



ALMA MATER STUDIORUM UNIVERSITÁ DI BOLOGNA

Scuola di Scienze

Corso di Laurea in Fisica

**Studio e realizzazione di un filtro passa-banda a
componenti parassiti per ricetrasmisione wireless UWB
di biosegnali**

Relatore:

Prof. Alessandro Gabrielli

Studentessa:

Teresa Morini

Correlatore:

Dott. Ignazio Lax

Anno Accademico 2013-2014

*A mia mamma, Rita
and to my friend, Edward Lakata.*

Indice

| | |
|--|-----------|
| Introduzione | 6 |
| 1. Implementazione wireless di segnali biomedici | 8 |
| 1.1. Elaborazione di segnali biomedici | 8 |
| 1.2. Prototipo per trasmissione wireless UWB | 9 |
| 1.3. Ricezione ed elaborazione del segnale | 12 |
| 2. Filtraggio | 14 |
| 2.1. Caratteristiche generali dei filtri | 15 |
| 2.2. Parametri S | 16 |
| 2.2.1. Richiami delle linee di trasmissione | 16 |
| 2.2.2. Quadripolo | 17 |
| 2.3. Parametri S per un filtro | 19 |
| 3. Filtri passivi stripline passa-banda | 20 |
| 3.1. Progettazione dei filtri | 21 |
| 3.1.1. Ambiente di lavoro | 21 |
| 3.1.2. Realizzazione del circuito schematico | 21 |
| 3.1.3. Disposizione geometrica | 24 |
| 3.2. Simulazione dei filtri | 26 |
| 3.3. Analisi degli errori tramite simulatore | 27 |
| 3.3.1. Variazione della curva di trasferimento in funzione della costante dielettrica ϵ_r | 28 |

| | |
|---|-----------|
| 3.3.2. Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore del dielettrico H | 29 |
| 3.3.3. Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore delle strisce conduttrici T | 30 |
| 3.3.4. Variazione della curva di trasferimento in funzione dell'errore sul sistema di riferimento | 30 |
| 4. Analisi filtri passivi stripline reali | 32 |
| 4.1. Confronto tra filtro reale e filtro simulato | 34 |
| Conclusioni | 37 |
| Bibliografia e sitografia | 39 |

Introduzione

Questa tesi si inserisce su una linea di ricerca già avviata, che si occupa di studio e realizzazione di sistemi di ricetrasmisione wireless Ultra-WideBand (UWB) di segnali provenienti da sensori per applicazioni biologiche. In particolare il sistema è costituito da un trasmettitore, già completamente sviluppato ed attualmente in fase di test, e di un ricevitore ancora in fase di completamento. Il ricevitore infatti, è a sua volta costituito da una serie di amplificatori a larga banda e di filtri passa banda al fine di recuperare i segnali trasmessi secondo il protocollo UWB.

Nello specifico mi sono occupata della progettazione, simulazione via software, caratterizzazione e realizzazione con microfresatrice di una tipologia di filtri passivi. Invece, 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.

Lo scopo dello studio di questa tesi è l'ottimizzazione dell'efficienza del filtro, ovvero il miglioramento del rapporto segnale rumore S/N. Queste tipologie di filtri non vengono necessariamente realizzati attraverso microstrisce conduttrici (le stesse che sono utilizzate nei collegamenti tra i vari componenti di un circuito) come descritto in questa tesi ma, al contrario, sono costituiti da componenti commerciali passivi accuratamente accordati sulle frequenze di lavoro. Nel nostro caso però, si è voluto investigare la possibilità di sfruttare completamente gli elementi parassiti delle piste conduttrici dei segnali, essendo questi inevitabilmente presenti. In questo modo abbiamo potuto fare a meno di componenti aggiuntivi da inserire nel circuito del filtro. In fatti, quando queste microstrisce vengono attraversate da un segnale ad alta frequenza, subentrano gli effetti parassiti di ogni conduttore, quali resistenza, induttanza e capacità. Questi elementi, generalmente costituiti da componenti circuitali concentrati, sono qui invece sfruttati in sostituzione dei componenti concentrati, tramite opportune configurazioni delle microstrisce conduttrici.

Inizialmente la tesi presenta una panoramica sui sistemi UWB e sui segnali biologici. Successivamente viene trattato il funzionamento logico del dispositivo trasmittente e viene descritto come il segnale trasmesso è elaborato, modulato ed infine codificato. Nel capitolo relativo al filtraggio, invece, vengono principalmente descritte le simulazioni via software delle geometrie e i metodi per la realizzazione dei filtri passivi di tipo “stripline” (microstrisce).

Attualmente il circuito di ricetrasmisione wireless è ancora in fase di ottimizzazione: in particolare, la prospettiva è quella di realizzare in futuro un prototipo che permetta l'uso di molti trasmettitori in parallelo ed un unico ricevitore in grado di ricostruire tutti i segnali ricevuti, identificando il singolo canale di trasmissione oltre che il segnale modulante.

Capitolo 1

Implementazione wireless di segnali biomedici

1.1. Elaborazione di segnali biomedici

Si definisce segnale una grandezza di varia natura (per esempio elettrica, meccanica, acustica) che può variare nel tempo e/o nello spazio. Un segnale descrive, attraverso delle misure, fenomeni e porta informazioni sullo stato e sul funzionamento della sorgente che lo ha generato.

I segnali biomedici sono generati dall'organismo vivente. Un organismo vivente si serve di queste grandezze per trasferire controlli e comunicare con il mondo esterno. Ad esempio l'elettroencefalogramma (EEG) si ottiene attraverso lo studio delle onde elettriche cerebrali. Lo sfruttamento di segnali elettrici derivati dal corpo umano si ritrova anche nelle comuni tecniche di analisi medica, come la tomografia computerizzata (TC) utilizzata per visualizzare le strutture interne ad un corpo, o la risonanza magnetica nucleare (RMN) che permette anch'essa di visualizzare immagini rappresentanti porzioni del corpo pur evitando le radiazioni X.

I segnali elettrici generati direttamente dal corpo umano non sono acquisibili facilmente a causa della loro complessità e spesso sono affetti da un significativo rumore di fondo. Questi tipi di segnali richiedono quindi specifiche tecniche di acquisizione e di elaborazione (come amplificazione e filtraggio) per rendere l'informazione utile.

L'acquisizione e l'elaborazione dei segnali biomedici permette quindi, in generale, di estrarre informazioni fisiologiche e cliniche relative ai sistemi in esame. In particolare lo sviluppo di nuovi strumenti e l'utilizzo di tecniche di elaborazione sempre più sofisticate ha determinato notevoli progressi sia in ambito diagnostico che terapeutico [7].

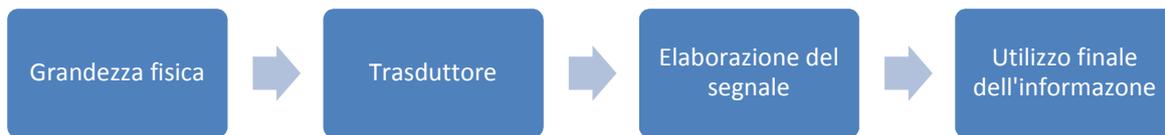


Figura 1.1: Schema a blocchi di un sistema generico di misura

1.2. Prototipo per trasmissione wireless UWB

Questa tesi descrive un'attività svolta da un gruppo di lavoro composto dal laboratorio di elettronica dell'INFN di Bologna e dal laboratorio di elettronica del dipartimento di Fisica e Astronomia dell'Università di Bologna. In particolare si sta lavorando per la realizzazione di un circuito microelettronico per la trasmissione wireless UWB di segnali biomedici. Il circuito di trasmissione è composto da un sensore, un oscillatore, un modulatore, un trasmettitore e un'antenna.

Il circuito di trasmissione è stato realizzato con tecnologie microelettroniche che hanno consentito la fabbricazione di alcuni chip. Ogni prototipo include un sensore di radiazione ma può anche interfacciare un sensore generico esterno. Il segnale del sensore, indipendentemente dalla sua origine, è acquisito in modo tale da azionare asincronicamente e periodicamente un trasmettitore a banda ultra larga (Ultra Wide-Band). La frequenza di ripetizione di questi impulsi a larga banda è dipendente dal livello di voltaggio del sensore. La codifica del segnale è basata sul modulatore Sigma-Delta che, attraverso un VCO (Voltage Controlled Oscillator), converte il voltaggio d'uscita dal sensore in frequenza. In Figura 1.2 sono mostrati i blocchi fondamentali del modulatore [3].

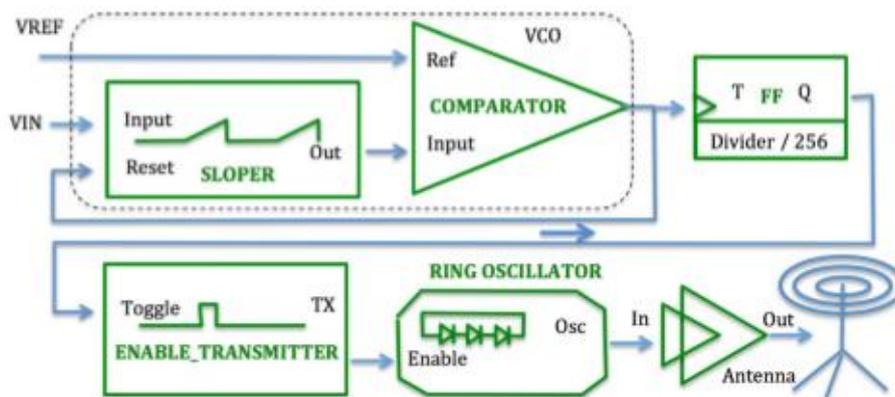


Figura 1.2: Diagramma a blocchi del modulatore Sigma-Delta

Il VCO è composto da un circuito integratore e da un comparatore. L'integratore, chiamato Sloper, genera una rampa di tensione in discesa 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 massa. 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} . Come conseguenza delle funzioni del Comparatore e dello Sloper, la frequenza del VCO dipende dal voltaggio del sensore, l'informazione viene quindi convertita da una variazione di tensione del sensore, in una variazione

di frequenza. Infatti minore è il livello di output del sensore, prima lo Sloper raggiunge la V_{ref} a massa e maggiore è la frequenza del VCO.

Un circuito di Toggle commuta ogni volta che l'onda a dente di segna raggiunge V_{ref} , generando un'onda quadra molto più stabile di semi-periodo uguale al periodo della rampa. Inoltre quest'onda è ridotta, attraverso una serie di flip-flop di tipo Toggle, ad una voluta frequenza dell'ordine di centinaia di kHz. A sua volta un circuito Enabler genera un segnale monostabile di circa 100 ns in corrispondenza dell'accensione e dello spegnimento dell'oscillatore ad alta frequenza, Ring Oscillator, a circa 3178 MHz, che rappresenta il nostro segnale portante.

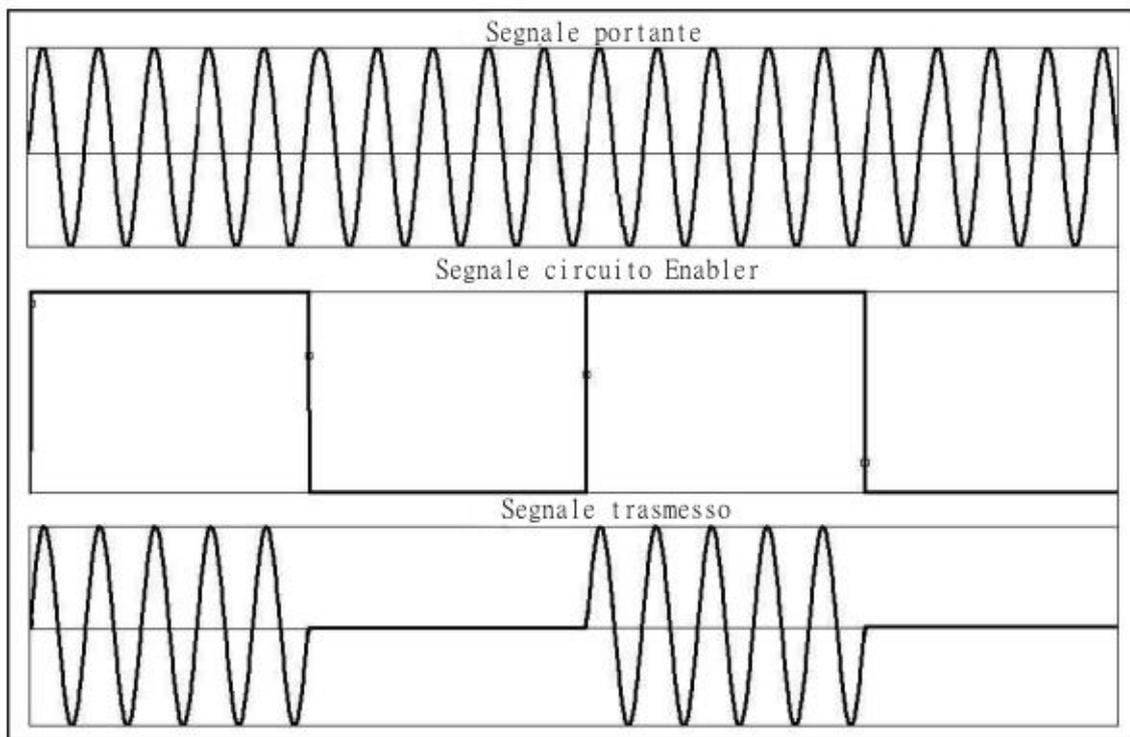


Figura 1.3: Elaborazione teorica del segnale trasmesso

La Figura 1.3 rappresenta un esempio di attivazione di un segnale ad alta frequenza in funzione di un circuito di abilitazione (monostabile). In maggior dettaglio le figure 1.3.1 ed 1.3.2 mostrano come il segnale ad alta frequenza viene attivato in funzione del segnale proveniente dal sensore. In particolare si mostra che in funzione della rampa di discesa la frequenza del VCO diminuisce, ed in corrispondenza di ogni fronte di salita dell'onda quadra del VCO, si attiva un impulso ad alta frequenza.

In fine il segnale viene inviato al Trasmettitore collegato alla microantenna [3].

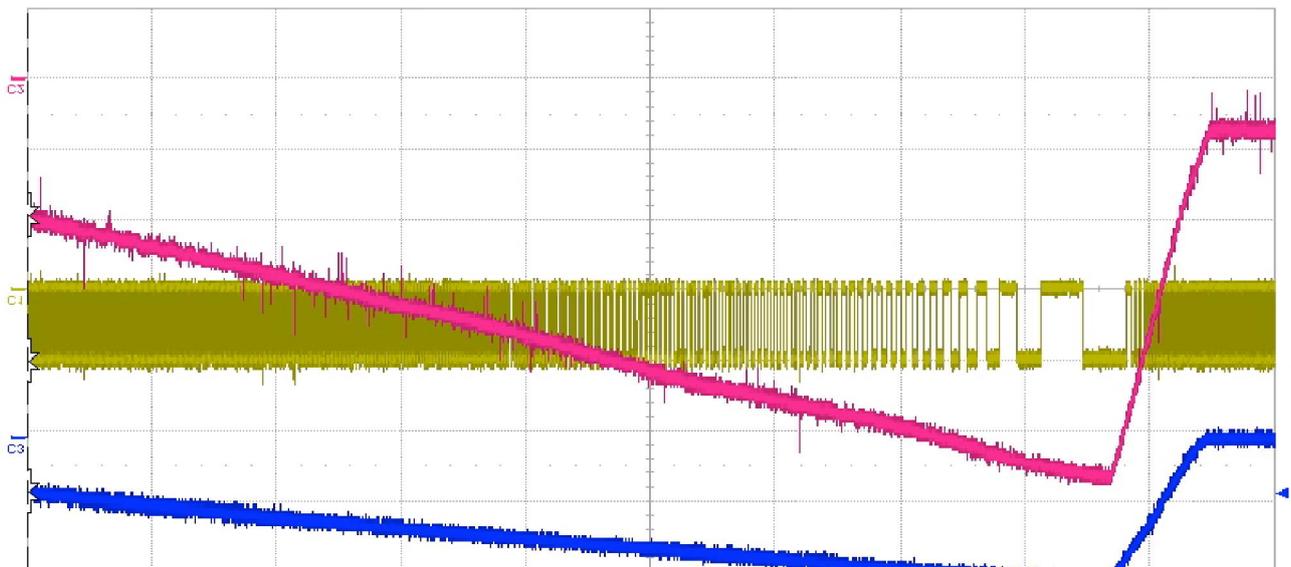


Figura 1.3.1 : In rosa, rampa generata dallo Sloper. In giallo, onda quadra prodotta dal circuito di Toggle

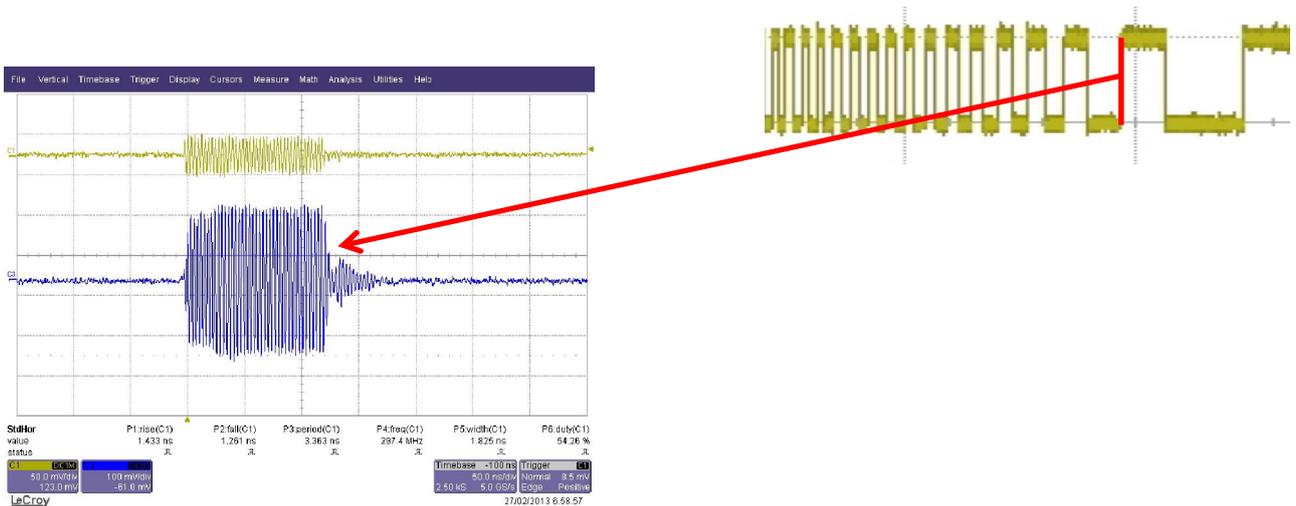


Figura 1.3.2 : In corrispondenza di ogni fronte di salita dell'onda quadra, si attiva un impulso ad alta frequenza.

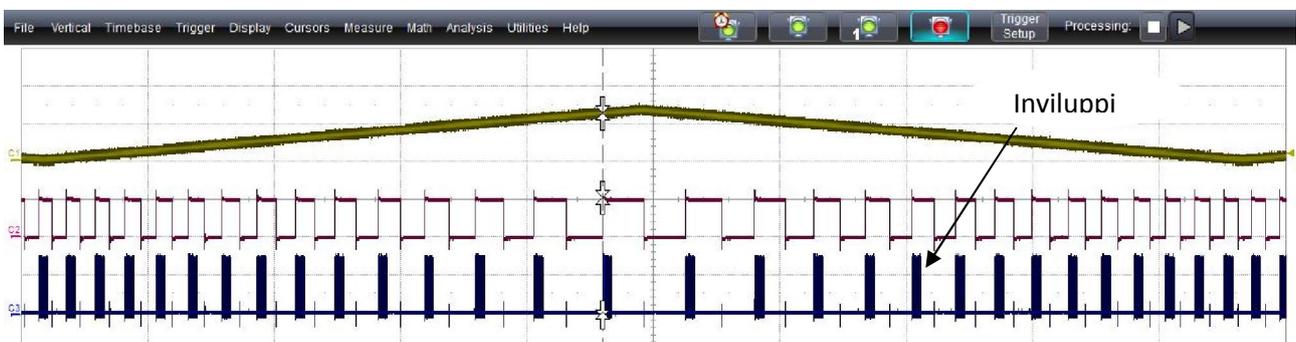


Figura 1.4 : In giallo, segnale in ingresso rilevato dal sensore. In rosa, segnale elaborato variabile in frequenza. In blu, impulsi ad alta frequenza.

1.3. Ricezione ed elaborazione del segnale

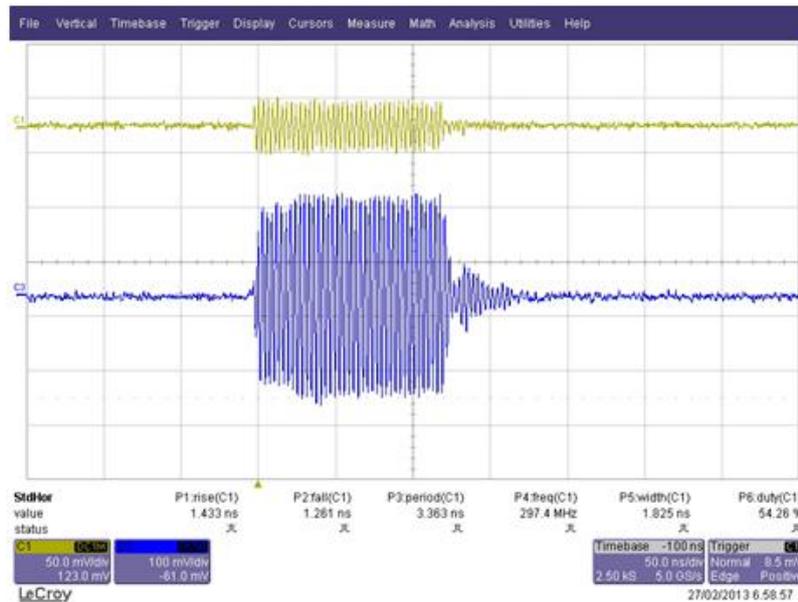


Figura 1.5: In giallo, segnale ricevuto dall'antenna. In blu, segnale amplificato

Un esempio di segnale ricevuto dall'antenna è del tipo mostrata in giallo in Figura 1.5. Esso, durante la propagazione, subisce una riduzione di ampiezza proporzionale al quadrato della distanza percorsa nel mezzo. Per questo, dopo esser stato ricevuto dall'antenna, il segnale ricevuto viene amplificato e poi filtrato. Una volta ripulito il segnale, dobbiamo ottenere di nuovo gli involucri che si vedono in Figura 1.4 in blu, per poter ricostruire il segnale modulante legato all'involuppo del segnale portante ad alta frequenza. Un rivelatore d'involuppo, ovvero un circuito la cui uscita approssima l'involuppo del segnale di ingresso, è un componente della catena elettronica del ricevitore. In Figura 1.6 è mostrato il circuito elettrico di un rivelatore di involuppo a diodo con la relativa forma d'onda del segnale in uscita.

Durante i picchi positivi del segnale modulato $V(t)$ il diodo è in conduzione e il condensatore si carica molto rapidamente essendo la resistenza del diodo in conduzione di poche decine di ohm. Tra due picchi successivi il diodo è interdetto ed il condensatore si scarica sul resistore R finché non giunge un nuovo picco positivo del segnale modulato a ricaricare il condensatore.

Il dimensionamento della costante di tempo $\tau = RC$ è fondamentale. Infatti se è troppo grande, il condensatore si scarica molto lentamente sul resistore R non riesce a seguire l'involuppo del segnale modulato $V(t)$. Se invece è troppo piccola il condensatore si scarica troppo rapidamente sulla resistenza R . In entrambi i casi non si ha una buona ricostruzione dell'involuppo del segnale $V(t)$.

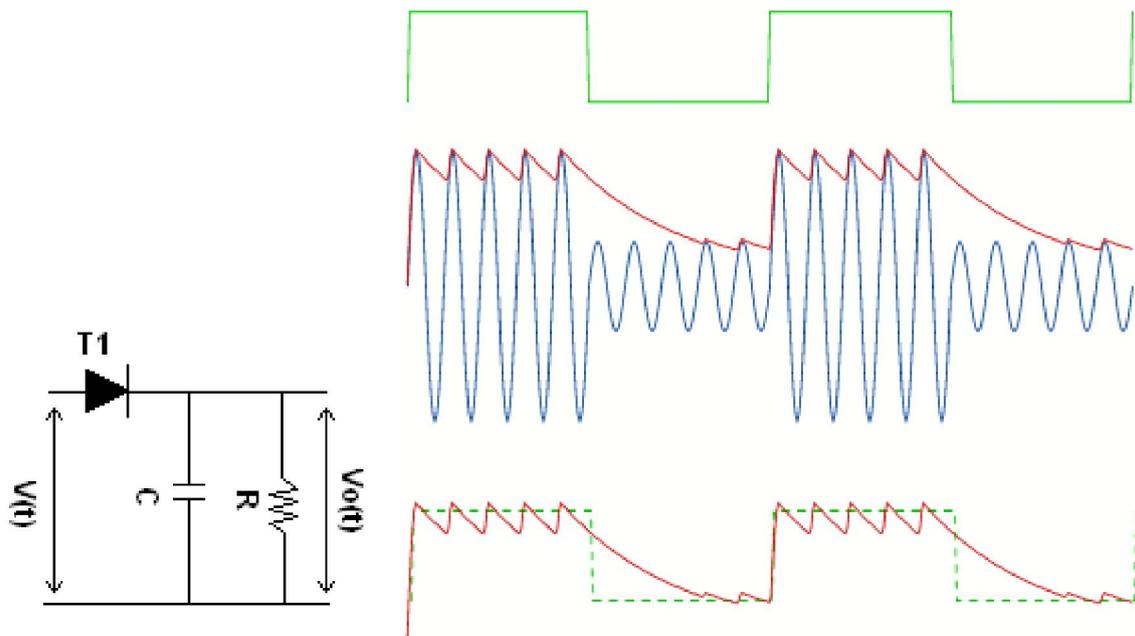


Figura 1.6: Rivelatore di inviluppo a diodo con la relativa forma d'onda del segnale in uscita in ROSSO

Per poter utilizzare questo demodulatore è necessario che il segnale di ingresso abbia un'ampiezza di almeno 0.2 V, inoltre deve essere un segnale ripulito dal rumore di fondo altrimenti il rivelatore d'inviluppo potrebbe individuare impulsi anche dove non dovrebbero esserci. La contemporanea elaborazione dell'ampiezza e del rumore non sono sempre facili da gestire, infatti nel nostro caso abbiamo utilizzato un semplice comparatore seguito da un latch. In questo modo il sistema è meno soggetto ad errore, essendo più robusto, ma l'output dell'inviluppo approssima solamente il segnale modulante originato dal trasmettitore. Tuttavia queste tecniche sono standard utilizzati nella ricetrasmissione dei segnali analogici.

Capitolo 2

Filtraggio

I segnali ricevuti dall'antenna sono affetti da rumori di fondo e, nella loro elaborazione, quello che si osserva è la somma di due segnali: uno è il segnale utile, cioè portatore di informazione, mentre l'altro rappresenta solo un disturbo. Tale disturbo è dovuto all'acquisizione di frequenze non dovute al trasmettitore, parte delle quali provenienti dalla strumentazione stessa. È fondamentale riuscire a discriminare il segnale utile dal disturbo, cosa apparentemente impossibile tenendo conto che il segnale osservato è la sovrapposizione di queste due componenti. Consideriamo però i segnali in ambito frequenziale: lo spettro del segnale utile e quello del disturbo si concentrano prevalentemente su intervalli frequenziali disgiunti. Si intuisce allora che è possibile separare il segnale utile dal disturbo utilizzando un sistema lineare (filtro elettronico passa-banda) stazionario con risposta in frequenza opportuna [1].

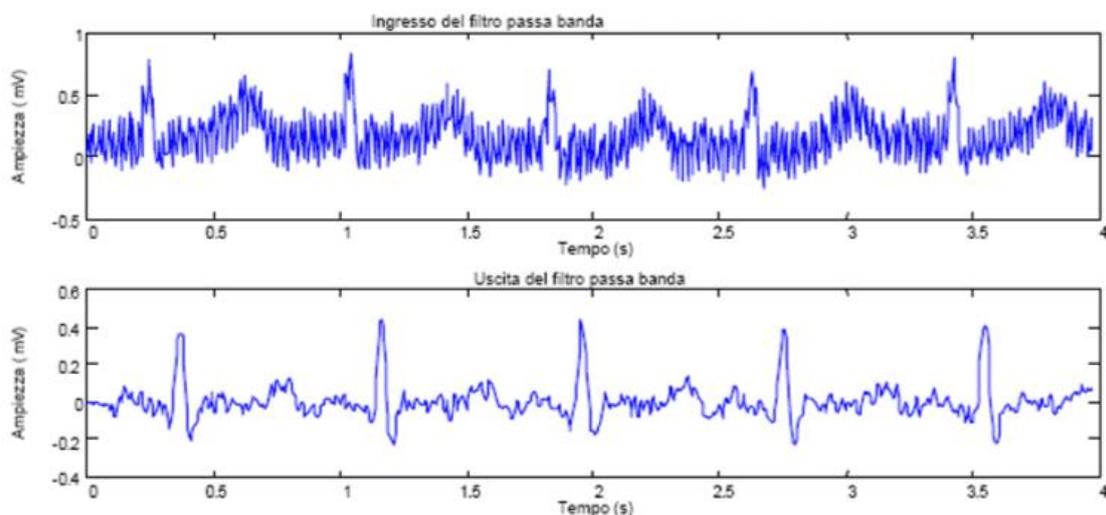


Figura 2.1: Segnale contaminato dal rumore (in alto), segnale filtrato (in basso)

2.1. Caratteristiche generali dei filtri

In elettronica i filtri sono circuiti che processano un segnale modificandone alcune caratteristiche come l'ampiezza e la fase. Essi si possono suddividere in filtri passivi e filtri attivi: i primi sono costituiti da componenti passivi come resistori, capacitori ed induttori, i secondi invece vengono realizzati solitamente combinando componenti passivi e attivi come agli amplificatori opzionali.

I filtri si suddividono in classi generiche:

Filtro passa-basso: permette il passaggio di segnali in una banda di frequenza che va da zero a una frequenza di taglio f ; le componenti con frequenze più alte sono attenuate.

Filtro passa-alto: permette il passaggio di segnali in una banda estesa da una frequenza di taglio f alla più alta frequenza da trasmettere; le componenti con frequenza più bassa di quella di soglia sono attenuate.

Filtro passa-banda: permette il passaggio di segnali in una banda compresa tra una frequenza di taglio inferiore f_L e un'altra superiore f_H ; le componenti con frequenza esterna alla banda passante sono attenuate.

Filtro elimina-banda (detto anche notch): elimina una ristretta banda di frequenze (idealmente singole componenti di frequenza nota), lasciando passare in modo più o meno attenuato tutte le altre.

Filtro passa-tutto : non interviene sull'ampiezza delle frequenze che lo attraversano ma solo sulle loro fasi.

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

Frequenza di taglio: frequenza alla quale il segnale d'uscita subisce un'attenuazione di $1/\sqrt{2}$, o di -3 dB, rispetto all'ampiezza segnale d'entrata;

Frequenza di centro-banda per un filtro passa-banda: frequenza alla quale la funzione di trasferimento raggiunge il suo massimo;

Attenuazione : riduzione dell'ampiezza del segnale d'ingresso

Banda passante : intervallo di frequenze che sono trasmesse senza attenuazione (a parte la diminuzione dell'ampiezza verso i -3dB in prossimità delle frequenze di taglio)

Banda soppressa : intervallo di frequenze che vengono eliminate (o solamente attenuate in corrispondenza dei -3dB in prossimità delle frequenze di taglio)

2.2. Parametri S

I parametri di Scattering (o 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 vengono presi in considerazione per lo studio delle geometrie dei filtri passivi in termini di potenza trasmessa e riflessa [5].

2.2.1. Richiami delle linee di trasmissione

Fissato un sistema di riferimento su una linea di trasmissione (Figura 2.2) con impedenza caratteristica Z_0 , chiusa su un generico carico Z_L , si possono scrivere le equazioni che descrivono l'andamento lungo la linea dei fasori di tensione e corrente. Si faccia l'ipotesi che la linea sia non dispersiva ($Z_0 \in \Re$ costante con la frequenza) e priva di perdite (non c'è perdita di potenza lungo la linea).

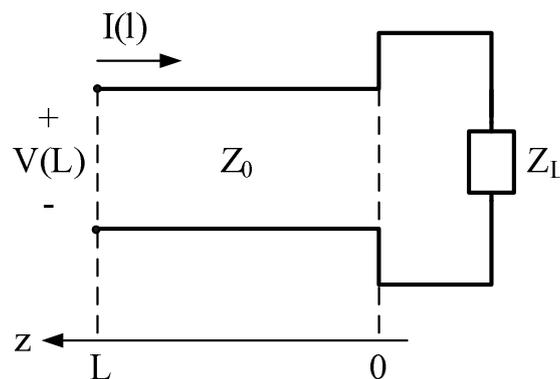


Figura 2.2: Linea di trasmissione chiusa su un carico.

I fasori di tensione e di corrente lungo la linea in funzione della lunghezza sono dati dalle note equazioni dei telegrafisti [4]:

$$V(l) = V^+ e^{j\beta l} + V^- e^{-j\beta l}$$

$$I(l) = \frac{V^+}{Z_0} e^{j\beta l} - \frac{V^-}{Z_0} e^{-j\beta l}$$

dove $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ è la costante di fase, λ la lunghezza d'onda del segnale e $V^+ e V^-$ sono rispettivamente il fasore dell'onda di tensione trasmessa e riflessa.

Nell'origine del piano di riferimento ($l = 0$) si ha:

$$V(0) = V^+ + V^-$$

$$I(0) = \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0}$$

Il coefficiente di riflessione in $l = 0$ vale: $\Gamma_L(0) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

La potenza media che transita sulla linea alla generica ascissa l , sotto le ipotesi fatte, risulta costante con l e la sua espressione valutata in $l = 0$ è [4]:

$$P_L = \frac{1}{2} \Re \{VI^*\} = \frac{1}{2} \Re \left\{ (V^+ + V^-) \left(\frac{V^{+*}}{Z_0} - \frac{V^{-*}}{Z_0} \right) \right\} = \frac{1}{2Z_0} [|V^+|^2 - |V^-|^2]$$

2.2.2. Quadripolo

Si consideri un generico quadripolo lineare Q , come mostrato in Figura 2.3.

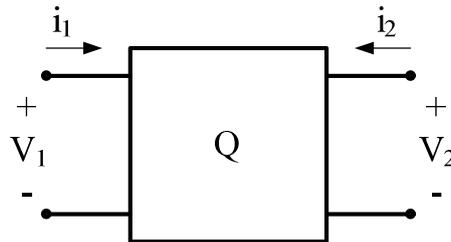


Figura 2.3: Rappresentazione di un quadripolo.

Per il suddetto quadripolo sono definite le seguenti grandezze:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad \text{con } i = 1, 2$$

dove a_i e b_i sono grandezze proporzionali ai fasori dell'onda di potenza incidente e dell'onda di potenza riflessa alla porta i -esima, e V_i e I_i sono le tensioni e le correnti sulla porta i -esima del quadripolo.

Si ricavino adesso V_i e I_i in funzione di a_i e b_i

$$V_i = \sqrt{Z_0} (a_i + b_i)$$

$$I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (a_i - b_i)$$

Si supponga di collegare il quadripolo a due linee di trasmissione con impedenza caratteristica Z_0 , come mostrato in Figura 2.4:

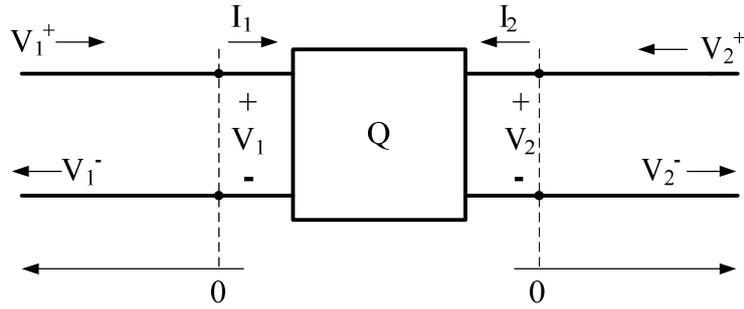


Figura 2.4: Quadripolo collegato a linee di trasmissione in ingresso e in uscita, con l'origine del sistema di riferimento posto sulle porte.

Ricordando le equazioni dei telegrafisti, in prossimità delle porte si ha:

$$V_i = V_i^+ + V_i^-$$

$$I_i = \frac{V_i^+}{Z_0} - \frac{V_i^-}{Z_0} \rightarrow I_i Z_0 = V_i^+ - V_i^-$$

I termini a_i e b_i risultano pari a:

$$a_i = \frac{V_i^+ + V_i^- + V_i^+ - V_i^-}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_0}}$$

La potenza entrante che transita nella linea 1 è pari alla potenza entrante nella porta 1 PIN del quadripolo ed è pari a:

$$P_1 = \frac{1}{2Z_0} \left[|V_1^+|^2 - |V_1^-|^2 \right] = \frac{1}{2} \left[|a_1|^2 - |b_1|^2 \right] = P_{IN}$$

Analogamente la potenza che transita nella linea 2 è pari a:

$$P_2 = \frac{1}{2Z_0} \left[|V_2^+|^2 - |V_2^-|^2 \right] = \frac{1}{2} \left[|a_2|^2 - |b_2|^2 \right] = -P_{OUT}$$

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 [4]:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

È possibile scrivere i termini a_i e b_i nel seguente modo: $b = (S)a$

dove $(S) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$ è la detta matrice di Scattering.

$$\text{Quindi } \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Ciascuna equazione definisce il rapporto tra l'onda di potenza riflessa e quella incidente per ciascuna delle porte della rete, in termini degli individuali parametri S della rete. Se si considera un'onda di potenza incidente alla porta 1 (a_1), ne possono derivare onde uscenti sia dalla stessa porta 1 (b_1) che dalla porta 2 (b_2).

2.3. Parametri S per un filtro

Gli scopi proposti per questo lavoro sono quelli di creare un filtro per alte frequenze (~ 3 GHz) sfruttando le grandezze parassite dei conduttori. Quello che si richiede, perciò, è che la potenza proveniente dall'antenna venga, idealmente, totalmente trasmessa; in altri termini si vuole ridurre il più possibile l'onda riflessa all'interno del filtro e della linea di trasmissione [5].

Si ipotizzi un filtro come un quadripolo a due porte e se ne ricavino i parametri S.

Se la porta 2 è terminata su di un carico di impedenza identica all'impedenza del sistema (Z_0) allora b_2 sarà totalmente assorbita rendendo quindi a_2 uguale a zero.

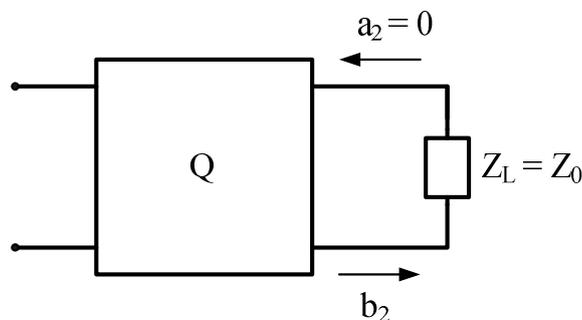


Figura 2.5: Rappresentazione di un quadripolo con l'uscita chiusa su un carico di impedenza Z_0 .

Allora il coefficiente di riflessione diventa $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$ dove Z_1 è l'impedenza di ingresso del circuito. Il filtro ha dunque riflessione nulla (o trasmissione totale) se $Z_1 = Z_0$, si dice allora che il filtro è adattato. Allo stesso modo vale per la porta 1.

In fase di progettazione, quindi, il filtro deve essere accordato rispetto alle linee di trasmissione. Se così non fosse, si avrebbe una perdita di potenza dovuta alla riflessione dell'onda incidente e quindi ad un calo di prestazione in termini di trasmissione.

Capitolo3

Filtri passivi stripline passa-banda

Con il progresso tecnologico, si è resa necessaria la realizzazione di filtri che soddisfino requisiti sempre più stringenti, uno di questi è la miniaturizzazione dei componenti. In particolare, l'utilizzo di componenti standard non sarebbe possibile per le seguenti motivazioni:

- ad alte frequenze i componenti perdono le loro caratteristiche intrinseche
- i produttori forniscono una limitata scelta di valori dei componenti.

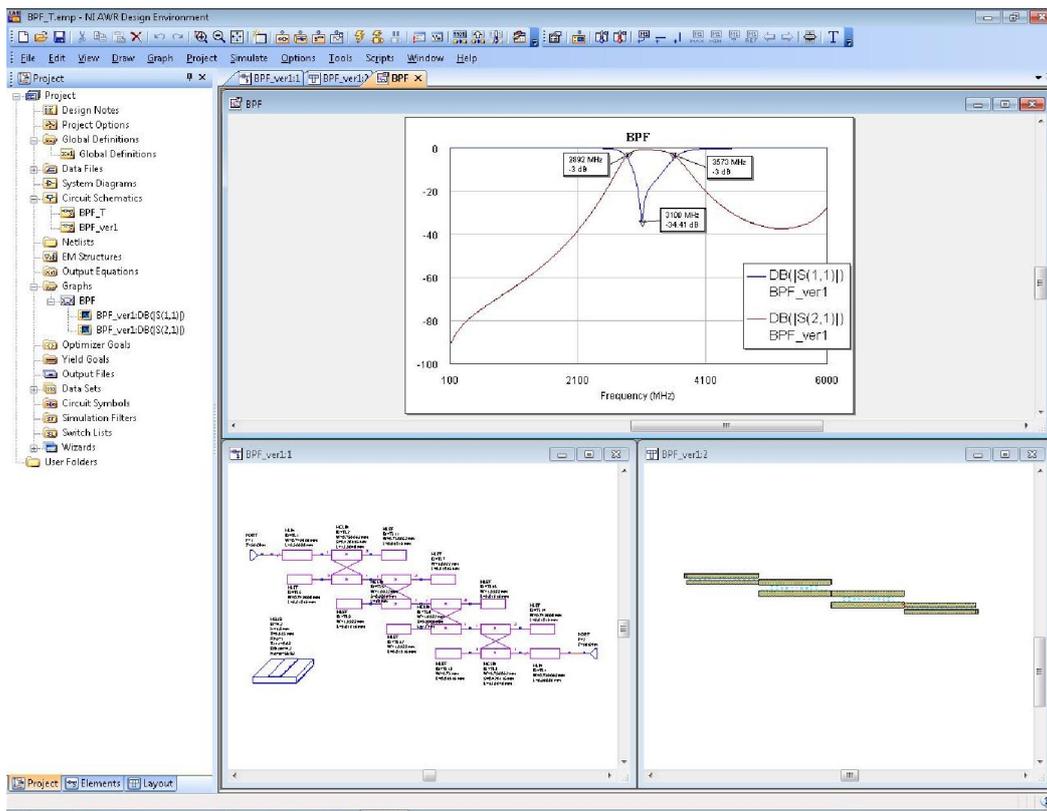
Di conseguenza per frequenze dell'ordine delle microonde (> 3 GHz), il filtro passivo è realizzato utilizzando elementi circuitali distribuiti, quali le sezioni di linee di trasmissione.

Molti progetti hanno utilizzato come linee di trasmissione per filtri delle waveguides. Questo tipo di sistemi si sono però dimostrati ingombranti e costosi. Una valida alternativa è rappresentata dalle stripline o microstrisce che sono più compatte, economiche e a basso consumo. Le edge-coupled stripline sono le più utilizzate tra le microstrisce in quanto sono meno dispersive ed hanno una struttura più performante per i filtri coupled-line [2].

3.1. Progettazione dei filtri

3.1.1. Ambiente di lavoro

La simulazione dei filtri è stata svolta interamente per mezzo del software Microwave Office® di AWR Corporation, della società di National Instruments Company™. La suite Microwave Office è una serie di programmi per la progettazione di tutti i tipi di circuiti RF e a microonde. Esso permette di effettuare, in maniera piuttosto intuitiva, il disegno dello schema circuitale, le simulazioni elettromagnetiche (EM) e il disegno CAD della geometria tridimensionale del prodotto [6].



3.1.2. Realizzazione del circuito schematico

La realizzazione logica è fondamentale la fase cruciale della progettazione dove è necessario inserire tutte le caratteristiche costruttive che verranno utilizzate nella realizzazione fisica, quali i parametri del substrato, delle stripline e delle porte per la simulazione.

Il **substrato** è l'elemento sul quale verrà stampato il PCB, ovvero le stripline che formeranno il filtro. Inoltre, la superficie inferiore è interamente ricoperta dal piano di massa, uno strato metallico che ha la funzione di collegare a massa i componenti sovrastanti il substrato e di creare effetti capacitivi con le stripline sovrastanti. Il substrato è caratterizzato dai parametri riassunti in Tabella 3.1 e rappresentati graficamente in Figura 3.1.

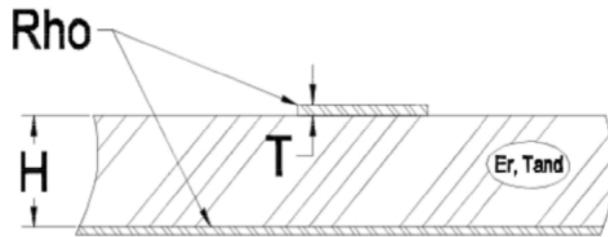


Figura 3.1: Topologia del substrato.

Tabella 3.1: Parametri del substrato.

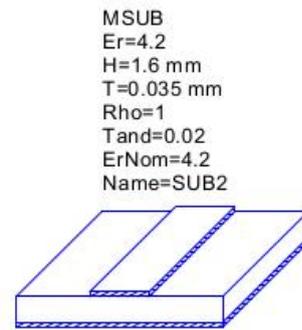
| Parametro | Descrizione | Grandezza |
|-----------|--|-----------|
| E_r | Costante dielettrica relativa | |
| H | Spessore del substrato | Lunghezza |
| T | Spessore del conduttore | Lunghezza |
| Rho | Resistività metallica normalizzata all'oro | |
| Tand | Tangente di dispersione del dielettrico | |
| ErNorm | Costante dielettrica relativa nominale | |

Come substrato è stato utilizzato il materiale standard FR4 i cui parametri sono tabulati in Tabella 3.2. È stato scelto questo substrato in quanto è economico e di facile reperibilità, anche se non è il più affidabile. Questo perché le strisce di FR4 vengono realizzate a livello industriale, quindi il costruttore non riesce a garantire che siano tutte planari, o che lo spessore sia uguale tra una striscia e l'altra. Inoltre anche la costante dielettrica relativa è molto variabile.

Tabella 3.2: Parametri del substrato FR4

| Parametro | Valore |
|-----------|----------|
| Er | 4.2 |
| H | 1.6 mm |
| T | 0.035 mm |
| Rho | 1 |
| Tand | 0.02 |
| ErNorm | 4.2 |

Figura 3.2: Struttura e parametri di FR4



Nella realizzazione dello schema è necessario inserire una **porta** ai fini della simulazione. Si tratta di un generatore virtuale con annesso tutto il circuito a monte del filtro. Esso è ciò che produrrà il segnale da simulare nel range di frequenze scelto e richiede come parametro l'impedenza di uscita del circuito trasmittente. L'impedenza del filtro, per la teoria enunciata nel paragrafo 2.3, dovrà quindi coincidere con l'impedenza selezionata sulla porta in modo da avere la massima efficienza. Nel nostro caso per il generatore è stato adottato lo standard a 50 Ω .



Figura 3.3: Simbolo del circuito della porta

3.1.3. Disposizione geometrica

Una volta definiti i parametri costruttivi, si cerca una distribuzione geometrica delle **stripline** partendo da un circuito schematico standard per un filtro passa-banda, vedi Figura 3.4. Si procede per prove empiriche, la variazione di ogni singolo parametro porta a cambiamenti radicali nell'intera simulazione.

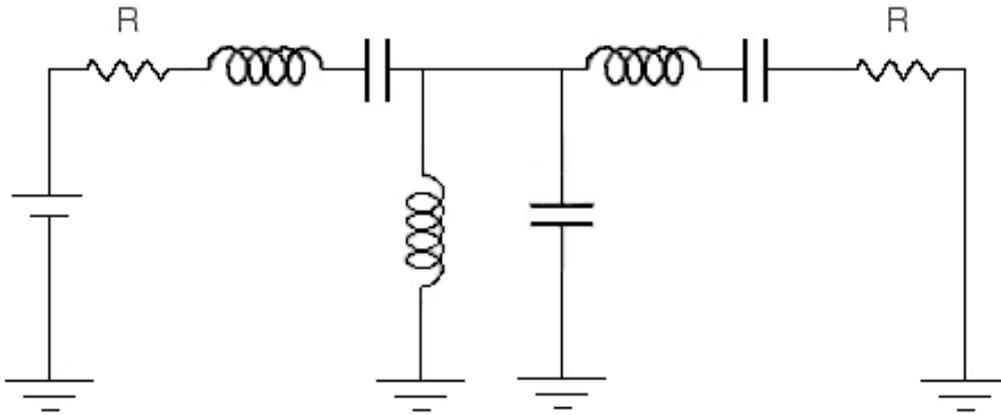


Figura 3.4: Circuito standard per filtro passa-banda

La coppia di elementi circuitali concentrati, induttore e condensatore, può essere approssimativamente equivalente a due **microstrisce** poste parallele sul substrato, rappresentate graficamente in Figura 3.5. Queste, attraversate da un segnale ad alta frequenza, generano effetti induttivi e capacitivi tra di loro e con lo strato metallico sottostante collegato a massa.

Le microstrisce sono caratterizzate dai parametri elencati in Tabella 3.3.

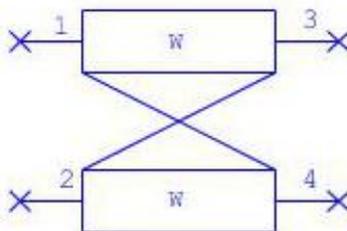


Figura 3.5: Microstriscia edge-coupled simmetrica

Tabella 3.3: Parametri della cella circuitale

| Parametro | Descrizione | Grandezza |
|-----------|-------------------------|-----------|
| W | Larghezza conduttore | Lunghezza |
| S | Gap tra le microstrisce | Lunghezza |
| L | Lunghezza conduttore | Lunghezza |

Importante è anche la decisione dell'ordine del filtro che indica la “pendenza” ovvero la quantità di attenuazione che viene applicata al segnale, come mostrato in Figura 3.6. Maggiore è l'ordine, maggiore è la pendenza della curva caratteristica (ampiezza-frequenza) e quindi la selettività del filtro. Aumenta però anche il numero di componenti richiesti.

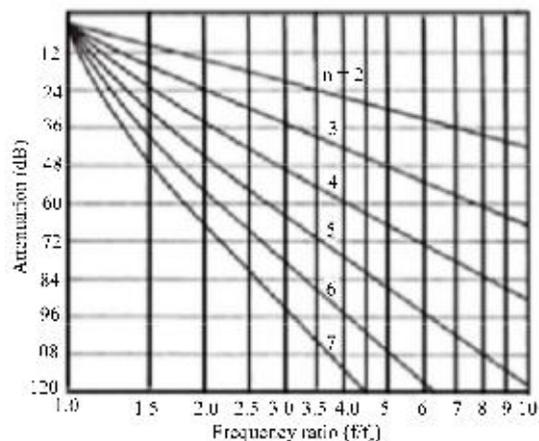


Figura 3.6: Caratteristica di un filtro passa-banda in funzione dell'ordine del filtro

Se l'ordine del filtro è N, il numero di coppie delle coupled-line è sempre 1 in più rispetto all'ordine del filtro, quindi N+1. Nel nostro caso, abbiamo scelto un filtro passa-banda del terzo ordine, in modo tale da avere un buon rapporto selettività - dimensioni del filtro.

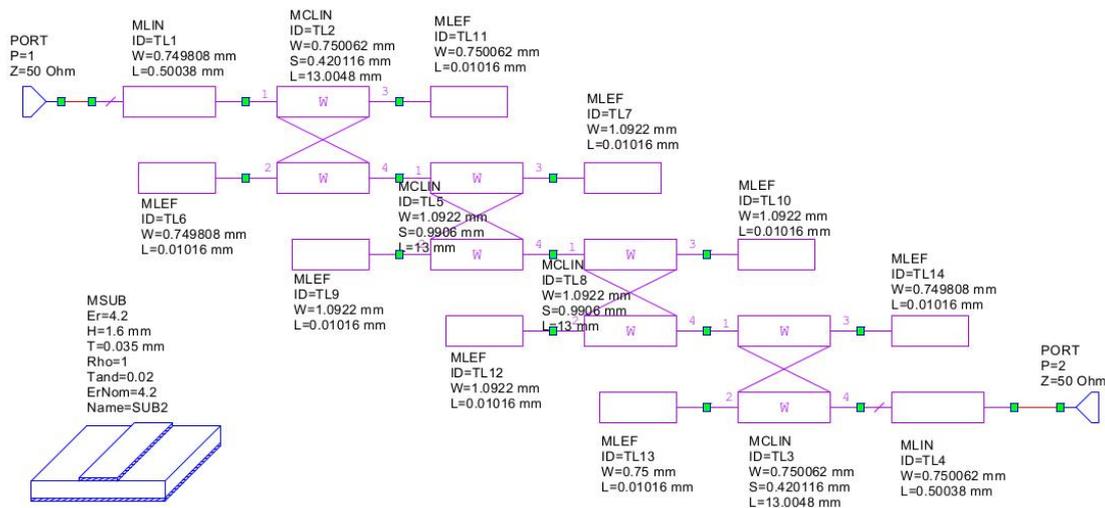


Figura 3.7: Realizzazione via software del filtro passa-banda

3.2. Simulazione dei filtri

Una volta disegnata la struttura principale del circuito e impostati i parametri del substrato e delle porte, si cerca di ottenere la curva della funzione di trasferimento ideale variando le dimensioni e le distanze tra le microstrisce. Si tenga in considerazione il fatto che:

- aumentando il parametro L aumentano gli effetti induttivi resistivi
- aumentando il parametro S diminuiscono gli effetti capacitivi
- aumentando il parametro W aumentano gli effetti capacitivi e diminuiscono gli effetti resistivi

Si consideri anche che la lunghezza delle microstrisce deve essere all'incirca $1/4$ della lunghezza d'onda λ che si vuole trasmettere.

Ricordando il significato del parametro S_{21} , che rappresenta la quantità di segnale trasmesso, abbiamo desiderato studiare l'andamento di tale parametro in funzione della frequenza.

A questo punto abbiamo ottenuto il circuito di Figura 3.7 con una funzione caratteristica del parametro S_{21} mostrato in rosso centrata sulla frequenza voluta a 3178 MHz e una banda passante di 680 MHz, riportata in Figura 3.8.

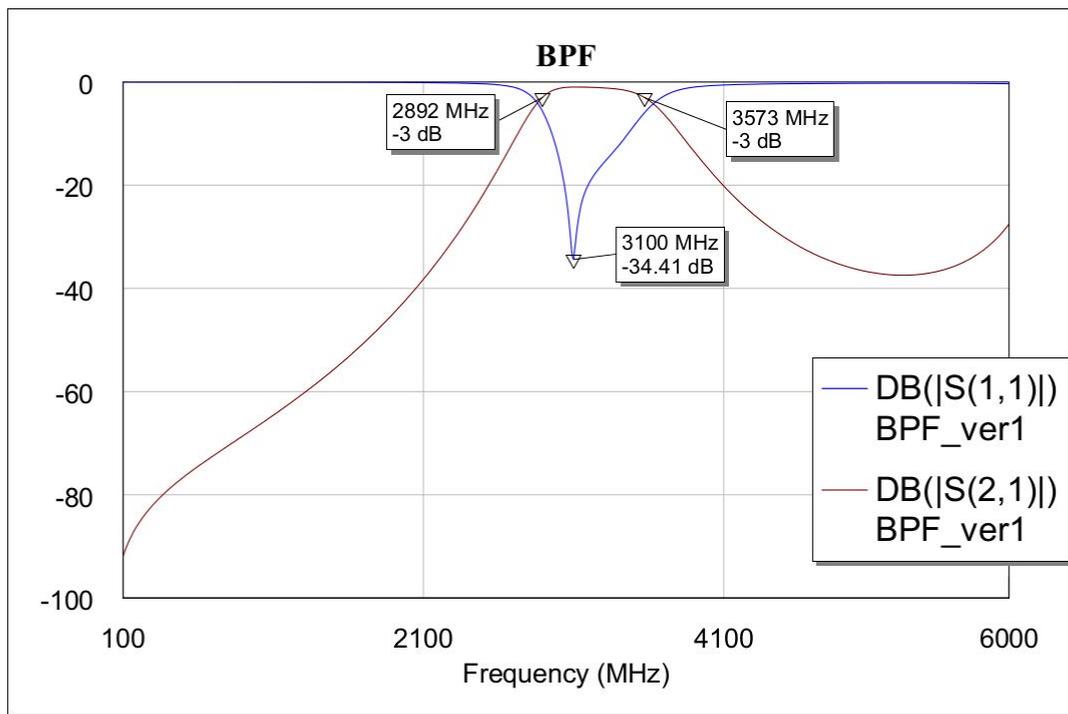


Figura 3.8: Funzione caratteristica del parametro S_{21} del filtro

3.3. Analisi degli errori tramite simulatore

Nella fase di simulazione, bisogna tenere conto di possibili errori in cui si può incorrere durante la realizzazione pratica del filtro.

Come già accennato precedentemente, alcuni di questi sono dovuti alla produzione industriale del substrato FR4. In particolare i parametri soggetti a errore sono: la costante dielettrica relativa ϵ_r , lo spessore del dielettrico H e lo spessore delle linee conduttrici T (vedi Figura 3.1).

Altra causa di errore è la macchina fresatrice (LPKF ProtoMat S42) mostrata in Figura 3.9, con cui viene disegnato il PCB; questa ha un'impresione sul sistema di riferimento di ± 0.02 mm lungo tutti e tre gli assi, in particolare l'errore presente sull'asse z si ripercuote anche sugli assi x e y a causa della forma conica della punta.



Figura 3.9: Microfresatrice LPKF ProtoMat S42

Qui di seguito presentiamo i risultati delle simulazioni effettuate per verificare l'entità di questi errori strutturali. Tali simulazioni sono state effettuate variando, di volta in volta, i seguenti parametri: la costante dielettrica relativa ϵ_r , lo spessore del dielettrico H e lo spessore T , la lunghezza L , la larghezza W e la distanza S tra le linee conduttrici.

3.3.1. Variazione della curva di trasferimento in funzione della costante dielettrica relativa ϵ_r

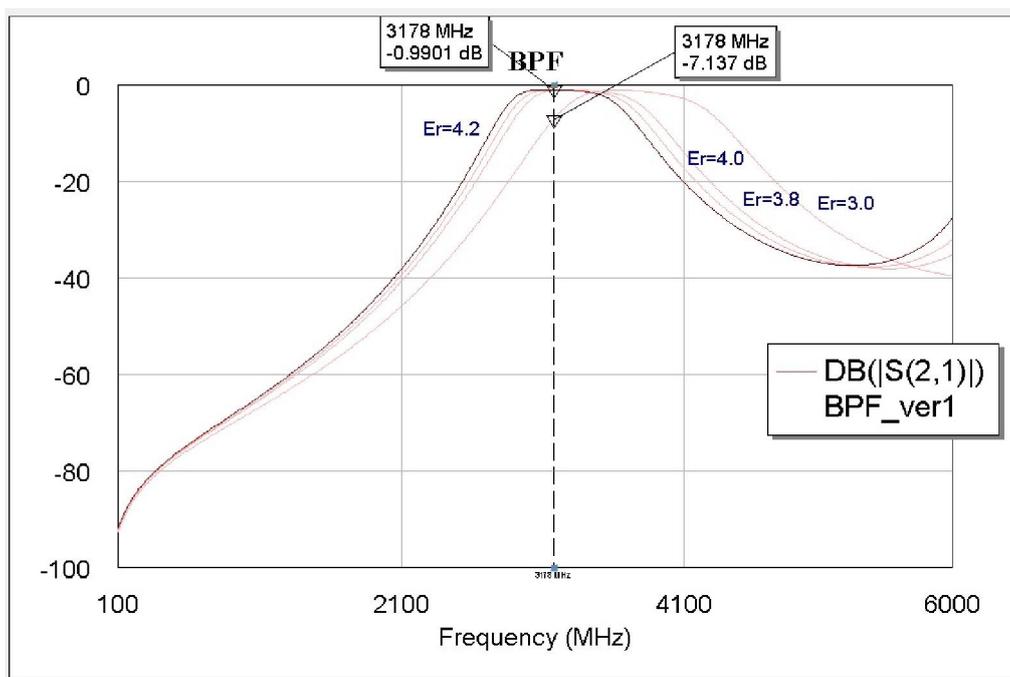


Figura 3.10: Variazione della curva di trasferimento in funzione della costante dielettrica relativa ϵ_r .

Considerando che il valore dichiarato dalla ditta costruttrice è di 4.2, sono state effettuate simulazioni per valori della costante dielettrica di 4.0, 3.8 e 3.0. Si può notare che al diminuire del valore di ϵ_r , la banda passante si sposta su frequenze maggiori. Come si può vedere dal grafico il segnale alla frequenza di 3178 MHz non viene attenuato in un range da 4.6 a 3.8. Quindi si può stimare la tolleranza dell'errore sulla costante dielettrica in ± 0.4 .

3.3.2. Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore del dielettrico H

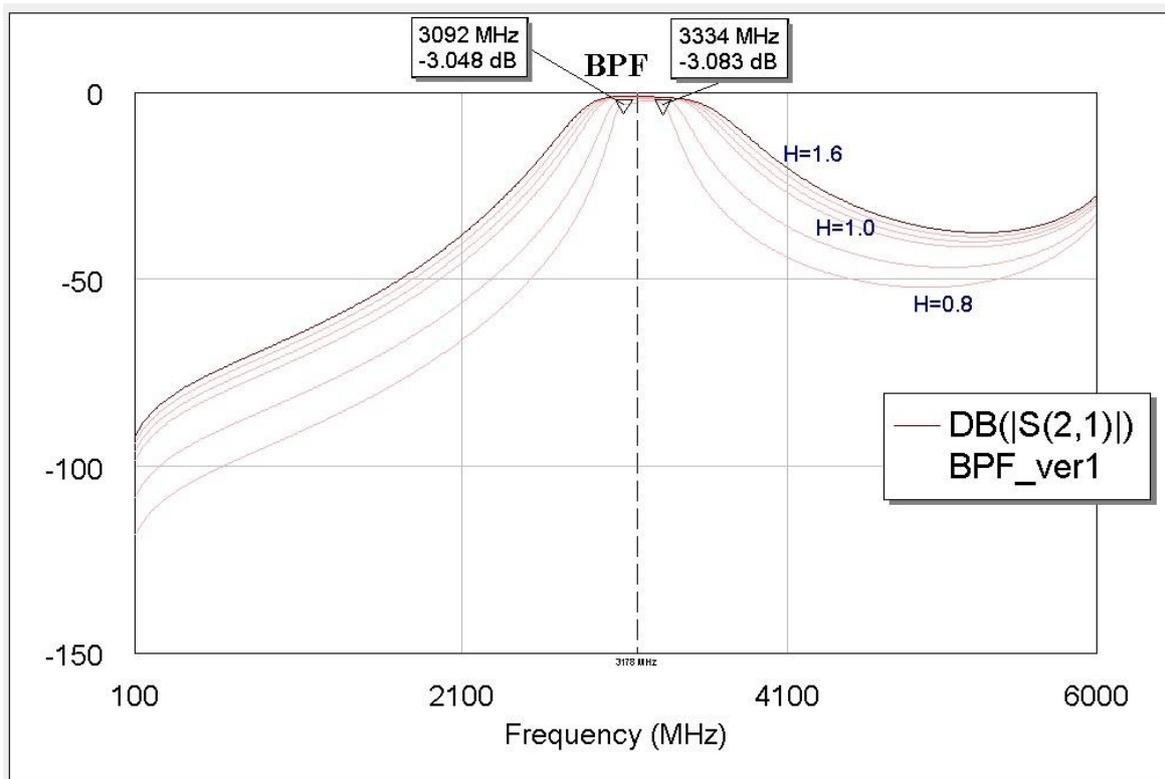


Figura 3.11: Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore del dielettrico H.

Considerando che il valore dichiarato dalla ditta costruttrice è di 1.6 mm, sono state effettuate simulazioni per valori dello spessore del dielettrico di mm 1.5, 1.4, 1.3, 1.0 e 0.8. Si può notare che al diminuire del valore di H, la banda passante si restringe e quindi il filtro è più selettivo. Un'eccessiva riduzione dello spessore porta ad una attenuazione consistente del segnale. Come si può vedere dal grafico il segnale alla frequenza di 3178 MHz viene eccessivamente attenuato per valori inferiori a 1.0 mm.

3.3.3. Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore delle strisce conduttrici T

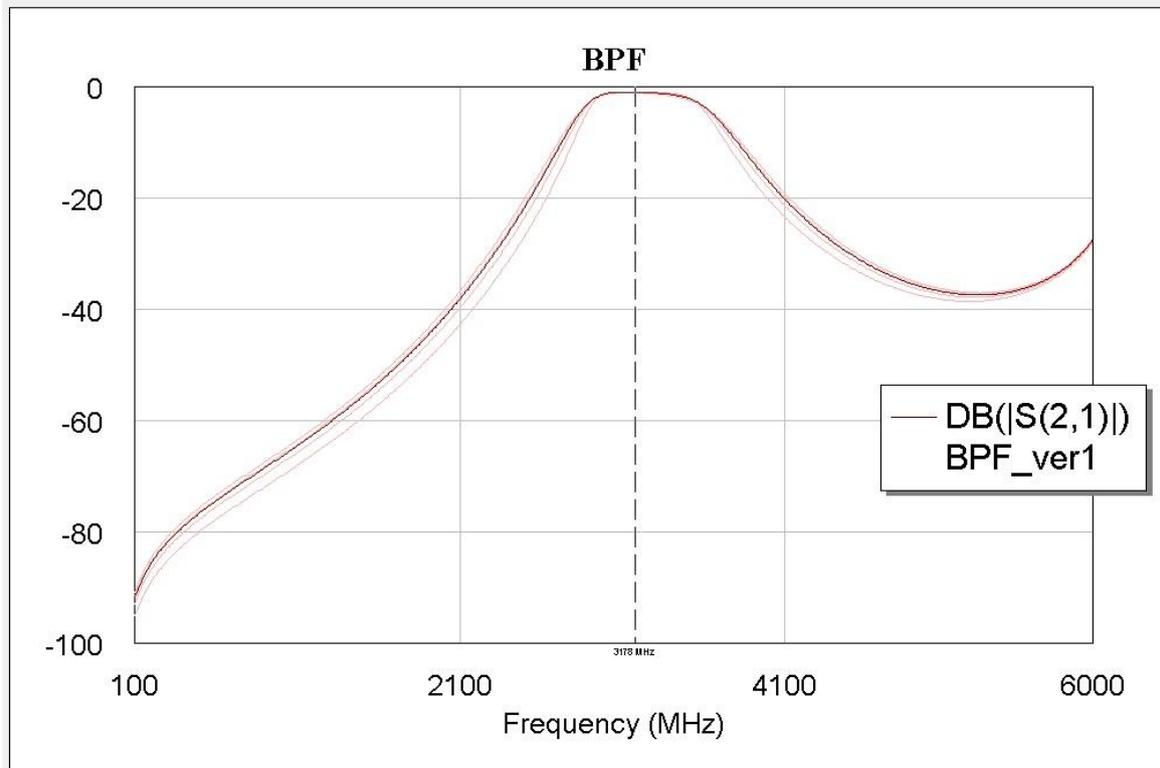


Figura 3.12: Variazione della curva di trasferimento in funzione dello spessore delle strisce conduttrici T.

Considerando che il valore dichiarato dalla ditta costruttrice è di 0.035 mm, sono state effettuate simulazioni per valori dello spessore del dielettrico di mm 0.205, 0.085, 0.025 e 0.0005. Si può notare che al variare del valore di T, la banda passante non subisce cambiamenti consistenti.

3.3.4. Variazione della curva di trasferimento in funzione dell'errore sul sistema di riferimento

Asse x e z: Sono state effettuate simulazioni per verificare l'entità dell'errore sull'asse x e z. Abbiamo variato, di volta in volta, i seguenti parametri:

- sull'asse delle x, la larghezza W e la distanza S tra le strisce conduttrici aggiungendo e togliendo 0.04 mm (0.02 mm per ogni lato).
- sull'asse delle z, lo spessore delle strisce conduttrici T aggiungendo e togliendo 0.02 mm.

I grafici ottenuti non hanno rilevato variazioni sostanziali della funzione di trasferimento.

Asse y: Sono state effettuate simulazioni per verificare l'entità dell'errore sull'asse y. Abbiamo variato la lunghezza L delle strisce conduttrici aggiungendo e togliendo 0.08 mm, in quanto c'è da tenere in considerazione anche l'errore presente sull'asse z che si ripercuote sull'asse y a causa della forma conica della punta. I grafici ottenuti hanno rilevato una maggiore variazione della funzione caratteristica ma che rientra comunque nei limiti di tolleranza.

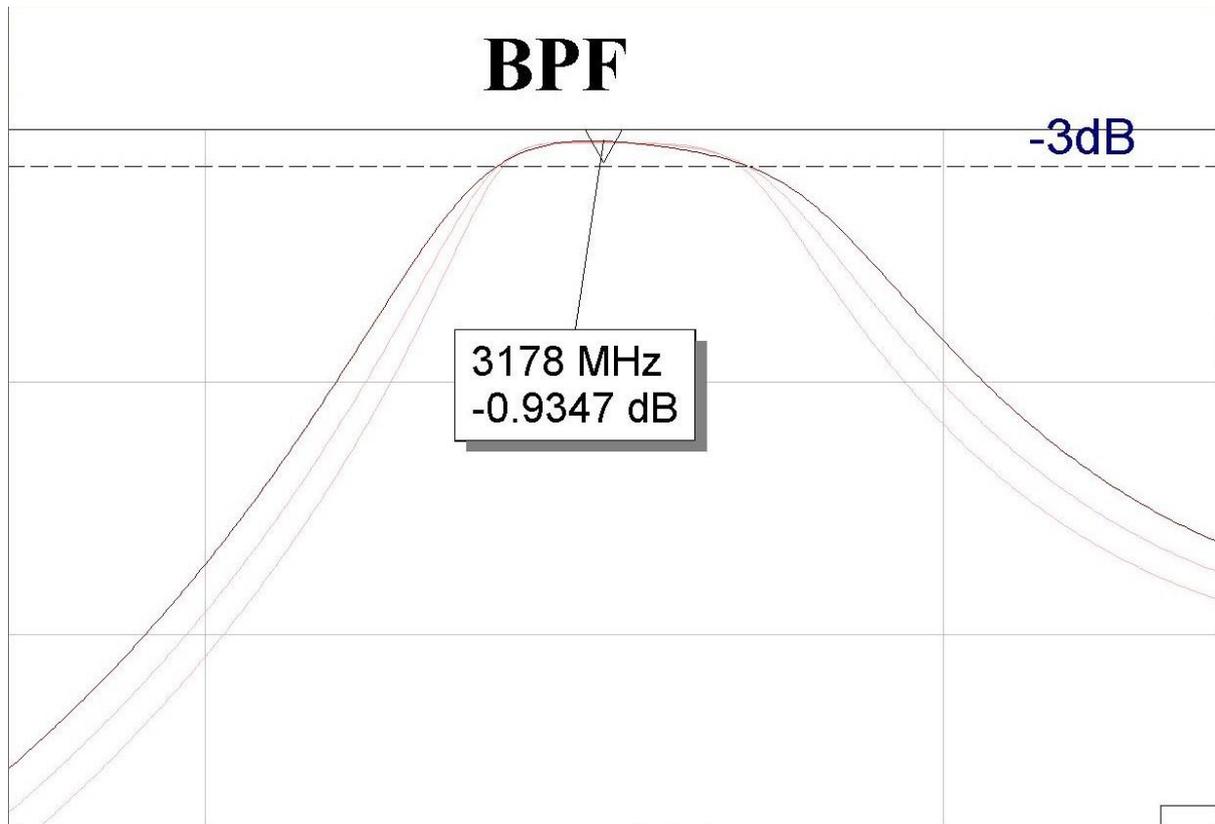


Figura13: Variazione della curva di trasferimento causato dall'errore sull'asse y

Capitolo4

Analisi filtri passivi stripline reali

Attraverso diverse simulazioni abbiamo ottenuto la disposizione geometrica ottimale delle stripline per poi convertire lo schema circuitale in un disegno CAD della geometria tridimensionale del prodotto.

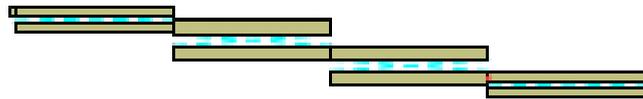


Figura 4.1: Disegno, ottenuto via software, della geometria del circuito stampato

Per realizzare il PCB è stata utilizzata una microfresatrice (LPKF ProtoMat S42, vedi Figura 3.9) e il disegno CAD prodotto dal software Mcrowave Office[®]. Grazie all'elevato numero di giri del motore, questa microfresatrice compatta, consente di ottenere PCB a singola e doppia faccia di alta precisione e in tempi molto rapidi.

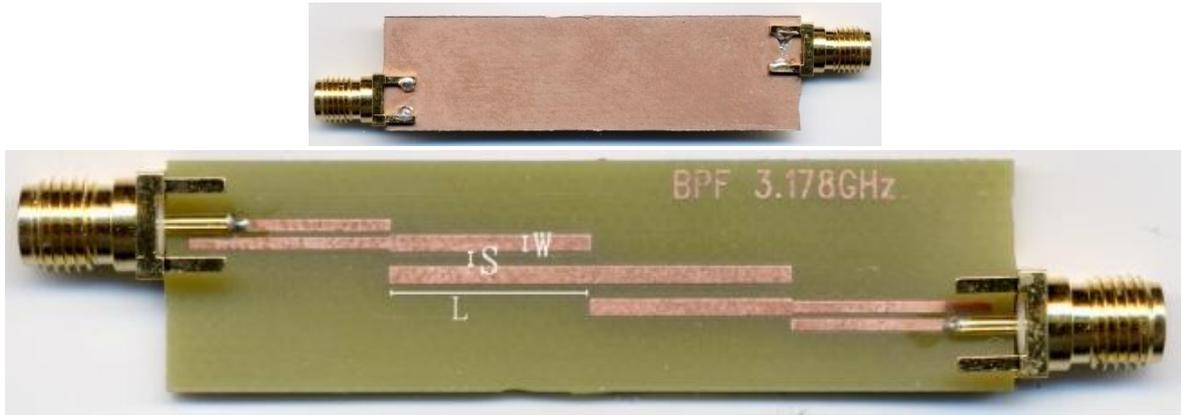


Figura 4.2: Immagine del filtro realizzato, visto da entrambi i lati

Una volta costruito il filtro, sono stati eseguiti i test di verifica delle prestazioni del circuito. Per farlo abbiamo utilizzato un Network Analyzer E5071C. Tra i due canali dello strumento viene interposto il filtro che, essendo simmetrico, può essere collegato indifferentemente nei due versi. Il Network Analyzer invia al filtro, attraverso il canale d'ingresso, un'onda che varia in frequenza da 100 kHz a 8.5 GHz, con step di frequenza di 70 kHz. Questo strumento è in grado di rilevare, per ogni valore di frequenza, l'onda riflessa sul canale d'ingresso, l'onda trasmessa che arriva al canale d'uscita e l'onda riflessa sul canale d'uscita. Ottiene quindi tutti i componenti della matrice di Scattering, per poi graficare i parametri S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} in funzione della frequenza.

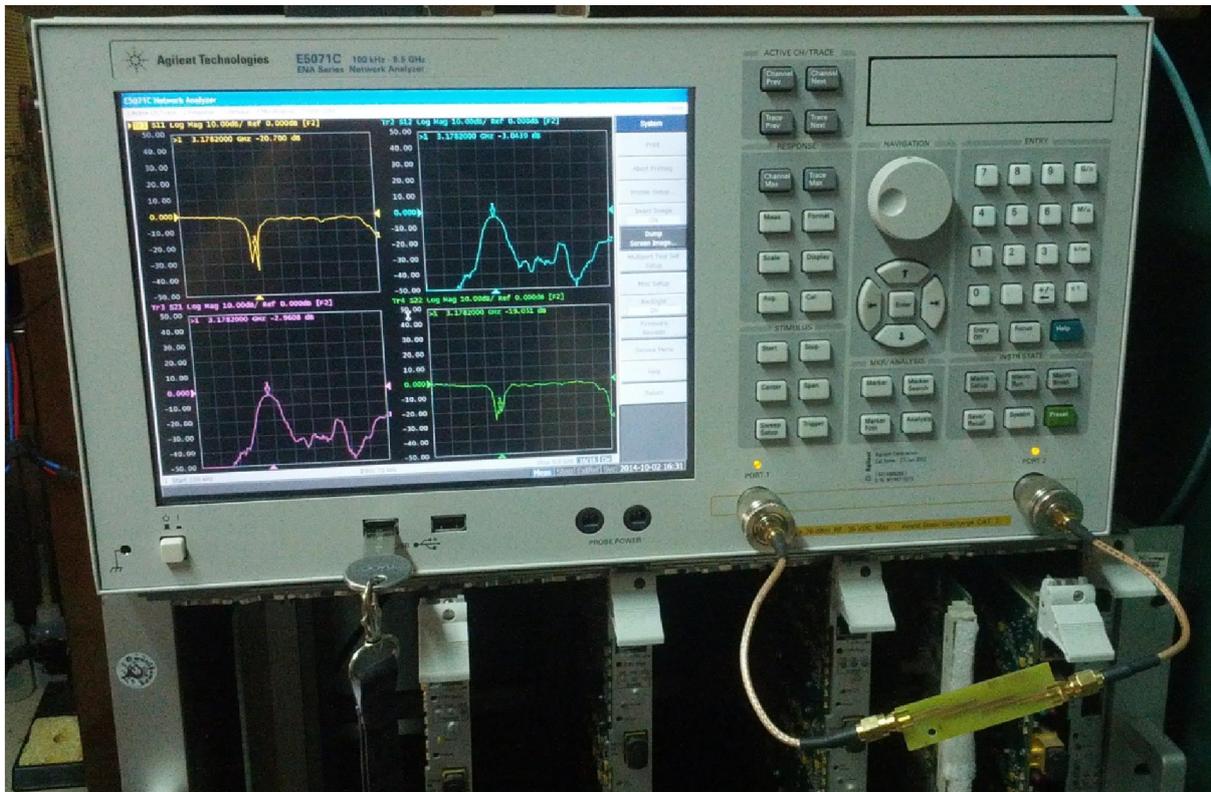


Figura 4.3: Network Analyzer con, collegato ai due canali, il filtro passa-banda realizzato

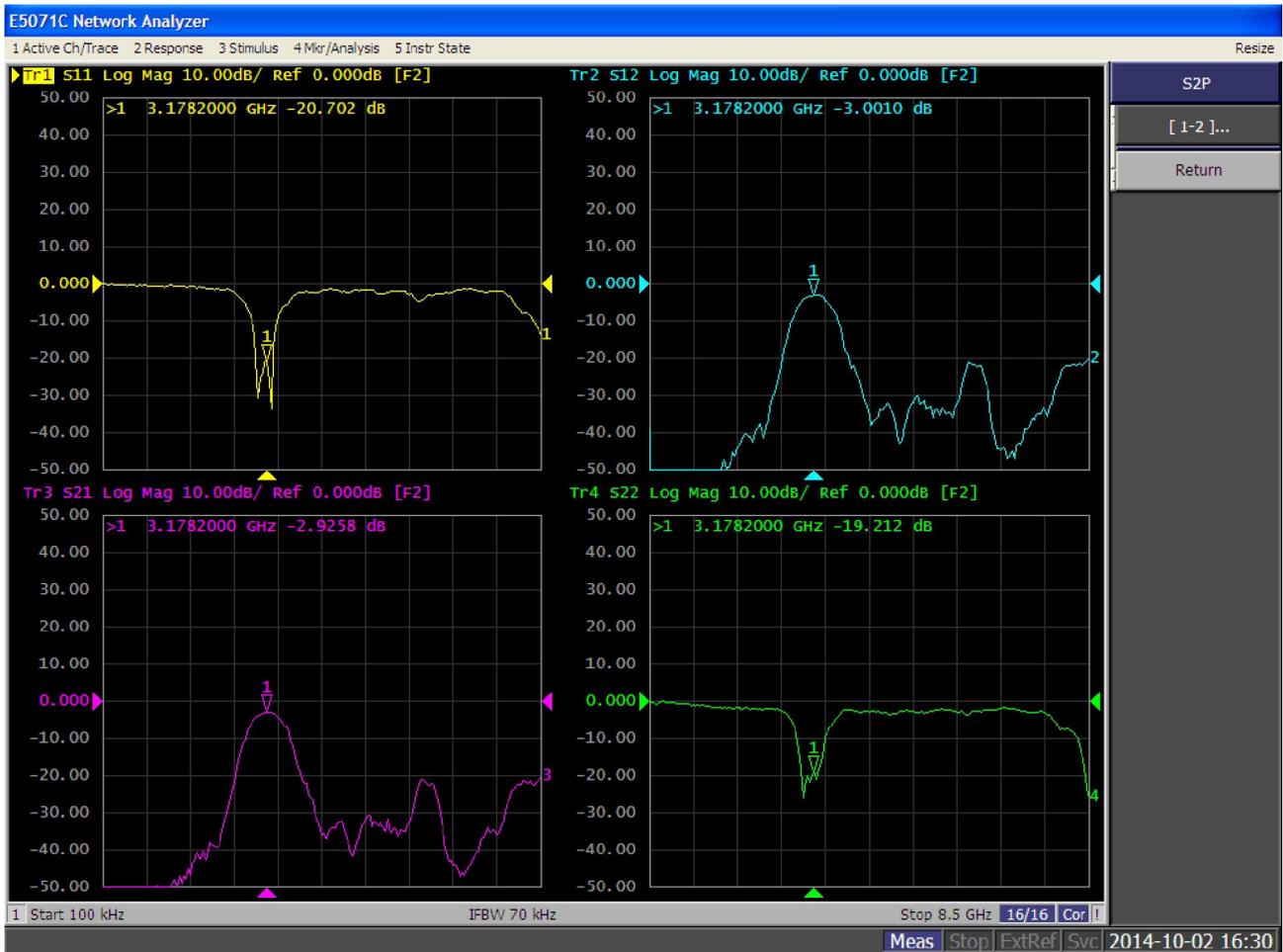


Figura 4.4: Grafici prodotti dal Network Analyzer dei parametri S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}

3.2. Confronto tra filtro reale e filtro simulato

A questo punto abbiamo caricato nel programma di simulazioni Microwave Office® il file prodotto dal Network Analyzer, in modo tale da poter confrontare il filtro logico (BPF_ver1) ed il filtro reale (TOUCHSTONE), verificando quindi il funzionamento del filtro passa-banda. Per ricavare il grafico del filtro reale, precedentemente si è reso necessario far elaborare i parametri rilevati dal Network Analyzer attraverso l'elemento mostrato in Figura 4.5.

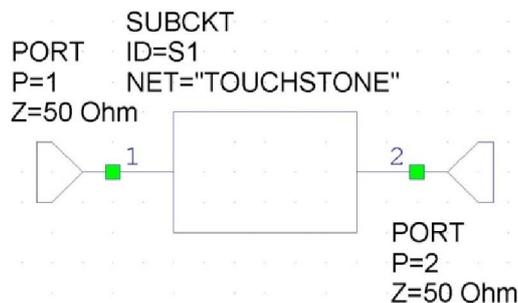


Figura 4.5

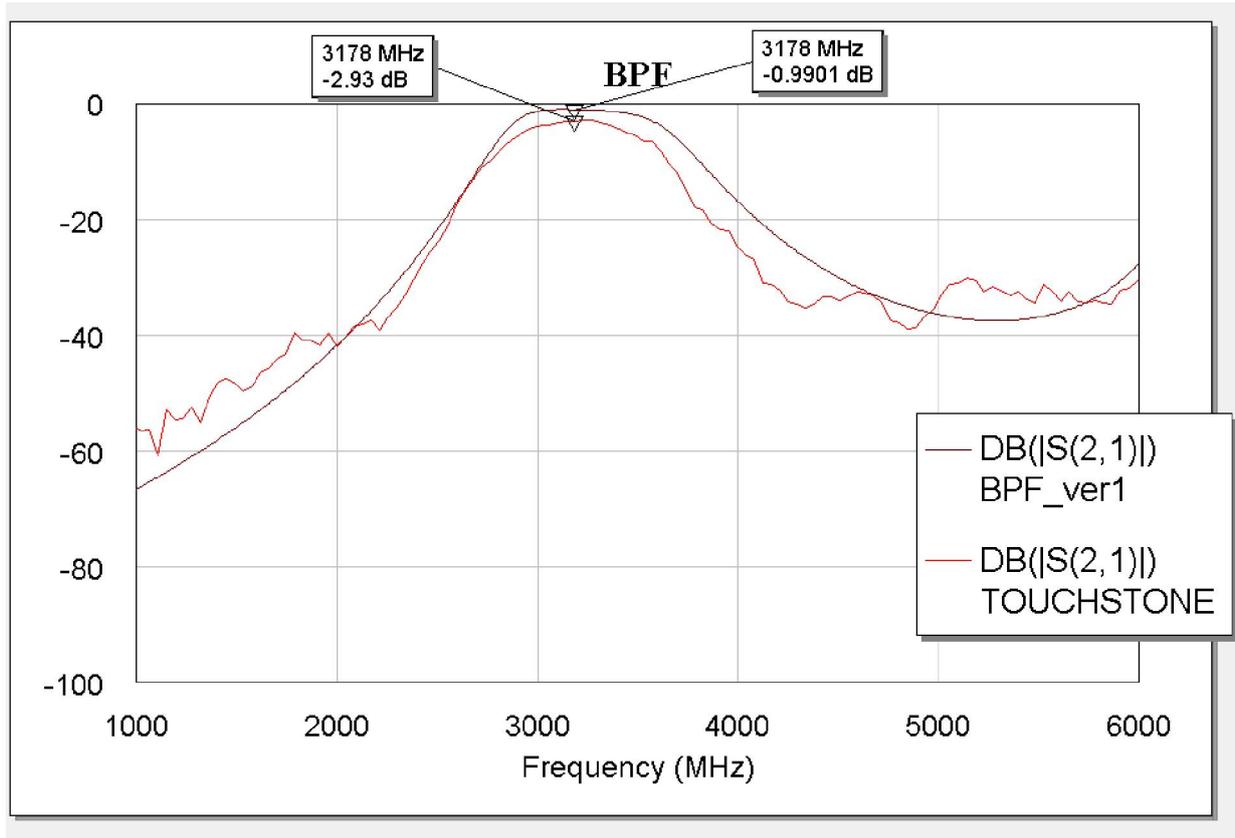


Figura 4.6: Confronto del parametro S21 dei due filtri

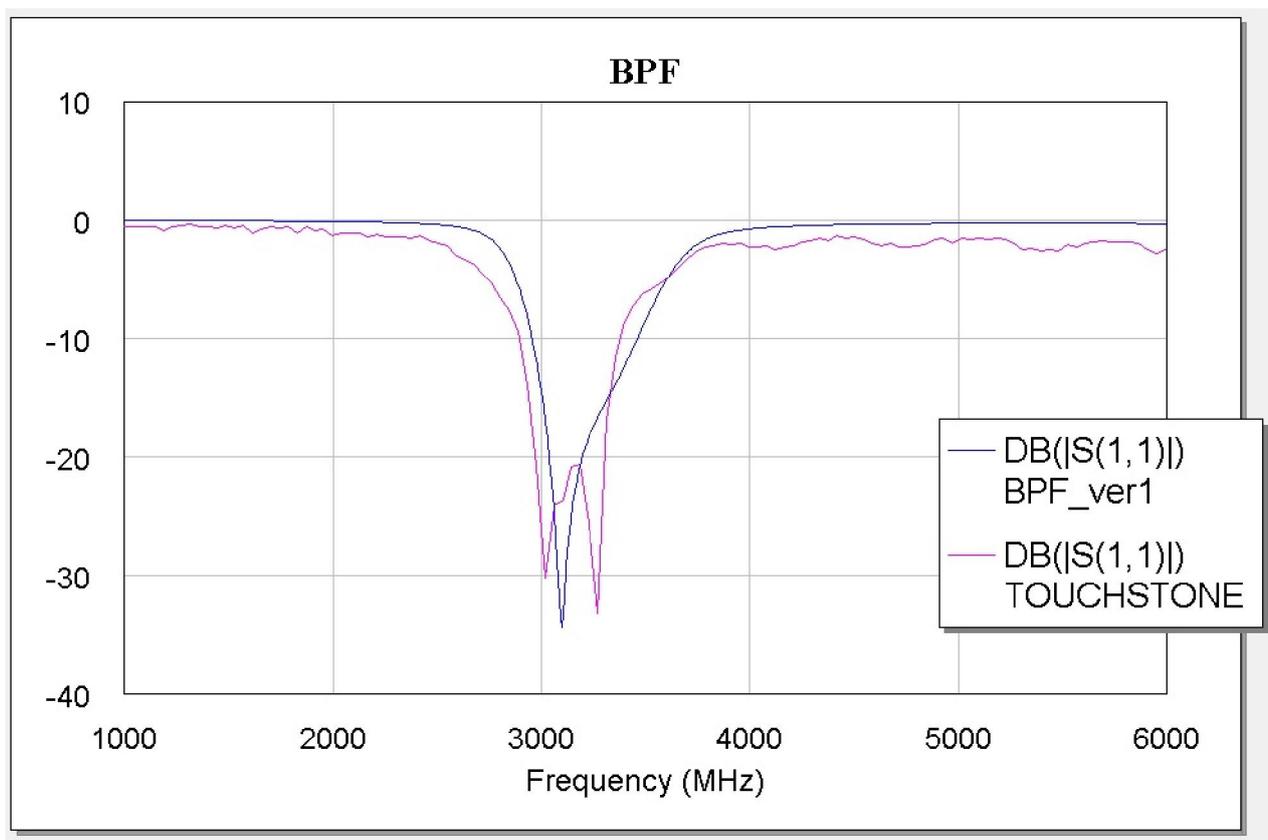


Figura 4.7: Confronto del parametro S11 dei due filtri

Dai due grafici si può vedere che, nel filtro reale, la banda passante subisce un'attenuazione maggiore. Inoltre si può osservare che la sua curva di trasferimento è "sporca" ovvero soggetta a un rumore di fondo, in parte causato dai cavi di collegamento al Network Analyzer e in parte causato dalle giunzioni alle estremità del filtro. Comunque possiamo notare che, in buona approssimazione, la funzione reale segue l'andamento di quella simulata.

Conclusioni

Come descritto in precedenza, il sistema di ricetrasmisione in fase di test, finalizzato ad applicazioni biomedicali, è costituito fondamentalmente da un circuito trasmettitore con portante a circa 3.2 GHz, ed un circuito di ricezione. Il mio lavoro si è concentrato prevalentemente nello studio e nella caratterizzazione di un sottocomponente del ricevitore: il filtro passa-banda.

In particolare, in questa tesi è stato analizzato il procedimento per la realizzazione di un filtro passivo passa-banda da stampare direttamente su PCB (Printed Circuit Board) attraverso una microfresatrice, sfruttando esclusivamente le grandezze parassite di strisce conduttrici. L'aspetto fondamentale è stato quello di indagare i possibili errori strutturali e i limiti fisici che si potevano presentare nella realizzazione e valutare il comportamento elettromagnetico e l'efficienza del filtro.

Il trasmettitore del sistema completo è stato progettato per lavorare ad una frequenza di 3 GHz poiché 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. La frequenza di centro-banda del filtro è naturalmente coincidente con la frequenza di risonanza delle antenne di trasmissione e ricezione. Per ottenere questo risultato il parametro S_{22} di uscita dell'antenna di ricezione (impedenza di uscita) deve essere adattato ai parametri S_{11} (impedenza di ingresso) del filtro. In questo modo il filtro può eliminare efficientemente le frequenze esterne alla sua banda passante.

L'utilizzo di materiali costruttivi standard, quali il substrato commerciale FR4, e l'utilizzo della microfresatrice, ha inevitabilmente portato ad errori e limiti fisici costruttivi. Tali imprecisioni si sono riflesse nella funzione di trasferimento del filtro reale che, come previsto, si discosta da quella simulata anche se entro un range accettabile.

In conclusione, il mio lavoro di simulazione e caratterizzazione dei parametri di Scattering del filtro passa-banda, utilizzato nel ricevitore, ha permesso di migliorare la fedeltà del segnale ricevuto, e di conseguenza ha permesso di estendere la distanza massima a cui è possibile far funzionare il

sistema di ricetrasmisione, fino circa un metro. Tale distanza è significativa se comparata con la piccola ampiezza e potenza dei segnali trasmessi.

Una possibile applicazione del dispositivo di ricetrasmisione wireless UWB è nel campo della apparecchiature biomedicali come sistemi di acquisizione e trasmissione wireless di segnali biomedicali in sostituzione dei tradizionali sistemi su cavo. Esso è ancora in fase di ottimizzazione presso il laboratorio di elettronica dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare della sezione di Bologna e gli studi già avviati sono destinati a proseguire nell'imminente futuro al fine di realizzare un prototipo multicanale completo.

Bibliografia e Sitografia

- [1] M. Luise, G. M. Vitetta. *Teoria dei segnali*. Milano, McGraw-Hill, 2009
- [2] HninYuWai, ZawMinNaing, KyawSoeLwin, HlaMyoTun. *Design and Simulation of Edge-coupled Stripline Band Pass Filter for Ka Band Application*. International Conference on Trends in Electrical, Electronics and Power Engineering, July 15-16, 2012 Singapore.
- [3] A. Gabrielli, M. Crepaldi, D. Demarchi, P. Motto Ros, G. Villani. *Wireless ultra-wide-band transmission prototype ASICs for low-power space and radiation applications*. In press on Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A (2014) (doi:10.1016/j.nima.2014.03.065))
- [4] Stefano Visentin. *Network Analyzer, Technical and Economics Evaluations*. Università degli Studi di Padova, Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali, 2012
- [5] Jacopo Gasparetto. *Studio di geometrie di antenne su PCB per trasmissione wireless Ultra-WideBand*. Università degli Studi di Bologna, Tesi di Laurea in Fisica c/o Dipartimento di Fisica e Astronomia, Marzo 2013
- [6] <http://www.awrcorp.com/products/microwave-office>
- [7] Mario Cannataro. *Cenni di metodologie di acquisizione e di elaborazione dei segnali biomedici*. Tesi di Laurea in Medicina e Chirurgia c/o Università degli studi di Catanzaro, Facoltà di Medicina e Chirurgia, 2010.