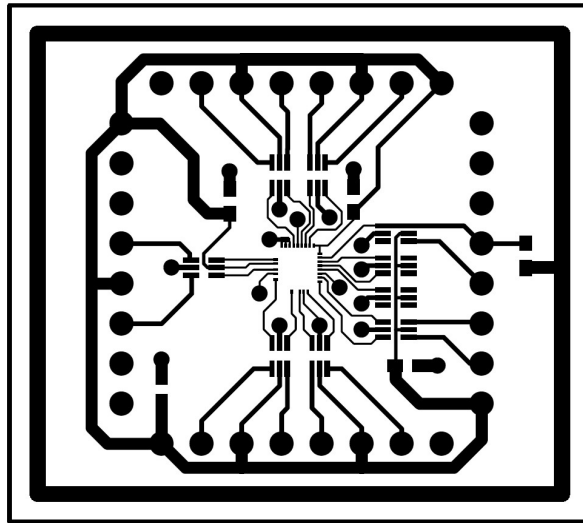


Figura 1.6: Circuito del trasmettitore in fase di realizzazione presso il laboratorio di elettronica del dipartimento di Fisica dove si può notare il prototipo dell'antenna slot sul perimetro della scheda

Il VCO è composto da un circuito integratore e da un comparatore; l'integratore (denominato **Sloper**) genera una rampa di tensione in funzione del tempo che parte dalla tensione in ingresso V_{IN} (variabile) proveniente dal sensore fino ad una tensione di soglia V_{REF} settata a 2V. Quando la rampa raggiunge V_{REF} il comparatore resetta lo Sloper che ricomincia ad integrare la rampa sempre fino al successivo raggiungimento di V_{REF} . L'informazione viene quindi convertita da una variazione di tensione del sensore in una variazione di frequenza attraverso il VCO. Un circuito di Toggle viene attivato quando l'onda a dente di sega raggiunge il suo picco (V_{REF}) e disattivato al picco successivo, generando un'onda quadra molto più stabile di semi-periodo uguale al periodo della rampa. A sua volta un circuito Enabler genera due segnali monostabili di circa 100 ns in corrispondenza dell'accensione e dello spegnimento del Toggle il quale attiva un Ring Oscillator oscillante a circa 400 Mhz. Infine il segnale viene inviato al Trasmettitore collegato alla microantenna. La differenza di tensione in funzione del tempo del sensore si tramuta in una traslazione temporale dell'attivazione dell'Enabler e quindi del Ring Oscillator. Il segnale uscente dal Trasmettitore è perciò formato da pacchetti di informazioni contenenti onde ad alta frequenza, ed essendo questi pacchetti relativamente distanti tra loro nel tempo, il circuito è per gran parte in stato di off, quindi ha un bassissimo assorbimento di potenza [2].

Capitolo 2

Tecniche di trasmissione Wireless

2.1 Trasmissione Ultra Wide Band

La trasmissione Ultra Wide Band (UWB) è una nuova tecnica che permette il trasferimento di dati digitali senza fili con un basso livello di potenza ma sfruttando un ampio spettro di frequenze. Questa tecnologia sfrutta lo spettro delle *microonde*, cioè le frequenze comprese tra 1 GHz e 30 GHz, alle quali corrispondono lunghezze d'onda nel vuoto che vanno da 30 cm a 1 cm. Ciò permette una trasmissione di dati ad altissima velocità a discapito di distanze relativamente brevi, anche se esistono applicazioni UWB nel campo dei radar e di sistemi di localizzazione radio a più lunga distanza [6].

Storicamente, lo sviluppo della tecnologia UWB cominciò nel 1962 da parte dell'esercito degli Stati Uniti per scopi militari sebbene, grazie alla sua architettura, probabilmente andrà a diffondersi in scala mondiale in dispositivi d'utilizzo commerciale, magari sostituendo le tecnologie odierne come l'802.11 (Wi-Fi), Bluetooth e altre [9].

Il meccanismo fondamentale dei dispositivi UWB, a differenza dei dispositivi wireless tradizionali, è l'utilizzo di impulsi di breve durata con un duty cycle sufficientemente basso da poter distribuire l'energia trasmessa su una banda piuttosto ampia. In altre parole, questi impulsi altro non sono che pacchetti che si estendono su un'ampia larghezza di banda invece di essere confinati all'interno di un dato canale.

2.1.1 Caratteristiche dei sistemi Ultra-WideBand

La peculiarità fondamentale dei sistemi Ultra-WideBand è per l'appunto l'impiego di un'ampia banda dello spettro, grazie alla quale si distinguono dai sistemi *narrowband* e *wideband* (come ad esempio l'attuale tecnologia 3G per le applicazioni cellulari).

Oltre a questo aspetto i sistemi UWB offrono notevoli vantaggi [3]:

- Alta velocità di trasmissione (circa 100 Mb/s per distanze fino a 50 m);
- Basso consumo di potenza;
- Alta tolleranza alle interferenze esterne;
- Può utilizzare la stessa banda di altri dispositivi senza interferire;
- Semplicità e costi minori.

2.1.2 Applicazioni

Dal momento che il fulcro dei sistemi UWB è l'utilizzo di potenze molto ridotte, le loro applicazioni sono destinate fondamentalmente all'impiego indoor e/o short range. D'altra parte, come evidenziato nel paragrafo precedente, questi dispositivi permettono la realizzazione di reti con bit rate molto veloci e data rate piuttosto grandi. Ciò consente di scambiare dati tra dispositivi portatili, come l'attuale Bluetooth, di controllare ad esempio monitor e display senza fili, la realizzazione di reti WPAN (Wireless Personal Area Network) tra più computer ecc. Altri tipi di applicazioni si possono identificare in sistemi di localizzazione indoor, ad esempio per centri commerciali e ospedali.

Mostriamo alcuni esempi possibili per l'impiego di sistemi UWB, sia in ambito commerciale che militare:

Commerciale:

- High Speed LAN/WAN (> 20 Mbps) per Laptop e Desktop PC [3] [9]: connessione con periferiche esterne come hard disk, scanner, fotocamere, stampanti ecc.
- Dispositivi mobile: scambio di file multimediali come immagini, video, e file audio tra due o più device;

- Posizionamento, localizzazione e geolocalizzazione di precisione (sensori di distanza, radar civili);
- Altimetri per aviazione;
- Comunicazione a breve distanza;
- Intrusion Detection (sensori di movimento).

Militare:

- Radar;
- Covert Communications;
- Intrusion Detection;
- Geolocalizzazione di precisione;
- Data links.

2.2 Antenne

Per antenna si definisce un trasduttore, generalmente formato da materiale conduttore, in grado di trasformare energia elettromagnetica guidata in una linea di trasmissione in energia elettromagnetica irradiata nello spazio (antenna trasmittente), o viceversa (antenna ricevente). Ovviamente è possibile realizzare un'enorme varietà di antenne a seconda dell'impiego a cui sono destinate.

La prima distinzione che si può fare è tra antenne a singola banda e antenne multibanda. Le prime, come suggerisce il nome, sono ottimizzate per la trasmissione e ricezione di una specifica banda, mentre le seconde sono in grado di lavorare su più bande a discapito però delle singole ampiezze di queste ultime.

Una seconda distinzione significativa si ha tra antenne direzionali e omnidirezionali. Le prime, concentrando tutta l'energia in un angolo solido molto ridotto, hanno il vantaggio di una trasmissione a lungo raggio ma l'antenna ricevente deve essere ben allineata con la trasmittente. D'altra parte, le antenne direzionali irradiano pressoché omogeneamente nello spazio ma, dovendo ripartire l'energia in un ampio angolo solido,

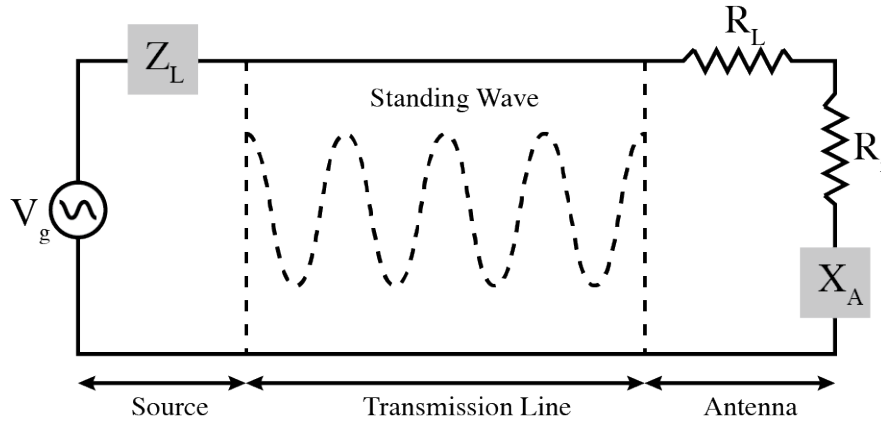


Figura 2.1: Circuito equivalente di Thevenin di un'antenna in trasmissione

si prestano solo per trasmissioni a corto raggio [5]. Il lavoro illustrato in questa tesi si riferisce ad antenne a singola banda omnidirezionali.

Caratteristiche delle antenne

Un'antenna è descrivibile come un circuito in corrente alternata attraverso il teorema di Thevenin e di Norton, dove la sorgente è rappresentata da un generatore ideale di impedenza Z_g e Z_A rappresenta il carico secondo la formula:

$$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A \quad (2.1)$$

dove R_L indica la resistenza di carico dovuta alla conducibilità e al dielettrico caratteristici dell'antenna, mentre R_r si riferisce alla *resistenza di radiazione*, definita come il rapporto tra la potenza irradiata e il quadrato della corrente efficace massima: $R_r = P_i/I$. Infine, la reattanza X_A rappresenta la parte immaginaria dell'impedenza associata alla radiazione dell'antenna [5]. In condizioni ideali, l'energia prodotta dal generatore dovrebbe essere totalmente trasferita alla resistenza di radiazione R_r , il che significa che tutta l'energia fornita dalla sorgente viene irradiata.

2.2.1 Tipi di antenne

- Antenne a filo: sono tra le antenne più comuni che si possono trovare praticamente in qualunque dispositivo radio. Sono costituite da un filo che può essere sagomato

in forma circolare, quadrata, rettangolare o a spirale.

- Aperture antenna: sono antenne con forme geometriche più complesse, ad esempio coni, cilindri o parallelepipedi. Sono destinate all'uso ad alte frequenze. Trovano grandissimo impiego nel campo aerospaziale.
- Microstrip antenna: formate da una patch metallica posta su di un substrato dielettrico con un piano di massa. La patch può avere svariate forme geometriche anche se le principali sono quelle cilindriche e quadrate per semplicità di fabbricazione e calcolo della frequenza di risonanza. Grazie alle moderne tecniche di printing su PCB, sono estremamente economiche e di piccole dimensioni, così da poter essere implementate su un'infinità di superfici (come velivoli, satelliti, automobili) o all'interno di dispositivi mobile.
- Antenne array: qualora un singolo elemento non sia sufficiente a soddisfare le esigenze di una determinata applicazione, è possibile realizzare aggregati di singole componenti irradianti. La disposizione di questi ultimi può essere tale che le singole radiazioni si vadano a sommare per avere precisi massimi e minimi d'intensità in particolari direzioni piuttosto che altre.
- Altri tipi di antenna: esiste una moltitudine di altre tipologie di antenne che non verranno qui analizzate, come le antenne riflettenti e lenticolari, le quali hanno rispettivamente impieghi aerospaziali e di altissima direzionalità.

2.3 Parametri di Scattering

I parametri di Scattering (o semplicemente parametri S) sono gli elementi della matrice di scattering che descrivono il comportamento elettrico di trasmissione e riflessione di un'onda elettromagnetica piana incidente su di una discontinuità, in termini di perdita di potenza. Essi vengono utilizzati principalmente per lo studio di sistemi ad alte frequenze (indicativamente sopra l'ordine dei GHz), e per questo motivo sono i parametri che verranno presi in considerazione per lo studio delle geometrie delle micro-antenne in termini di potenza trasmessa e riflessa.

Si consideri una qualunque rete elettrica arbitrariamente complessa formata da componenti elettrici (resistori, condensatori, induttori) a *parametri concentrati* (ovvero le cui

grandezze fisiche sono relativamente piccole da poterne trascurare la geometria) costituita da N -*porte*. La matrice di Scattering avrà allora N^2 coefficienti complessi adimensionali che rappresentano un'ampiezza e una fase.

2.3.1 Richiami delle linee di trasmissione

Consideriamo innanzitutto una generica linea di trasmissione chiusa come mostrato in Figura 2.2.

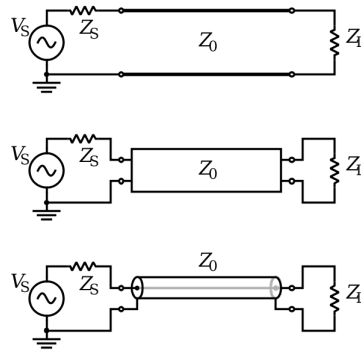


Figura 2.2: Linea di trasmissione

Per linea di trasmissione si può intendere un comune conduttore che mette in collegamento un generatore (V_s in figura) ed un generico carico (Z_L), come ad esempio un cavo che collega un'antenna ad un trasmettitore. I fasori della tensione e della corrente in funzione della lunghezza l della linea sono dati dalle cosiddette **equazioni dei telegrafisti** [6] [7]

$$\begin{aligned} V(l) &= V^+ e^{j\beta l} + V^- e^{-j\beta l} \\ I(l) &= \frac{V^+}{Z_0} e^{j\beta l} - \frac{V^-}{Z_0} e^{-j\beta l} \end{aligned} \quad (2.2)$$

dove $\beta = 2\pi/\lambda$ è la costante di fase e λ la lunghezza d'onda del segnale. V^+ e V^- sono rispettivamente i fasori dell'onda incidente e dell'onda riflessa in corrispondenza delle due discontinuità ai capi della linea.

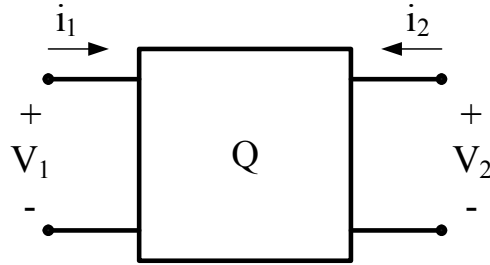


Figura 2.3: Schema di un quadripolo

Poiché la potenza risulta costante lungo l'intera linea, per semplicità di calcolo la si valuta per $l = 0$ [7]:

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{2} \Re\{VI^*\} = \frac{1}{2} \Re\left\{(V^+ + V^-) \left(\frac{V^{+*}}{Z_0} - \frac{V^{-*}}{Z_0}\right)\right\} \\ &= \frac{1}{2Z_0} (|V^+|^2 - |V^-|^2) \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.3.2 Quadripolo

Si consideri ora un generico quadripolo Q lineare (Figura 2.3) per il quale vengono definite le grandezze:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

dove $i = 1, 2$ e a_i e b_i sono grandezze proporzionali ai fasori dell'onda incidente e dell'onda riflessa sulla i -esima porta.

Ricavando ora V_i e I_i e andando a sostituire nelle 2.4 si ottiene:

$$\begin{aligned} V_i &= \sqrt{Z_0}(a_i + b_i) \\ I_i &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_i - b_i) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Si supponga adesso di collegare il suddetto quadripolo Q a due linee di trasmissione di impedenza caratteristica Z_0 .

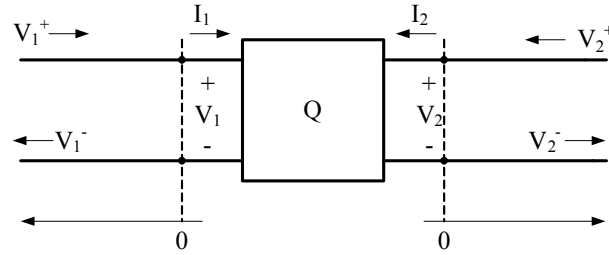


Figura 2.4: Schema di un quadripolo collegato alle linee di trasmissione in ingresso e in uscita

Ricordando le equazioni dei telegrafisti 2.2 dove la variabile l è la lunghezza della linea di trasmissione, in prossimità delle porte (ovvero per $l = 0$) si ottiene:

$$\begin{aligned} V_i &= V^+ + V^- \\ I_i &= \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0} \end{aligned} \quad (2.6)$$

$i = 1, 2$. Ricavando $Z_0 I_i = V_i^+ - V_i^-$ i termini a_i e b_i risultano quindi:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i^+ + \cancel{V_i^-} + V_i^+ - \cancel{V_i^-}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Andando a sostituire i valori della 2.7 nella 2.3 possiamo calcolare la potenza sulle linee di trasmissione e quindi la potenza entrante nella porta 1 e uscente nella porta 2:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{2} (|a_1|^2 - |b_1|^2) = P_{IN} \\ P_2 &= \frac{1}{2} (|a_2|^2 - |b_2|^2) = -P_{OUT} \end{aligned} \quad (2.8)$$

A questo punto si possono definire i parametri S come coefficienti di proporzionalità che esprimono i b_i in funzione degli a_i , in particolare [7]:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.9)$$

2.3.3 N-porte

Per un generico N-porte tutti i termini b_i si posso scrivere in forma vettoriale $\underline{b} = S \underline{a}$, dove S è la *matrice di Scattering* [6] [7]:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & \dots & \dots & S_{2n} \\ S_{n1} & \dots & \dots & S_{nn} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Allora i parametri S risultano definiti come:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} \quad (2.11)$$

2.3.4 Modello a parametri S di un'antenna

Gli scopi preposti per questo lavoro sono quelli di creare un'antenna per alte frequenze (3 GHz) sfruttando le grandezze parassite dei conduttori. Intuitivamente, quello che si richiede, perciò, è che la potenza proveniente dal generatore venga, idealmente, totalmente trasmessa; in altri termini si vuole ridurre il più possibile l'onda riflessa all'interno dell'antenna e della linea di trasmissione.

Si ipotizzi un'antenna come un quadripolo a due porte e se ne ricavino i parametri S . Se si impone la condizione per cui l'onda incidente sulla porta 2 sia nulla, ovvero $a_2 = 0$, allora questa si verifica solo nel caso in cui la porta 2 sia chiusa su di un carico Z_L pari all'impedenza caratteristica Z_0 e il coefficiente di riflessione diventa, applicando le 2.7,

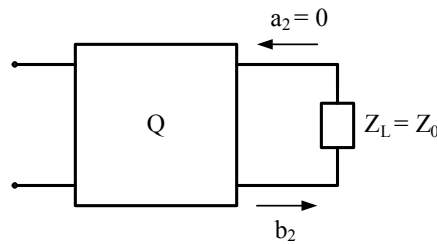


Figura 2.5: Schema di un quadripolo con un carico di impedenza Z_0 sulla porta 2

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} \quad (2.12)$$

dove Z_{IN} è l'impedenza di ingresso del circuito a monte del quadripolo. Il quadripolo si dice allora *adattato* se vale:

$$S_{11} = 0 \Leftrightarrow Z_{IN} = Z_0 \quad (2.13)$$

e si ha, dunque riflessione nulla (o trasmissione totale).

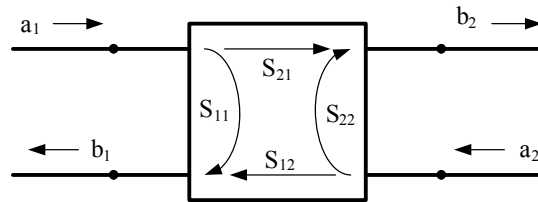


Figura 2.6: Rappresentazione del significato fisico dei parametri S per un generico quadripolo

In fase di progettazione, quindi, l'antenna deve essere *accordata in impedenza* rispetto al generatore. Se così non fosse, si avrebbe allora una perdita di potenza dovuta alla riflessione dell'onda incidente e quindi un calo di prestazioni in termini di irraggiamento. Nel capitolo successivo infatti verrà mostrato come, attraverso simulazioni software, lo studio si sia fatto ricercando il valore più basso possibile di S_{11} valutando un'opportuna resistenza da interporre tra l'antenna e il generatore per avere un matching di impedenza tra i due [6] [7].

Capitolo 3

Progettazione delle geometrie

3.1 Ambiente di lavoro

La simulazione delle micro-antenne è stata svolta interamente per mezzo del software Microwave Office[®] di AWR Corporation (Advancing The Wireless Revolution[®]), società di National Instruments Company[™]. La suite Microwave Office è un software per la pro-

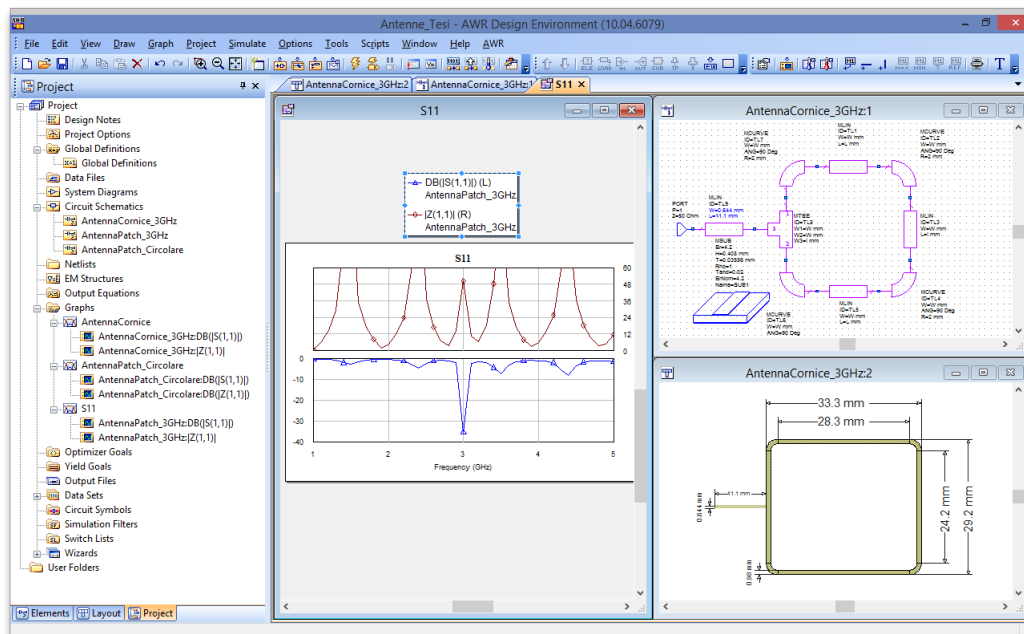


Figura 3.1: Ambiente di lavoro AWR Design Environment 10.04

gettazione di tutti i tipi di circuiti RF e a microonde, specializzato sulle alte frequenze. Esso permette di effettuare, in maniera piuttosto intuitiva, il disegno del circuito schematico, simulazioni elettromagnetiche (EM) e disegno CAD della geometria tridimensionale del prodotto [8].

3.2 Metodi

La progettazione di ogni singola antenna è stata divisa in tre fasi principali:

- Realizzazione del circuito schematico;
- Disposizione geometrica delle microstrisce (o microstrip line);
- Simulazione finale

3.2.1 Realizzazione del circuito

La realizzazione logica è fondamentalemente la fase cruciale della progettazione ove è necessario inserire tutti i parametri costruttivi che verranno utilizzati nella realizzazione fisica, quali:

- definizione dei parametri del substrato;
- definizione dei parametri delle microstrip line;
- disposizione logica e collegamento delle microstrip line;
- definizione dei parametri della *porta* per la simulazione.

Substrato

Il substrato è l'elemento sul quale verrà stampato il PCB, e quindi le microstrip line che formeranno l'antenna e i collegamenti tra i componenti. Inoltre, la superficie inferiore è interamente ricoperta dal *piano di massa*, ovvero uno strato metallico che ha la funzione di collegare a massa i componenti sovrastanti il substrato. Essendo il generatore collegato al piano di massa e alle microstrisce, la corrente prodotta viene fatta oscillare tra i due generando un campo elettrico variabile nel tempo. Altra funzione del piano di

Tabella 3.1: Parametri del substrato

Parametro	Descrizione	Grandezza
ϵ_r	Costante dielettrica relativa	
H	Spessore del substrato	Lunghezza
T	Spessore del conduttore	Lunghezza
ρ	Resistività metallica normalizzata all'oro	
$\tan\delta$	Tangente di dispersione del dielettrico	
ϵ_{rNorm}	Costante dielettrica relativa nominale	

massa è quindi permettere la creazione di un'onda elettromagnetica di lunghezza d'onda proporzionale alle dimensioni della microstriscia. Esso è caratterizzato dai parametri riassunti in Tabella 3.1 e rappresentati graficamente in Figura 3.2.

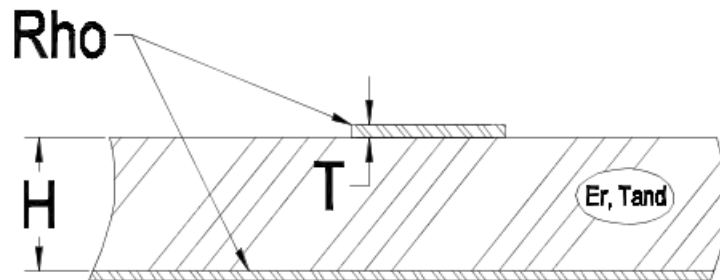


Figura 3.2: Topologia del substrato

Come substrato è stato utilizzato lo standard FR4 i cui parametri sono tabulati in Tabella 3.2

Microstrip Line

Le microstrip line (o microstrisce) sono sottili strati di materiale conduttore che vengono stampate (con varie tecniche a seconda del produttore) sul substrato per formare il PCB in cui verranno poi saldati i componenti elettronici. Sono proprio i parametri intrinseci delle microstrisce che si andranno a sfruttare per le simulazioni elettromagnetiche. Come parametri vengono dati le dimensioni in larghezza e lunghezza e, nel caso di curve, l'angolo e il raggio della curva.

Tabella 3.2: Parametri del substrato FR4

Parametro	Valore
Er	4.2
H	0.408 - 1.6 mm
T	0.03556 mm
Rho	1
Tand	0.02
ErNorm	4.2

Porta

Nella realizzazione del circuito logico è necessario inserire una *porta* ai fini della simulazione. Si tratta di un generatore virtuale con annesso tutto il circuito a monte dell'antenna. Esso è ciò che produrrà il segnale da simulare nel range di frequenze scelto e richiede come parametro l'impedenza di uscita dal circuito. L'impedenza dell'antenna, per la teoria enunciata nella sezione 2.3, dovrà quindi coincidere con l'impedenza selezionata sulla porta in modo da avere la massima efficienza. Per l'impedenza del generatore è stato adottato lo standard a 50Ω , il quale è il valore a cui si riferisce il matching dell'impedenza indicata come Z_{11} , ovvero l'impedenza vista sulla porta 1 nello schema del quadripolo.

3.2.2 Disposizione geometrica e simulazione

La realizzazione logica del circuito si limita solamente alla definizione dei parametri costruttivi e al numero di microstrisce che si andranno ad utilizzare e alle loro dimensioni, ma non alla loro disposizione geometrica sul PCB. Purtroppo in letteratura non esistono formule precise per il calcolo delle geometrie, se non per quelle estremamente semplici come la patch rettangolare. Per geometrie più esotiche si è dovuto procedere per prove empiriche, prendendo spunto da modelli già realizzati da ottimizzare per le frequenze e impedenze richieste.

Anche se il lavoro è presentato come diviso in punti ben distinti e schematici, in realtà le fasi di realizzazione del circuito logico, di disposizione geometrica e di simulazione sono dovute procedere di pari passo, poiché la variazione di ogni singolo parametro porta a cambiamenti radicali nell'intera simulazione.

3.3 Modello a patch rettangolare

La prima geometria che è stata studiata è quella a patch rettangolare, per la sua semplicità di realizzazione e per la presenza di formule note in letteratura. Per questo tipo

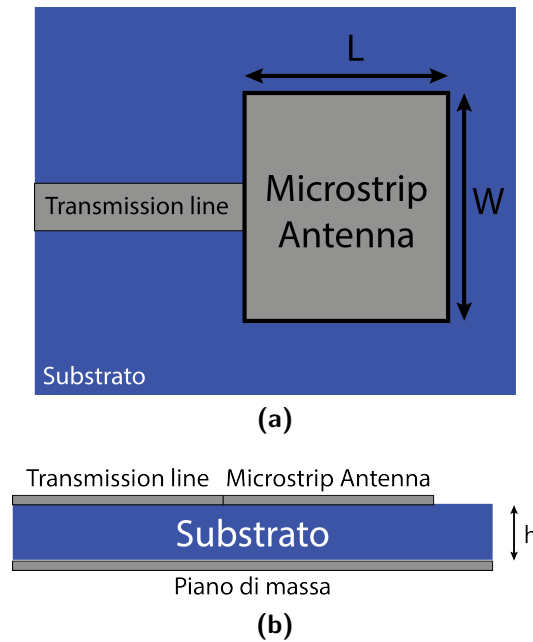


Figura 3.3: Vista superiore (a) e laterale (b) dell'antenna a patch rettangolare

di antenna, il centro della frequenza di lavoro è ben approssimata da:

$$f_c \approx \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}} \quad (3.1)$$

L'equazione mostra come la frequenza sia dipendente solo a L , in particolare, inserendo i parametri utilizzati, l'antenna deve avere una lunghezza $\lambda/4$. Il termine W entra in gioco invece nel calcolo dell'impedenza poiché maggiore è la superficie del conduttore, minore è la resistenza, in accordo con la legge di Ohm [10] [4].

In Figura 3.4 è mostrata la geometria dell'antenna. Come si può vedere, è presente una linea di trasmissione che collega il generatore all'antenna di notevoli dimensioni: essa ha lo scopo di accordare in impedenza l'antenna con il generatore; in altri termini va a sostituire un resistore collegato in serie tra i due elementi in modo da minimizzare la riflessione dell'onda incidente.

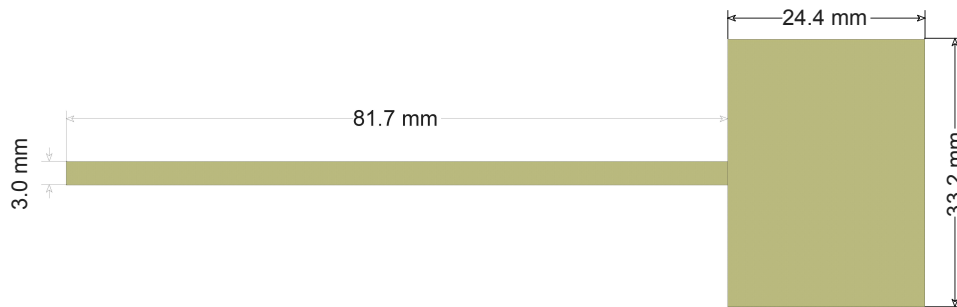


Figura 3.4: Geometria dell'antenna a patch rettangolare

3.4 Modello slot

La seconda geometria analizzata è simile a quella della patch rettangolare ma cava. Essendo perimetralmente di dimensioni paragonabili a quella a patch rettangolare, il modello a slot presenta il vantaggio di poter contenere il circuito elettronico del trasmettitore al suo interno. Una prima simulazione è stata effettuata con substrato FR4 con parametri tabulati in Tabella 3.2. Una seconda simulazione poi è stata ripetuta sempre con un substrato FR4 ma con uno spessore del dielettrico di 1.6 mm.

In Figura 3.5 è rappresentata la geometria dell'antenna slot per il substrato con dielettrico di spessore 0.408 mm e in Figura 3.6 quella per dielettrico di spessore 1.6 mm. In Figura 4.2 sono riportati gli andamenti di S_{11} e di Z_{11} in funzione della frequenza.

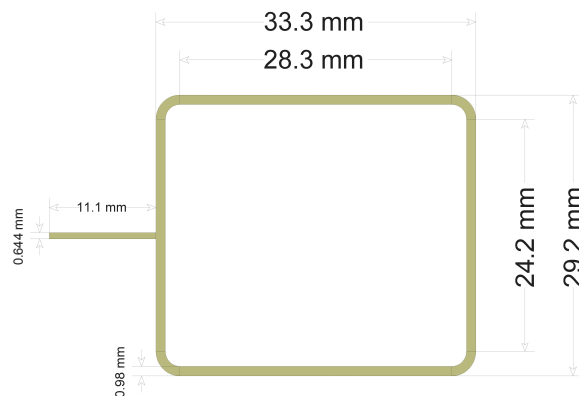


Figura 3.5: Geometria dell'antenna a patch cava per substrato con spessore del dielettrico di 0.408 mm

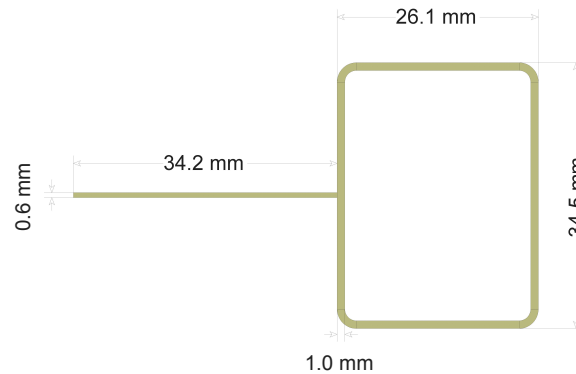


Figura 3.6: Geometria dell'antenna a patch cava per substrato con spessore del dielettrico di 1.6 mm

3.5 Modello inverted F

Questo tipo di antenna è uno dei più comuni nelle applicazioni cellulari poiché di dimensioni notevolmente ridotte e di realizzazione estremamente semplice. Dal punto di vista pratico è una semplice microstriscia di lunghezza complessiva pari a circa un quarto della lunghezza d'onda [4]. Con un semplice calcolo si ottiene:

$$L \approx \lambda/4 \approx 25 \text{ mm} \tag{3.2}$$

$$L = h + s + t \quad h \ll \lambda$$

dove h , s e t sono mostrati in Figura 3.7. Anche per quest'antenna si sono eseguite due simulazioni: una con spessore del dielettrico di 0.408 mm e un'altra con spessore di 1.6 mm

3.6 Modello a farfalla

L'ultima geometria studiata è quella dell'antenna a farfalla. Sebbene questo nome sia comunemente utilizzato per indicare antenne a *dipolo*, quella presentata in questa sezione è un'antenna *monopolo* [4]; in realtà altro non si tratta che di una variazione dell'antenna rettangolare descritta in sezione 3.3. Per questa geometria si è cercato di ridurre la superficie utilizzata sostituendo ad un rettangolo due quarti di circonferenza simmetrici

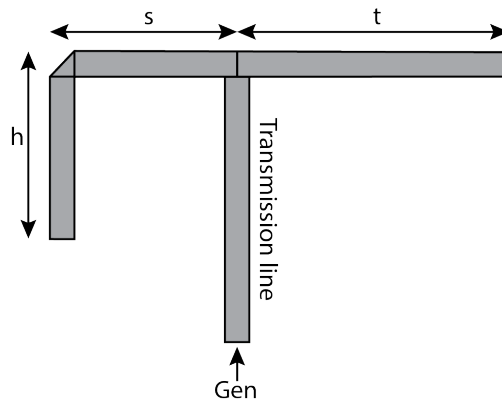


Figura 3.7: Schema di un'antenna a modello Inversed F

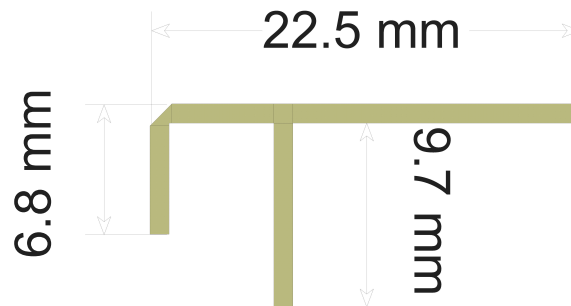


Figura 3.8: Geometria antenna Inverted F con substrato di spessore 0.408 mm

di raggio pari circa ad un quarto della lunghezza d'onda. Si è poi aggiunta la solita linea di trasmissione per il matching dell'impedenza.

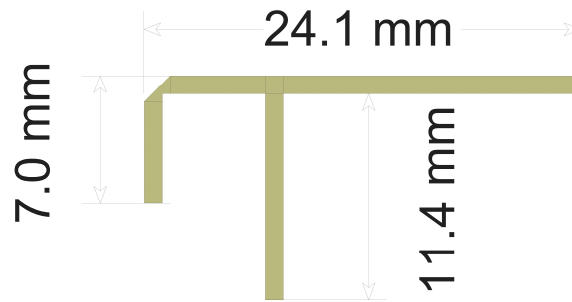


Figura 3.9: Geometria antenna Inverted F con substrato di spessore 1.6 mm

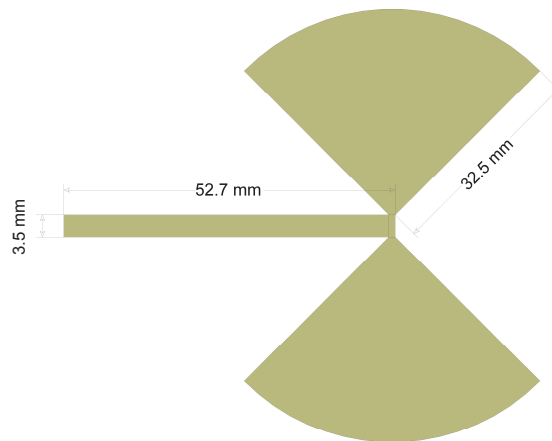


Figura 3.10: Geometria antenna antenna a farfalla

Capitolo 4

Risultati delle simulazioni

In questo capitolo sono riportate le simulazioni del parametro di Scattering S_{11} e dell'impedenza Z_{11} in funzione della frequenza. Il grafico S_{11} rappresenta il *coefficiente di riflessione*, cioè il rapporto tra onda riflessa e onda incidente. Convenzionalmente questa quantità viene espressa in decibel, definito come

$$1 \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{V^-}{V^+}$$

quindi, ad esempio, un valore $|S_{11}| = -40 \text{ dB}$ indica che l'onda riflessa è 0.01 volte l'onda incidente.

Inizialmente la realizzazione del progetto era destinata ad un substrato da 0.4 mm di spessore. In corso d'opera però, per ragioni del costruttore, si è presentata come possibile opzione l'adozione di un substrato di 1.6 mm. Per questo motivo, le simulazioni già effettuate sul primo substrato sono state ripetute su quello nuovo, andando opportunamente a correggere le relative geometrie. Si è deciso di riportare solo le simulazioni per il modello a slot e quello inverted F, poiché più adeguate ai fini della miniaturizzazione, e scartare gli altri due modelli a causa dell'ingente superficie che essi richiedono.

4.1 Patch rettangolare

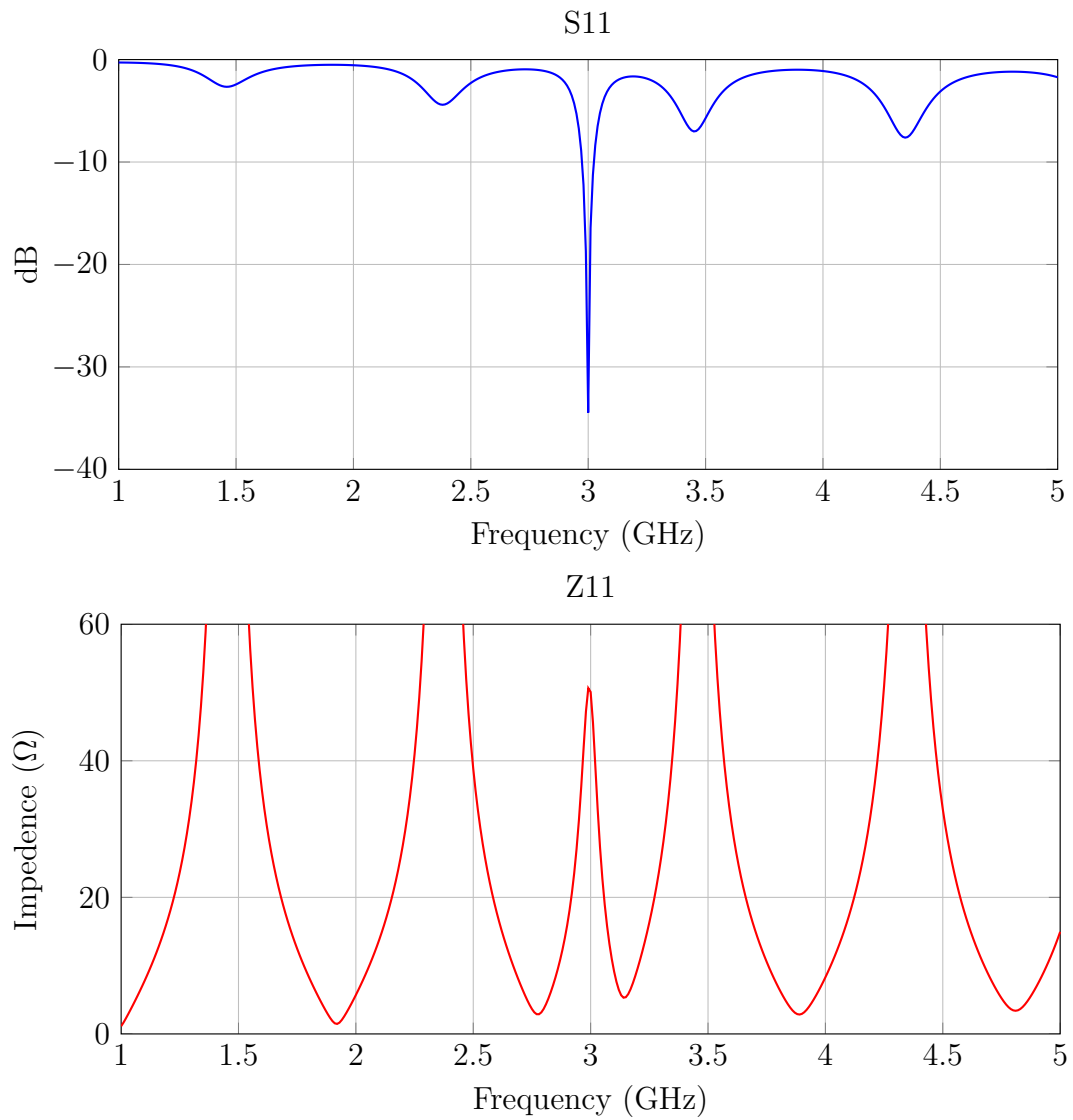


Figura 4.1: Simulazione dell'antenna a patch rettangolare

4.2 Modello slot

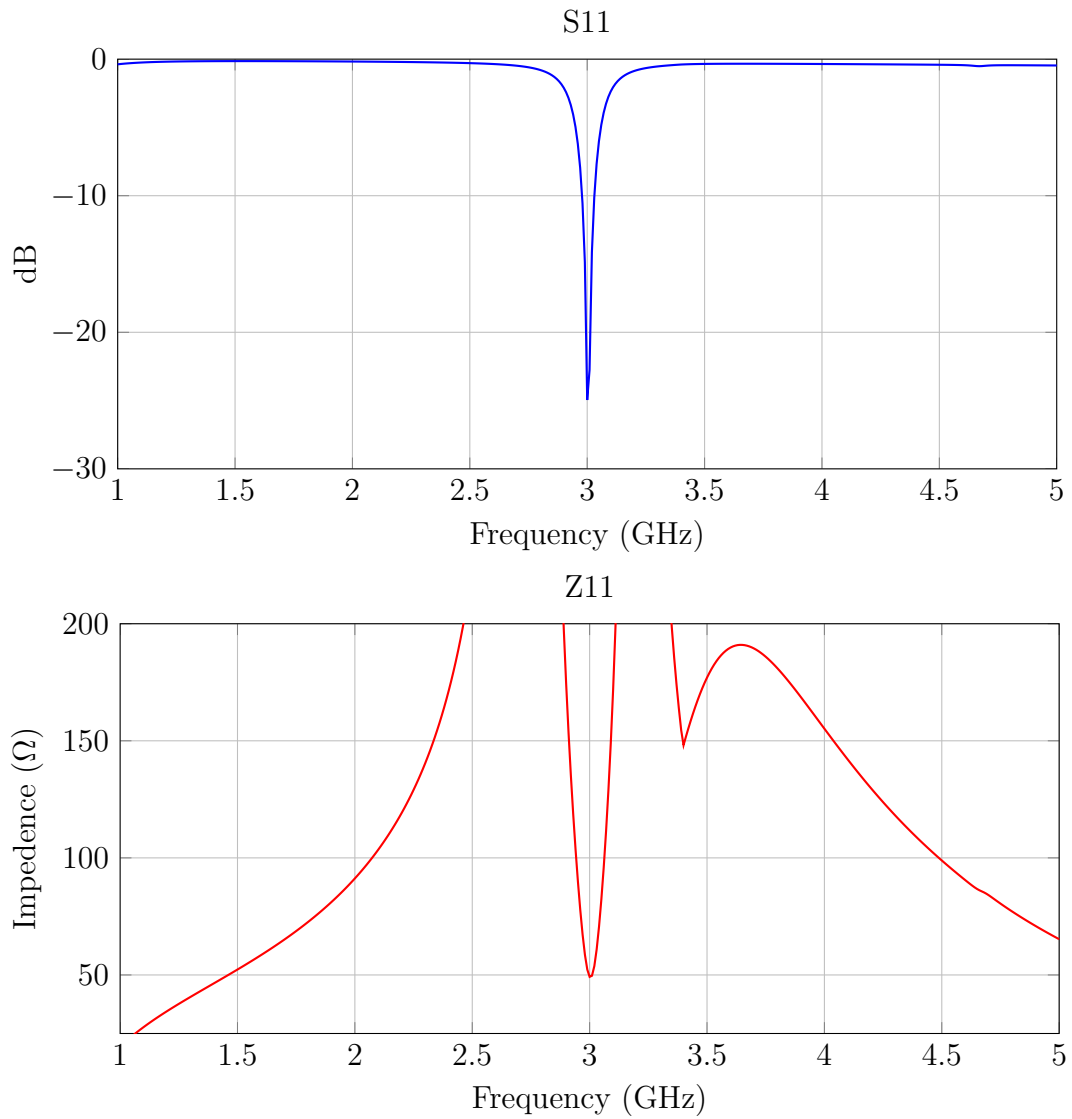


Figura 4.2: Simulazione dell'antenna slot con spessore del dielettrico di 0.408 mm

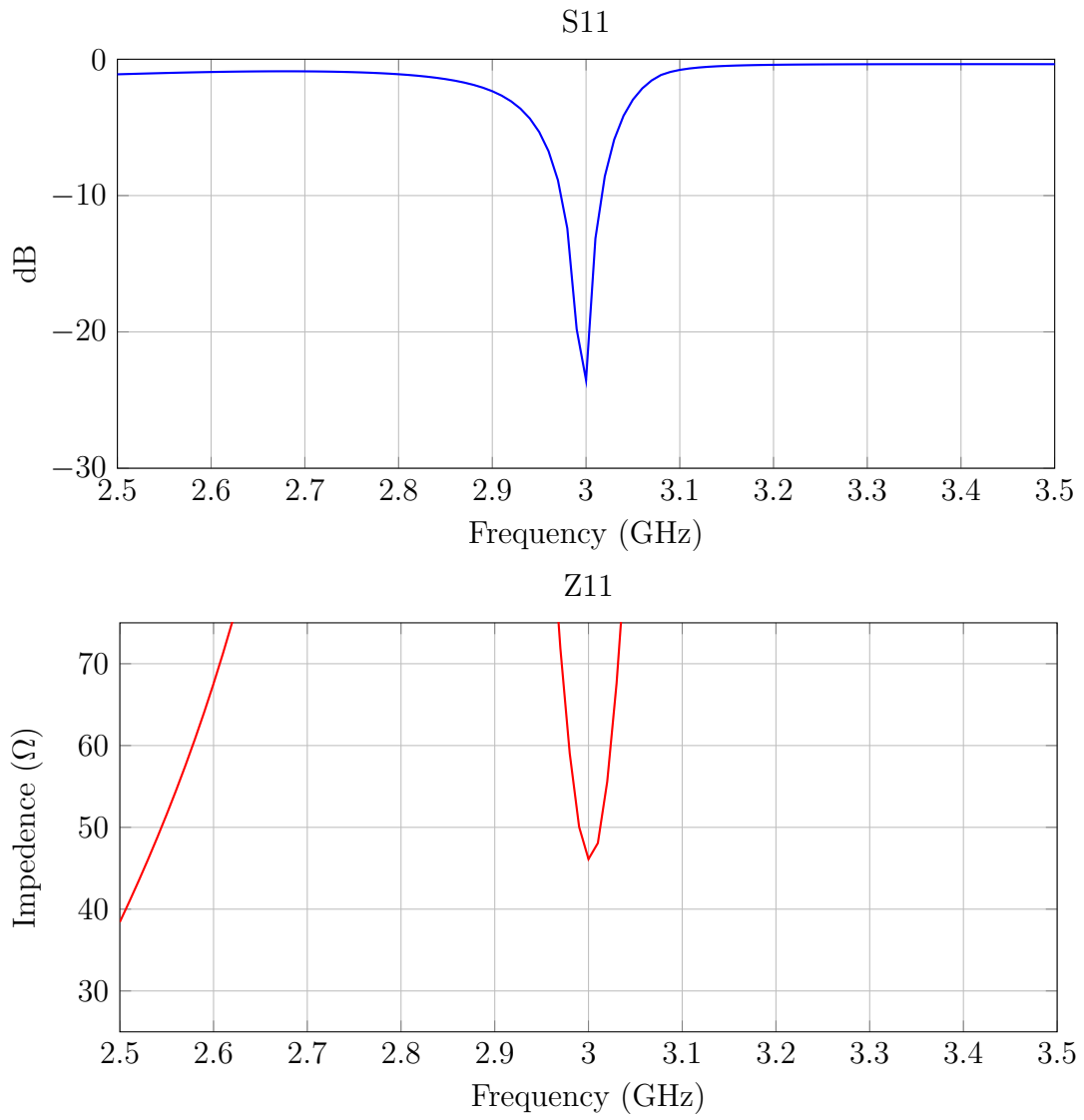


Figura 4.3: Simulazione dell'antenna slot con spessore del dielettrico di 1.6 mm

4.3 Modello Inverted F

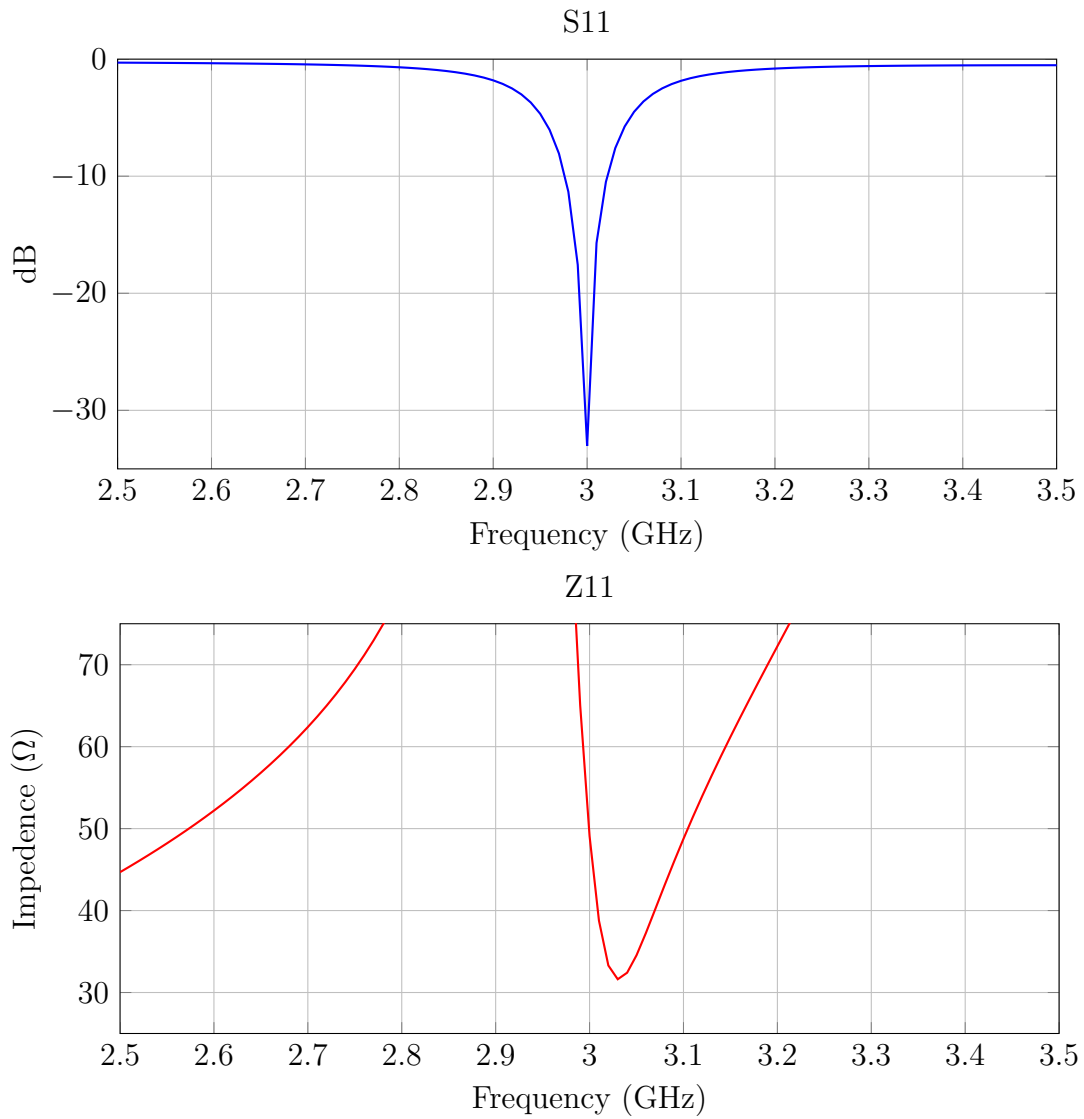


Figura 4.4: Simulazione dell'antenna Inverted F con spessore del dielettrico di 0.4 mm

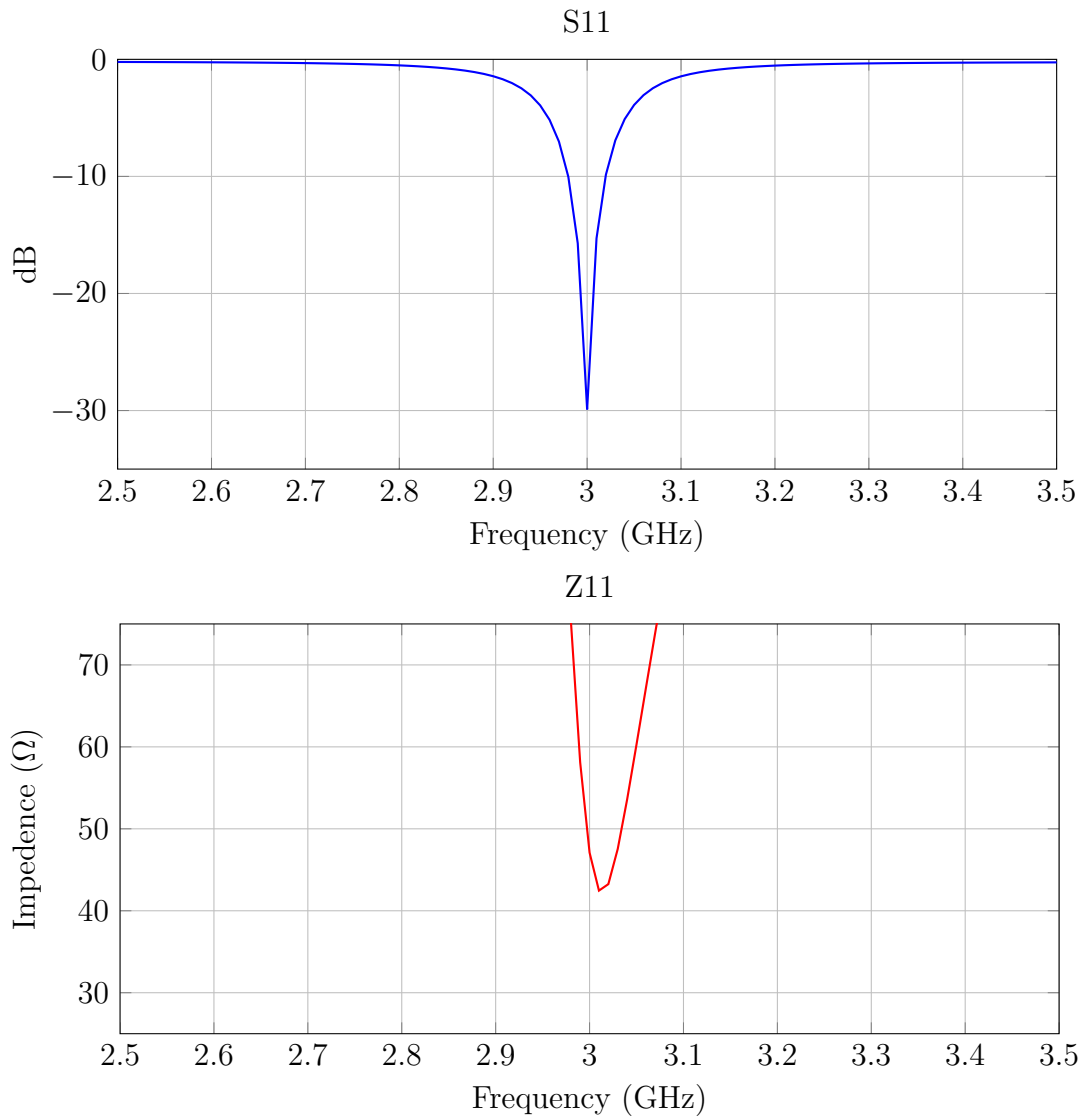


Figura 4.5: Simulazione dell'antenna Inverted F con spessore del dielettrico di 1.6 mm

4.4 Modello a farfalla

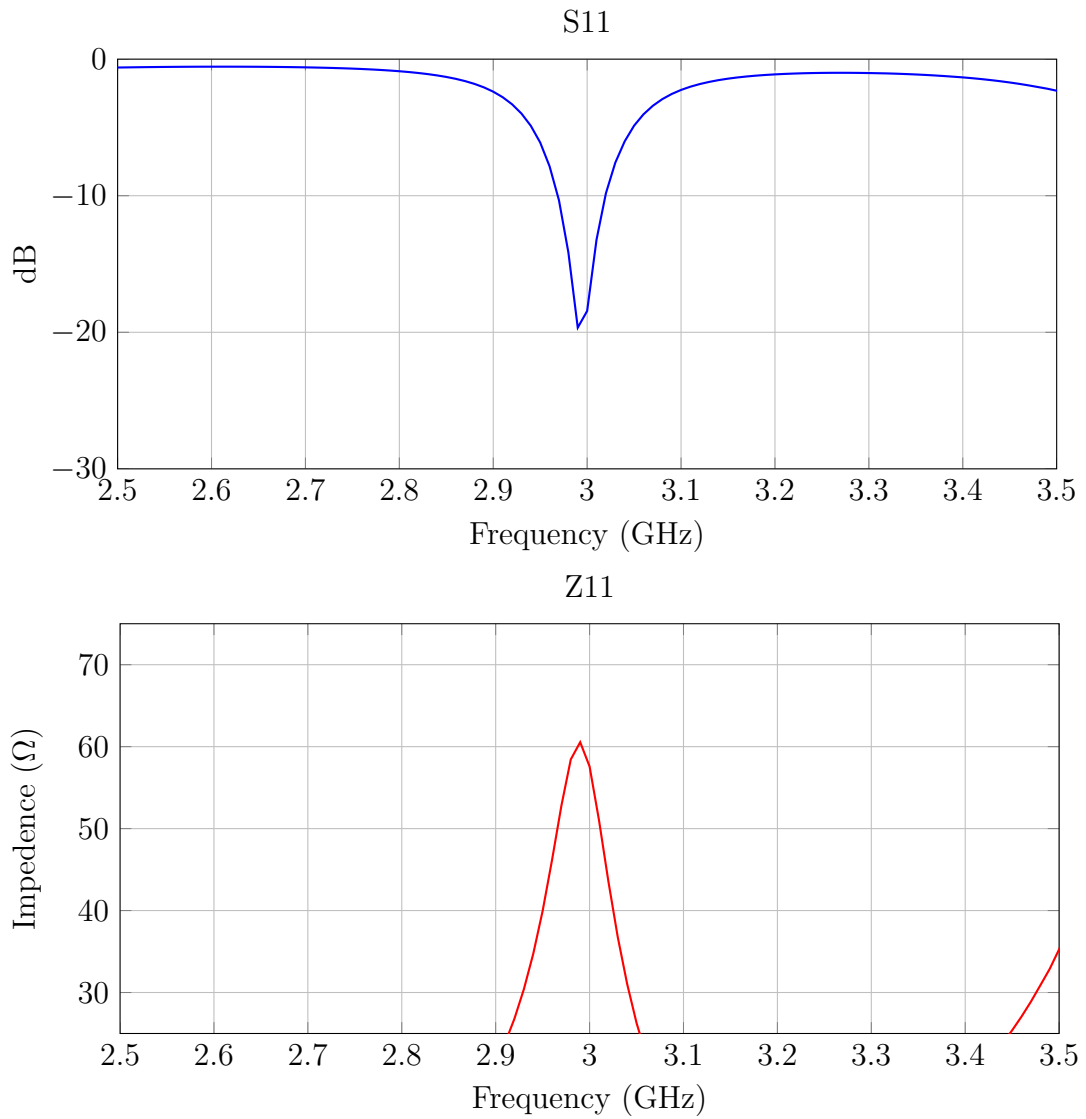


Figura 4.6: Simulazione dell'antenna a farfalla con spessore del dielettrico di 0.4 mm.

Conclusioni

Nella presente tesi è stato presentato un elenco di geometrie per antenne miniaturizzate da realizzare direttamente su PCB (Printed Circuit Board) di un trasmettitore wireless UltraWide-Band (UWB), sfruttando esclusivamente le grandezze parassite (induttanza, resistenza e capacità) delle piste conduttrici. Una possibile applicazione di questo studio è nel campo delle apparecchiature biomedicali come sistemi di acquisizione e trasmissione wireless di segnali biomedici, in particolare di elettrocardiogramma (ECG), in sostituzione dei tradizionali sistemi su cavo.

L'aspetto fondamentale è stato quello di indagare e presentare le migliori geometrie dal punto di vista della miniaturizzazione (per un'eventuale impianto *in-vivo* nel paziente) e la valutazione del comportamento elettromagnetico e dell'efficienza delle antenne. Il trasmettitore è stato progettato per lavorare ad una frequenza di 3 GHz (alta frequenza) perché è una banda tipica delle trasmissioni UWB. La simulazione attraverso il software AWR Microwave Office del parametro di scattering S_{11} come coefficiente di riflessione dell'onda elettromagnetica in funzione della frequenza di trasmissione è stata orientata di conseguenza su questa frequenza. In fase di progettazione si sono ricercate le geometrie con il valore più basso possibile del coefficiente S_{11} , ritenendo accettabili risultati inferiori ai -20 dB in corrispondenza dei 3 GHz ideali del trasmettitore. Per ottenere risultati accettabili, le antenne sono state adattate per avere un matching con l'impedenza del circuito del generatore a monte (uscita del trasmettitore).

L'utilizzo di materiali costruttivi standard nelle simulazioni, quali il substrato commerciale adottato e l'uso delle classiche piste in rame, ha inevitabilmente portato a geometrie di dimensioni sensibilmente superiori agli scopi preposti. Plausibilmente si potrebbero ottenere geometrie estremamente più piccole adottando materiali e metodi di produzione tecnologicamente più avanzati.

Si tiene a sottolineare ancora una volta che nel momento della stesura di questo elaborato sono in atto le misurazioni fisiche dei primi prototipi delle antenne presso i laboratori dell'*Istituto Nazionale di Fisica Nucleare* della sezione di Bologna e che gli studi già avviati, e perseguiti anche con questa tesi, sono destinati a proseguire nell'imminente futuro.

Bibliografia e Sitografia

- [1] Mario Cannataro. *Cenni di metodologie di acquisizione e di elaborazione dei segnali biomedici*. Università degli Studi di Catanzaro, Facoltà di Medicina e Chirurgia, 2010.
- [2] F. Fuschino, A. Gabrielli, G. Baldazzi, R. Campana, S. Valentinetti, M. Crepaldi, D. Demarchi, G. Villani. *A wireless transmission low-power radiation sensor for in vivo dosimetry*. IOP Publishing, 13th Topical Seminar on Innovative Particle and Radiation Detector, Siena 2013.
- [3] Giovanni Dore. *Modelli elettromagnetici per la progettazione integrata di antenne e front-end in sistemi UWB*. Università degli studi di Siena, Facoltà di Ingegneria, 2007.
- [4] Magnus Karlsson. *Ultra-wideband Antenna and Radio Front-end Systems*. Linköping University, Department in Science and Technology, Norrköping 2007.
- [5] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed, John Wiley & Sons, Inc., New York 1997.
- [6] G. Ghione, M. Pirola. *Elettronica delle microonde - Parte I: componenti passivi, parametri S*. Politecnico di Torino, Dipartimento di Elettronica. Otto Editore, Torino 2002.
- [7] Stefano Visentin. *Network Analyzer, Technical and Economics Evaluations*. Università degli Studi di Padova, Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali, 2012.
- [8] <http://www.awrcorp.com/products/microwave-office>
- [9] *Ultra wide band (UWB) development and applications - the development and applications for ultra wide band technology* http://www.radio-electronics.com/info/wireless/uwb/uwb_development.php
- [10] *Microstrip Antennas: The Patch Antenna* <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>