



Università degli Studi di Padova  
Facoltà di Ingegneria  
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

# Ottimizzazione e validazione sperimentale di induttori planari per applicazioni a radiofrequenza

**Relatore:** Prof. Alessandro Sona  
**Correlatore:** Ing. Tristano Dal Canton

**Laureando:** Francesco Sartor

19 Aprile 2010



# Sommario

La presente tesi riporta e descrive i risultati di uno studio riguardante l'applicazione degli induttori planari tarabili su PCB nelle realizzazioni di filtraggio a radiofrequenza. In particolare, viene affrontato il problema della SRF prematura in frequenza evidenziata dagli induttori planari (in relazione alle prestazioni offerte dai PTH e dagli SMD), proponendo soluzioni progettuali adeguate ai fini della loro applicazione in sostituzione degli induttori discreti. Viene inoltre validata sperimentalmente la bontà della realizzazione *multilayer* ai fini di un innalzamento della SRF dei suddetti componenti. Infine, vengono proposti i risultati ottenuti da due filtri standard per applicazioni radiotelevisive realizzati con induttori esclusivamente planari.



# Indice

<b>Sommario</b>	<b>III</b>
<b>1 Introduzione</b>	<b>1</b>
<b>2 Filtri per applicazioni a radiofrequenza</b>	<b>5</b>
2.1 Introduzione e proprietà . . . . .	5
2.2 Caratterizzazione . . . . .	13
2.3 Tipologie . . . . .	17
2.3.1 Filtro di Butterworth . . . . .	17
2.3.2 Filtro di Chebyshev . . . . .	18
2.3.3 Filtro di Bessel (Thompson) . . . . .	20
2.3.4 Filtro Ellittico o di Cauer . . . . .	22
2.4 Parametri S e Misure . . . . .	23
<b>3 Strumenti teorici per l'analisi di induttori planari</b>	<b>29</b>
3.1 La formula di Wheeler modificata . . . . .	31
3.2 <i>Current sheet approximation</i> . . . . .	32
3.3 <i>Data Fitted Monomial Expression</i> . . . . .	33
3.4 Confronto teorico . . . . .	33
<b>4 Prime misure e prototipi</b>	<b>37</b>
4.1 Un esempio di filtro standard . . . . .	37
4.1.1 Simulazione . . . . .	38
4.1.2 Misure . . . . .	39
4.2 Primi prototipi con induttori planari . . . . .	41
4.2.1 Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati . . . . .	41
4.2.2 Layout dei prototipi . . . . .	42
4.2.3 Risultati delle misure . . . . .	44
4.2.4 Note e conclusioni . . . . .	45

<b>5</b>	<b>SRF</b>	<b>49</b>
5.1	Modello elettrico di un induttore planare . . . . .	49
5.2	Misure di impedenza . . . . .	52
5.2.1	Misure di impedenza sugli induttori utilizzati . . . . .	52
5.2.2	Misure di impedenza eseguite su un filtro notch . . . . .	60
5.3	Conclusioni . . . . .	66
5.3.1	Progettazione . . . . .	66
5.3.2	Confronto di prestazioni tra induttori a RF . . . . .	76
5.3.3	Soluzioni alternative: la realizzazione <i>multilayer</i> . . . . .	78
<b>6</b>	<b>Filtri planari tarabili</b>	<b>85</b>
6.1	Prototipi di filtro banda V . . . . .	85
6.1.1	Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati . . . . .	85
6.1.2	Layout dei prototipi . . . . .	87
6.1.3	Risultati delle misure . . . . .	88
6.1.4	Ottimizzazione al banco e misure di impedenza . . . . .	93
6.1.5	Filtro planare banda V vs Filtro banda V PTH . . . . .	103
6.2	Prototipi di filtro banda IV . . . . .	105
6.2.1	Il filtro banda IV . . . . .	105
6.2.2	Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati . . . . .	107
6.2.3	Layout dei prototipi . . . . .	111
6.2.4	Risultati delle misure e ottimizzazione . . . . .	114
6.2.5	Filtro planare banda IV vs Filtro banda IV PTH . . . . .	120
6.3	Combinazione dei filtri banda IV e V . . . . .	122
6.3.1	Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati . . . . .	124
6.3.2	Layout del prototipo . . . . .	126
6.3.3	Risultati delle misure . . . . .	127
6.3.4	Problematiche riscontrate e possibili soluzioni . . . . .	133
<b>7</b>	<b>Conclusioni e sviluppi</b>	<b>135</b>
<b>A</b>	<b>Impianti di ricezione TV</b>	<b>143</b>
A.1	Antenne . . . . .	143
A.2	Terminale di testa . . . . .	145
A.2.1	Miscelatori . . . . .	145
A.2.2	Demiscelatori . . . . .	146
A.2.3	Filtri . . . . .	146
A.2.4	Attenuatori . . . . .	147
A.2.5	Convertitori . . . . .	147
A.2.6	Amplificatori . . . . .	148
A.3	Componenti per la rete di distribuzione . . . . .	155

A.3.1	Partitori o divisori . . . . .	156
A.3.2	Derivatori o deviatori . . . . .	156
A.3.3	Prese d'utente . . . . .	157
A.3.4	Cavo coassiale . . . . .	158
<b>Bibliografia</b>		<b>159</b>
<b>Ringraziamenti</b>		<b>161</b>



# Capitolo 1

## Introduzione

Gli induttori sono componenti essenziali per la progettazione di sistemi a radiofrequenza. I costi ad essi legati e le loro caratteristiche elettriche sono fattori determinanti per il prezzo e le *performance* complessivi dei prodotti in cui vengono impiegati. Essi sono quindi componenti essenziali, ma allo stesso tempo critici per oscillatori, filtri, amplificatori ecc.

Nei sistemi filtranti sono molto diffusi gli induttori PTH (*Pin Through Hole*), i quali godono di alti fattori di merito e della possibilità di essere tarati tramite la deformazione meccanica delle loro spire. Tale operazione risulta necessaria, ad esempio, in tutte quelle applicazioni in cui si vogliono spostare le frequenze di taglio dei filtri in fasi successive a quella di realizzazione dei circuiti stampati. Questo è il caso dei centralini per impianti d'antenna, dove i filtri per la banda IV e la banda V richiedono frequenze di taglio variabili con la posizione geografica in cui si trova l'impianto. La taratura viene solitamente effettuata da tecnici specializzati altamente qualificati con l'ausilio di attrezzature sofisticate come l'analizzatore di reti. Si tratta quindi di un passaggio della filiera produttiva molto oneroso. Da qui nasce la necessità di ridurre i costi ad esso legati. A tale fine, in questa tesi si propone l'applicazione degli induttori planari tarabili su PCB (*Printed Circuit Board*) in sostituzione delle bobine in aria e, più in generale, degli induttori discreti. Gli induttori planari rappresentano un argomento già abbondantemente discusso in letteratura ma le dissertazioni scientifiche riguardano lo studio e l'applicazione di queste strutture planari soprattutto per realizzazioni alle microonde, trattando principalmente gli induttori integrati al silicio o su substrato ceramico. Non sono disponibili, invece, molte informazioni riguardo l'applicazione di queste strutture per gli scopi applicativi sopra citati; in particolare, gli articoli scientifici che trattano gli induttori planari alle radiofrequenze si sono soffermati soprattutto su analisi e studi teorici senza approfondire adeguatamente a

livello sperimentale la sostituzione dei PTH o degli SMD con le suddette strutture distribuite. Inoltre, gli stessi studi teorici non concordano sull'individuazione di un modello univoco a parametri concentrati che sia rappresentativo alle radiofrequenze degli induttori planari a spirale.

Il progetto di queste strutture planari non è semplice, e la via migliore per prevedere il loro comportamento è la risoluzione numerica delle equazioni di Maxwell utilizzando strumenti software avanzati come CST Microwave Studio. A questo proposito, è stato individuato ([2]), tramite simulazioni e verifiche sperimentali, un modello elettrico che si ritiene ben rappresentativo degli induttori planari a spirale ai fini di una completa comprensione del loro comportamento in frequenza e dei fenomeni parassiti che li caratterizzano. Inoltre, in questo studio ([2]), è stato proposto tramite sperimentazione un metodo di taratura ripetibile e valido soprattutto in virtù del fatto che è applicabile in fasi successive a quella di incisione dei circuiti stampati.

Partendo dai risultati precedenti, nel presente lavoro di ricerca è stata sperimentata l'effettiva realizzazione planare di alcuni filtri a radiofrequenza. In particolare, sono stati realizzati i filtri per la banda IV e per la banda V, sostituendo i PTH con degli induttori planari di valore opportuno. I risultati ottenuti si possono considerare buoni soprattutto per ciò che concerne la risposta massimamente piatta in banda (alla Butterworth) e le frequenze di taglio inferiore e superiore estremamente precise. A questo proposito, i risultati migliori sono da considerarsi nei termini del *taglio di canale* particolarmente preciso e ripetibile.

Nel Capitolo 2 viene fornita una panoramica sui filtri, le loro proprietà e le varie tipologie. L'attenzione viene focalizzata pian piano sui filtri a radiofrequenza, sulla loro caratterizzazione e sulle misure a RF sfruttando i parametri  $S$ .

Nel Capitolo 3 vengono analizzati e confrontati gli strumenti teorici a disposizione per lo studio ed il progetto degli induttori planari a spirale.

Nel Capitolo 4 si riportano le simulazioni e le misure eseguite su un filtro standard, i primi prototipi planari e le problematiche riscontrate.

Il Capitolo 5 definisce e analizza il problema cardine che limita l'applicazione delle strutture planari nelle realizzazioni ad alta frequenza: la loro SRF prematura in frequenza. Viene proposta perciò una soluzione progettuale ai fini della loro applicazione, oltre a delle soluzioni realizzative alternative per alzarne la SRF.

Nel Capitolo 6 vengono illustrate le operazioni di progetto, realizzazione e misura dei prototipi di filtro banda IV e banda V che hanno evidenziato le migliori prestazioni.

Nelle conclusioni vengono valutati nel loro insieme i risultati ottenuti e tracciate le linee guida per una futura applicazione sistematica degli induttori a parametri distribuiti.



# Capitolo 2

## Filtri per applicazioni a radiofrequenza

### 2.1 Introduzione e proprietà

In elettronica, un filtro è un dispositivo che realizza delle funzioni di trasformazione dei segnali. In teoria dei circuiti, un filtro è una rete elettrica che altera le caratteristiche di ampiezza e/o di fase di un segnale rispetto alla frequenza. Idealmente, un filtro non aggiungerà nuove frequenze al segnale di ingresso né cambierà le frequenze costituenti quel segnale, ma andrà esclusivamente a modificare le ampiezze relative delle varie componenti in frequenza e/o le loro relazioni di fase. In sostanza, lo scopo di un filtro analogico è l'eliminazione di parte del contenuto armonico di un segnale, lasciandone inalterata la porzione restante.

Le utilizzazioni di questi dispositivi sono le più svariate e vanno dalla riduzione dell'ondulazione residua (*ripple*) all'uscita degli alimentatori, a quella del rumore di rete (e non solo) e della distorsione, alla separazione dei segnali di diversa frequenza che viaggiano sullo stesso mezzo trasmissivo, fino ad arrivare ai filtri di ricezione per le più svariate applicazioni tra cui, appunto, il filtraggio dei segnali radiotelevisivi.

I filtri cosiddetti *passivi* possono essere di tipo RC o di tipo RLC; questi ultimi garantiscono una buona selettività a patto che il fattore di merito del filtro sia elevato. Si dice, infatti, che un filtro ha un fattore di merito  $Q$  elevato se è in grado di selezionare o inibire un intervallo di frequenze stretto, relativamente alla sua frequenza centrale.

Nel dettaglio, un circuito risonante è caratterizzato da un fattore di merito  $Q$  così definito:

$$Q = \frac{\omega(\text{energia elettrica e magnetica media immagazzinata})}{\text{potenza dissipata}} \quad (2.1)$$

dove la potenza dissipata è direttamente proporzionale a tre elementi:

- $R_{ext}$  che rappresenta tutte le resistenze del circuito;
- $R_{sC}$  che rappresenta la resistenza parassita serie dei condensatori;
- $R_{sL}$  che rappresenta la resistenza parassita serie degli induttori.

La selettività del filtro è effettivamente elevata se le perdite resistive sono contenute; ora, per quanto si possa diminuire il valore di  $R_{ext}$  (alle RF si realizzano di solito filtri puramente reattivi LC) e tralasciando la  $R_{sC}$  dei condensatori, il valore di  $R_{sL}$  non può essere ridotto a zero; la resistenza di perdita della bobina dipende, infatti, tra l'altro, dal numero di spire dell'avvolgimento e dalla conducibilità del materiale usato.

All'atto pratico,  $R_{sL}$  è effettivamente piccola (e quindi  $Q$  elevato) solo nelle bobine a radiofrequenza; esse, infatti, avendo un piccolo valore di induttanza, sono realizzate con poche spire per cui la resistenza dell'avvolgimento è effettivamente di piccola entità; per questo motivo, nel campo delle radiofrequenze, i filtri RLC sono molto usati in quanto garantiscono una buona selettività a fronte di un costo e di un ingombro molto contenuti. Viceversa, l'impiego dei filtri RLC in campo audio non è molto diffuso poiché le bobine utilizzate alle basse frequenze, avendo un'induttanza elevata, sono costituite da un numero elevato di spire e, quindi, risultano ingombranti; inoltre, esse risultano costose, se si pretende che la loro conducibilità sia elevata. Per questi motivi, in campo audio, sono molto utilizzati i filtri attivi.

In funzione dell'intervallo di frequenze del segnale che il filtro nominalmente non modifica (la cosiddetta banda passante del filtro), si distingue allora tra filtro passa-basso, passa-alto, passa-banda, elimina-banda e passa-tutto.

### **Filtro passa-basso (LPF)**

Una risposta in frequenza di tipo passa-basso si può osservare in figura 2.1.

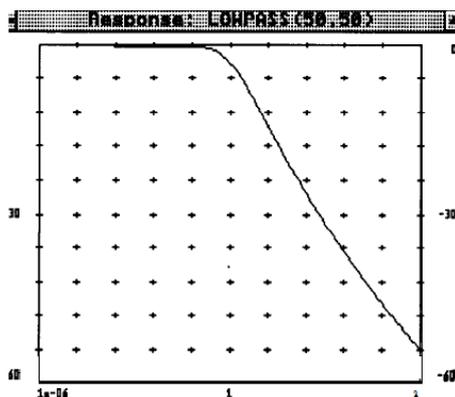


Figura 2.1: Risposta in frequenza di tipo passa-basso.

L'energia proveniente dalla sorgente a frequenze più basse della frequenza di taglio viene trasmessa attraverso il filtro e trasferita alla terminazione di uscita (*load*) con attenuazione minima.

La cascata di induttori in serie alternati con condensatori in parallelo forma un filtro passa-basso. Un esempio di cella LC passa-basso si può osservare in figura 2.2.

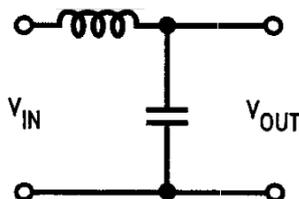


Figura 2.2: Cella LC di tipo passa-basso.

Alle basse frequenze, le reattanze degli induttori in serie diventano molto piccole mentre le reattanze dei condensatori in parallelo assumono valori elevati. Tutto ciò fa sì che, alle basse frequenze, la sorgente sia connessa direttamente al carico. Quando le resistenze ai due terminali sono uguali si è in condizioni di adattamento di impedenza; in queste condizioni, la massima energia disponibile alla sorgente viene completamente trasferita al carico. D'altro canto, alle alte frequenze, le reattanze serie e parallelo diventano significative ed impediscono che l'energia venga trasferita al carico. In una rete idealmente puramente reattiva non viene dissipata

energia, la quale, se non è trasmessa al carico, viene necessariamente riflessa e ritornata alla sorgente. L'energia non trasmessa subisce attenuazione (guadagno negativo in dB). Il parametro che rende conto della quota parte di energia incidente che viene riflessa e non trasferita al carico (in dB) è il cosiddetto *return loss*, il quale non è altro che il rapporto tra la potenza riflessa e la potenza incidente in dB.

La transizione tra energia riflessa ed energia trasmessa avviene in modo istantaneo solo in un filtro ideale. In un filtro reale, al contrario, esiste un range di frequenze di transizione nel quale l'attenuazione aumenta all'aumentare della frequenza. La più piccola frequenza costituente la banda attenuata o soppressa viene raggiunta quando la reiezione raggiunge il livello desiderato. La ripidità della regione di transizione (selettività) dipende dal numero di elementi costitutivi il passa-basso; infatti, il numero di elementi reattivi in un filtro passa-basso di soli poli è uguale al grado del denominatore della F.D.T. (ordine del filtro  $\leftrightarrow$  pendenza in banda di transizione).

### Filtro passa-alto (HPF)

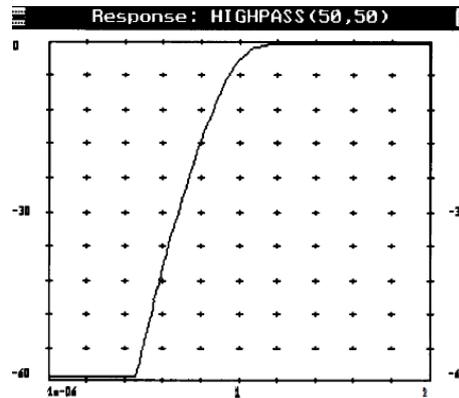


Figura 2.3: Modulo della risposta in frequenza di tipo passa-alto.

Se ogni induttore in serie del LPF viene sostituito con un condensatore in serie ed ogni condensatore in parallelo del LPF viene sostituito con un induttore in parallelo si ottiene una risposta di tipo passa-alto come si può osservare in figura 2.3. Un esempio di cella LC passa-alto si può osservare in figura 2.4.

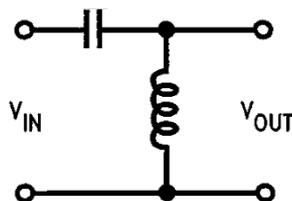


Figura 2.4: Cella LC di tipo passa-alto.

L'HPF trasferisce energia al carico con minima attenuazione per frequenze più alte della frequenza di taglio, mentre riflette indietro verso la sorgente una frazione di energia crescente man mano che la frequenza scende sotto la frequenza di taglio.

### Filtro passa-banda (BPF)

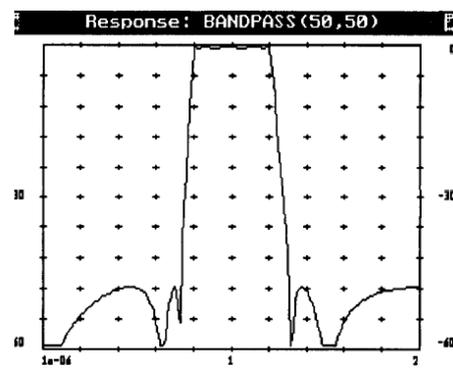


Figura 2.5: Modulo della risposta in frequenza di tipo passa-banda.

L'energia viene trasferita al carico in una banda di frequenze compresa tra la frequenza di taglio inferiore  $f_l$  e la frequenza di taglio superiore  $f_u$ . Le regioni di transizione e di soppressione si hanno perciò sia per frequenze inferiori che per frequenze superiori rispetto alle frequenze costitutive la banda passante. La frequenza di centrobanda  $f_o$  viene normalmente definita geometricamente:  $f_o = \sqrt{f_l * f_u}$ .

Il metodo di trasformazione da filtro passa-basso a filtro passa-banda consiste nella seguente sostituzione:

- induttori in serie del LPF  $\Rightarrow$  coppie LC serie (risonanti serie)
- condensatori in parallelo del LPF  $\Rightarrow$  coppie LC parallelo (risonanti parallelo)

Questa trasformazione determina una funzione di trasferimento di grado doppio rispetto a quella del prototipo passa-basso di partenza. Di solito, comunque, ci si riferisce all'ordine del filtro passa-banda come all'ordine del filtro passa-basso dal quale il passa-banda è stato derivato. Un esempio di cella LC passa-banda si può osservare in figura 2.6.

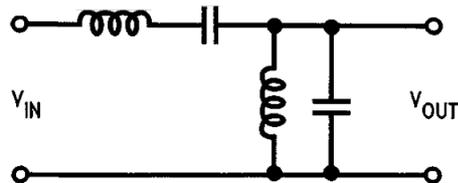


Figura 2.6: Cella LC di tipo passa-banda.

Le risposte in banda passante dei filtri passa-basso e passa-alto di figure 2.1 e 2.3 sono monotone; questo significa che l'attenuazione in banda aumenta con la frequenza man mano che ci si approssima alle rispettive frequenze di taglio. Al contrario, la risposta in banda del filtro passa-banda, come si può osservare in figura 2.5, presenta un certo *ripple* (ondulazione). Ora, poichè l'energia non trasmessa viene necessariamente riflessa (in quanto idealmente si considerano filtri puramente reattivi), il *ripple* di attenuazione in banda determina un andamento non monotono da parte del *return loss*. Sebbene il *ripple* in banda sia decisamente non voluto, esso è necessariamente il risultato dell'aumento della pendenza dei fronti di salita e discesa nelle regioni di transizione della risposta in frequenza.

Le risposte di tipo passa-basso e passa-alto di figure 2.1 e 2.3 sono monotone anche in banda soppressa; l'attenuazione aumenta per frequenze sempre più lontane dalla frequenza di taglio e raggiunge valori teoricamente infiniti alle frequenze estreme (DC per il filtro passa-alto e frequenza infinita per il filtro passa-basso). Questa classe di risposte in frequenza viene definita di soli poli: questo significa che, a frequenze finite, la risposta in frequenza presenta solo poli di trasmissione e non zeri. La risposta di tipo passa-banda di figura 2.5 non è formata di soli poli: essa, infatti, presenta attenuazione infinita già a frequenze finite in banda soppressa (risposta di tipo ellittico).

### Filtro elimina-banda

Il filtro che assume il comportamento in frequenza esattamente opposto rispetto al passa-banda è il filtro elimina-banda la cui risposta in frequenza si può osservare in figura 2.7.

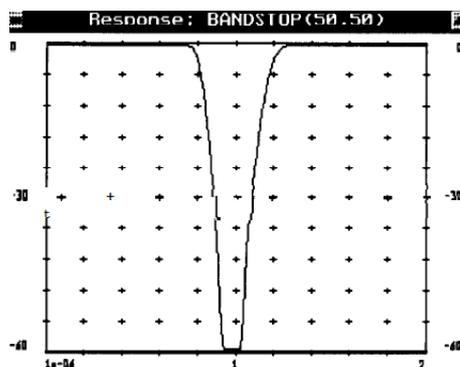


Figura 2.7: Modulo della risposta in frequenza di tipo elimina-banda.

Molto semplicemente, il filtro elimina-banda trasferisce energia al carico in due bande di frequenza, una che si estende dalla DC fino alla frequenza di taglio inferiore ed una che si estende dalla frequenza di taglio superiore fino a frequenza infinita. Le regioni di transizione e la banda eliminata sono collocate tra le due frequenze di taglio. L'estremizzazione del filtro elimina-banda si ha quando la banda eliminata è molto stretta e approssimabile con una frequenza singola: nel qual caso si parla di filtro *notch*, la cui traduzione dall'inglese è "spillo" proprio per la sua peculiarità di discernere ed eliminare una singola frequenza. I filtri *notch* sono molto utilizzati nelle applicazioni a radiofrequenza (soprattutto radiotelevisive) e ne costituiscono una profonda caratterizzazione rispetto ai "normali" filtri di banda. Essi, infatti, riescono proprio a tagliare il singolo canale evitando così interferenze tra i segnali televisivi appartenenti a bande attigue (vedi appendice A). I parametri che definiscono le prestazioni in frequenza di un filtro *notch* sono:

- la profondità del taglio che è strettamente legata al fattore di merito dei componenti e alle perdite;
- la ripidità dei fronti in banda di transizione.

Due semplici celle *notch* si possono osservare in figura 2.8.

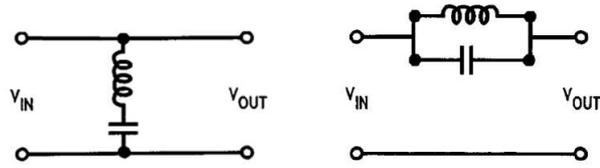


Figura 2.8: Celle *notch* che sfruttano rispettivamente la risonanza serie (a sinistra) e la risonanza parallelo (a destra).

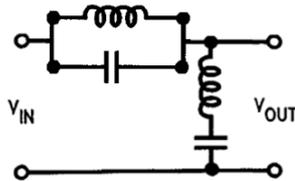


Figura 2.9: Cascata di due celle *notch* al fine di aumentare la profondità del taglio e, quindi, la reiezione tra banda passante e frequenza eliminata (canale).

A seconda della profondità del taglio e della reiezione tra banda passante e banda eliminata richiesta si può optare per la cascata di due filtri *notch* centrati alla medesima frequenza; in questo caso, si propende di solito per la soluzione realizzativa riportata in figura 2.9.

### Filtro passa-tutto o *Phase-shift*

Questo tipo di filtro non ha effetti sull'ampiezza del segnale alle varie frequenze. Al contrario, la sua funzione è quella di modificare la fase del segnale senza influenzare la sua ampiezza. Come detto, un filtro ideale ha il compito di far passare tutta l'energia nelle bande desiderate e di respingere o riflettere tutta l'energia in banda attenuata. Idealmente, lo sfasamento nel tempo dell'energia trasmessa è nullo, o almeno lineare con la frequenza (ritardo costante e quindi assenza di distorsione). Ciò purtroppo non viene raggiunto nella pratica.

Il tasso di cambiamento della fase  $\phi$  di trasmissione con la frequenza è il cosiddetto ritardo di gruppo definito come segue:

$$\tau_g = -\frac{1}{360} * \frac{d\phi}{df} \quad (2.2)$$

Il ritardo di gruppo è costante per reti caratterizzate da fase di trasmissione lineare. Sfortunatamente, il ritardo di gruppo di reti molto selettive in

frequenza e a fase minima non è costante e, anzi, tende ad aumentare in ampiezza (picco) in corrispondenza delle frequenze di taglio. Tutte le reti passive ritardatrici sono a fase minima e la selettività ed il ritardo di gruppo purtroppo si escludono a vicenda. I progetti dei filtri che iniziano con un accurato controllo della fase del prototipo del passa-basso, come nel caso dei filtri di Bessel, daranno ottimi risultati dal punto di vista del ritardo di gruppo costante ma al costo della perdita di selettività.

Un metodo per ottenere sia la selettività in frequenza sia il ritardo di gruppo costante (fase lineare e assenza di distorsione) consiste nel mettere in cascata un filtro selettivo con una rete a fase non minima il cui ritardo di gruppo evidenzia proprietà tali da compensare il  $\tau_g$  non costante del filtro selettivo. Una classe di reti a fase non minima che manifesti queste proprietà di compensazione del ritardo di gruppo ma che non influenzi le caratteristiche di ampiezza del segnale in uscita dalla cascata viene definita di tipo passa-tutto.

Per ciò che riguarda la metodologia di progetto dei filtri ad alta frequenza e, quindi, per ciò che concerne il progetto del passa-basso normalizzato e le eventuali trasformazioni passa-basso  $\Rightarrow$  passa-alto e passa-basso  $\Rightarrow$  passa-banda si rimanda a [10] e [11].

## 2.2 Caratterizzazione

Nella sezione precedente sono state analizzate le risposte in frequenza dei vari modelli di filtri. Come accennato, idealmente si vorrebbe che il filtro avesse una risposta in frequenza di forma il più possibile rettangolare, evidenziando un confine brusco tra banda passante e banda soppressa (cioè con pendenza infinita). Questo tipo di risposta è appunto ideale in quanto consentirebbe di separare completamente segnali a frequenze diverse l'una dall'altra. Sfortunatamente, una risposta di questo tipo non è fisicamente realizzabile. Infatti, è necessario discernere tra le varie caratterizzazioni e approssimazioni quale sia il miglior compromesso per la data applicazione. Queste scelte coinvolgono le diverse proprietà della funzione di trasferimento; le più importanti vengono riportate di seguito.

**Ordine del filtro.** L'ordine di un filtro è importante per vari motivi. Esso è in relazione diretta con il numero di componenti all'interno del filtro e, perciò, con il suo costo, con le dimensioni fisiche e la complessità del lavoro di progetto. Dunque, un filtro di ordine più elevato costa di più, occupa maggior spazio ed è più difficile da progettare in quanto bisogna tenere conto anche delle maggiori perdite dovute all'aumento del nume-

ro dei componenti. Il vantaggio fondamentale dato da un filtro di ordine più elevato sta tutto nella maggior ripidità della caratteristica in banda di transizione ed in banda attenuata rispetto allo stesso filtro ma di ordine inferiore.

**Pendenza della caratteristica in banda di transizione e attenuata.** Di solito viene espressa come l'ammontare dell'attenuazione in dB su un dato rapporto di frequenze. Le unità più comuni sono "dB/decade" o "dB/ottava".

**Rapporto di reiezione in prossimità della frequenza di taglio.** Se un filtro è stato progettato per tagliare un segnale ad una frequenza molto vicina a quella di un segnale che, al contrario, deve passare inalterato, è necessario un taglio particolarmente preciso tra le due frequenze. Nel caso specifico delle applicazioni radiotelevisive è molto frequente la richiesta di elevate reiezioni tra i canali adiacenti di bande attigue che non si devono influenzare. Questi tagli molto precisi vengono ottenuti appunto tramite i filtri *notch* per il taglio di canale. La bontà del taglio (e, quindi, la profondità e la reiezione tra i canali) sono strettamente legati al fattore di merito dei componenti e alla soluzione realizzativa  $\Rightarrow$  più celle *notch* in cascata (figura 2.9).

**Risposta in transitorio.** La curva della risposta in frequenza (o, meglio, la risposta in ampiezza) mostra come il filtro reagisce a dei segnali sinusoidali in ingresso a regime. Poiché un filtro reale si può trovare nelle condizioni di avere ai suoi terminali di ingresso dei segnali molto più complessi, è spesso interessante conoscere il suo comportamento nelle condizioni transitorie. Applicando in ingresso al filtro un gradino nel tempo si possono ottenere importanti informazioni riguardo ciò.

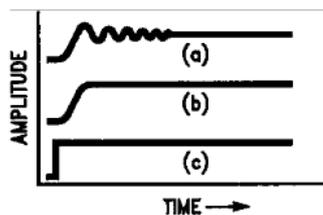


Figura 2.10: Risposta al gradino di due filtri passa-basso differenti. La curva a) mostra una consistente oscillazione mentre la curva b) non evidenzia questo fenomeno. Il segnale di ingresso è quello di figura c).

La figura 2.10 mostra le risposte di due filtri passa-basso al gradino in ingresso. La curva b) mostra una reazione dolce mentre la curva a) evidenzia una certa oscillazione persistente. Di solito, i filtri caratterizzati da tagli in frequenza particolarmente precisi e da fattori di merito elevati evidenziano nel tempo oscillazioni più pronunciate. C'è da aggiungere che la risposta in transitorio non è un parametro di interesse nel progetto dei filtri a RF per applicazioni radiotelevisive.

**Monotonicità.** Un filtro ha una risposta in ampiezza di tipo monotono se la pendenza del modulo della risposta in frequenza non cambia segno; in altre parole, se il guadagno aumenta costantemente all'aumentare della frequenza oppure decresce costantemente con essa. Naturalmente, ciò può avvenire solo nel caso di filtro passa-basso o passa-alto. Un filtro passa-banda o un filtro *notch* possono essere monotoni ai lati della loro frequenza centrale.

**Ondulazione o *Ripple* in banda.** Se un filtro non è monotono in banda, la sua funzione di trasferimento in banda presenterà delle protuberanze e, quindi, delle ondulazioni. Alcuni sistemi non richiedono espressamente la monotonicità ma richiedono che il *ripple* in banda sia limitato ad un valore massimo che di solito, per applicazioni radiotelevisive, è intorno ai 3dB. Lo scopo, infatti, è quello di equalizzare al meglio tutti i canali appartenenti alla banda passante.

**Ondulazione o *Ripple* in banda attenuata.** La risposta in frequenza dei filtri può presentare *ripple* anche in banda attenuata. Un esempio di ciò è la risposta passa-banda di figura 2.5. L'ondulazione della risposta in frequenza in banda attenuata non è un parametro di interesse fintantoché l'attenuazione o reiezione in banda soppressa è sufficientemente elevata.

Assodato che la risposta in frequenza di tipo ideale non è fisicamente realizzabile, è necessario scegliere un'approssimazione accettabile della risposta ideale. Il fatto che il progetto di un filtro sia più o meno soddisfacente dipende da tanti fattori correlati, tra cui le caratteristiche della risposta in frequenza, la risposta in transitorio, la dimensione fisica del circuito ed il costo finale del prodotto.

La risposta in frequenza di un filtro passa-basso ideale si può osservare in figura 2.11 a). È chiaro che, per realizzare un filtro reale, bisogna accettare delle deviazioni da questo comportamento ideale; si avrà così a che fare con una curva come quella riportata in figura 2.11 b), la quale consente un

certo *ripple* in banda passante, un rapporto di reiezione finito tra banda passante e banda attenuata ed un guadagno in banda attenuata maggiore di zero.

I cinque parametri di interesse ai fini del progetto di un filtro si possono osservare in figura 2.11 b) e sono:

- $A_{max}$  = massima attenuazione consentita in banda passante;
- $A_{min}$  = minima attenuazione consentita in banda attenuata (riferita al massimo guadagno in banda passante);
- $f_c$  = frequenza di taglio che definisce l'ampiezza della banda passante;
- $f_s$  = frequenza di inizio della banda attenuata o soppressa;
- $f_s - f_c$  = banda di transizione.

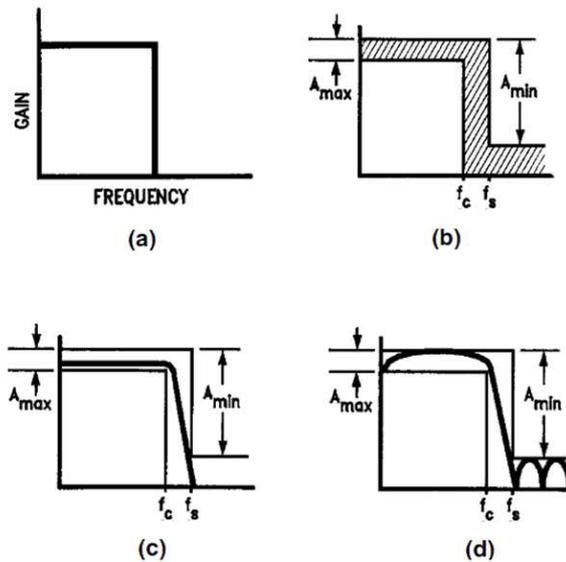


Figura 2.11: a) Risposta del filtro passa-basso ideale, b) limiti della risposta in frequenza per il progetto di un filtro passa-basso, c) e d) sono esempi di risposte in frequenza che rispettano i limiti imposti in fase di progetto.

Osservando i parametri elencati precedentemente, appare chiaro come un numero infinito di risposte in frequenza sia in grado di rispettare i limiti imposti dai parametri e dalla maschera di figura 2.11 b). Infatti, filtri con una risposta in frequenza accettabile potrebbero differire in termini di altre caratteristiche come la risposta in transitorio, la piattezza in banda passante ed in banda attenuata e la complessità. Come scegliere allora

tra una grande varietà di funzioni di trasferimento la migliore a seconda dell'applicazione?

Fortunatamente per i progettisti, grande lavoro è stato fatto in quest'area di ricerca ed è stato definito un certo numero di caratteristiche di filtri standard con le relative formule di progetto ai fini del loro ottenimento.

Le funzioni di trasferimento dei filtri "classici" sono state sviluppate da dei matematici, dai quali poi questi filtri hanno preso il nome. Ognuno di essi ebbe come obiettivo quello di ottimizzare una caratteristica dei filtri. Le più diffuse e conosciute sono riportate di seguito.

## 2.3 Tipologie

La descrizione delle tipologie di filtri viene svolta relativamente al filtro con risposta passa-basso; l'ottenimento delle risposte di tipo passa-alto e passa-banda sono ottenibili poi dalla risposta passa-basso tramite semplici trasformazioni vedi [10] e [11].

### 2.3.1 Filtro di Butterworth

La prima e, probabilmente, più conosciuta tipologia di filtro è quella caratterizzata da risposta in frequenza alla **Butterworth** e, quindi, **massimamente piatta** in banda passante. Il filtro di Butterworth, infatti, è in grado di esibire una risposta in frequenza il più possibile piatta senza alcun *ripple*. La tipologia di Butterworth ha le limitazioni di:

- non essere a fase lineare;
- richiedere un ordine elevato per garantire una regione di transizione sufficientemente ripida.

L'equazione generale della risposta in frequenza alla Butterworth è:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + (\frac{\omega}{\omega_c})^{2n}} \quad (2.3)$$

dove  $n$  è l'ordine del filtro (il quale può essere un qualsiasi numero intero positivo 1,2,3...) e  $\omega_c$  è la frequenza di taglio a -3dB.

La figura 2.12 mostra le curve della risposta in frequenza di filtri passa-basso alla Butterworth di ordini diversi. La scala di frequenza è normalizzata a  $f/f_{-3dB}$ ; in questo modo, tutte le curve evidenziano una attenuazione di 3dB per  $f/f_c = 1$ .

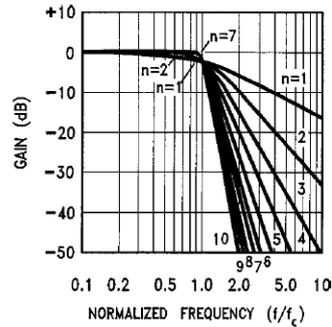


Figura 2.12: Curve del modulo della risposta in frequenza di filtri passa-basso alla Butterworth di ordine diverso.

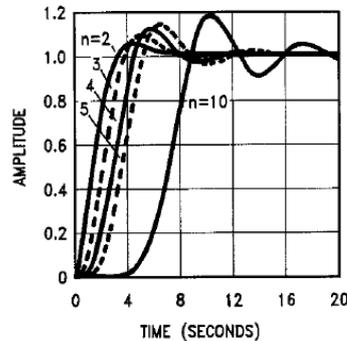


Figura 2.13: Risposta al gradino del filtro passa-basso alla Butterworth per diversi valori dell'ordine  $n$ .

La figura 2.13 mostra la risposta al gradino del filtro passa-basso alla Butterworth per vari ordini. Si nota come l'ampiezza e la durata dell'oscillazione aumentino all'aumentare di  $n$ .

### 2.3.2 Filtro di Chebyshev

Un'altra tipologia di filtro è quella caratterizzata dalla risposta alla Chebyshev o anche detta risposta *equiripple*. Come suggerisce il nome, la risposta in frequenza di questi filtri presenterà una certa ondulazione in banda. L'ammontare del *ripple* in banda è proprio un parametro di specifica del filtro di Chebyshev. La caratteristica di Chebyshev presenta una pendenza maggiore in banda di transizione (vicino alla frequenza di taglio) rispetto alla caratteristica di Butterworth, ma al costo della monotonicità e di una risposta in transitorio abbastanza scarsa. I filtri di Chebyshev hanno, anch'essi, una risposta in fase ben lontana dalla linearità.

In figura 2.14 si possono osservare le risposte in frequenza di due differenti filtri passa-basso di Chebyshev. Le risposte dei filtri in figura presentano *ripple* in banda rispettivamente a) di 0.1dB e b) di 0.5dB i quali sono valori molto piccoli se paragonati con la scala in ampiezza, per cui in figura c) è presente uno zoom per evidenziare il *ripple*.

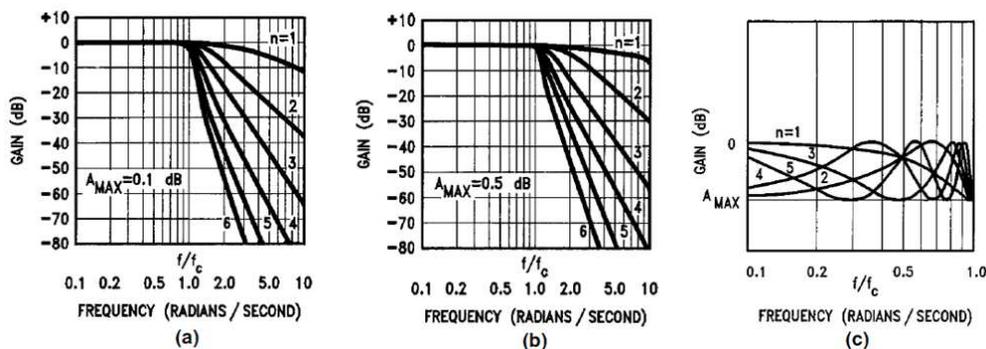


Figura 2.14: Esempi di risposte in ampiezza di tipo Chebyshev al variare dell'ordine  $n$ : a) 0.1dB ripple in banda, b) 0.5dB ripple in banda, c) vista espansa della risposta in banda con evidenziazione del *ripple*.

Si noti come un filtro di Chebyshev di ordine  $n$  avrà  $n - 1$  picchi nella risposta in banda. Un altro aspetto interessante è il fatto che il guadagno nominale del filtro (unitario nel caso di figura 2.14) sia uguale al massimo guadagno del filtro in banda. Un filtro di Chebyshev di ordine dispari avrà un guadagno in DC (nel caso passa-basso) pari al guadagno nominale con flessioni nella risposta in ampiezza pari al valore del *ripple*. D'altro canto, un filtro passa-basso di Chebyshev di ordine pari avrà il suo guadagno in DC pari al guadagno nominale del filtro meno il valore del *ripple*; il guadagno nominale per un filtro di Chebyshev di ordine pari si ha in corrispondenza dei picchi dell'ondulazione in banda.

Per ciò che riguarda la frequenza di taglio, in un filtro di Chebyshev essa non viene assunta a -3dB come nel caso di Butterworth; al contrario, la frequenza di taglio di un filtro di Chebyshev è la frequenza in corrispondenza della quale le specifiche di *ripple* (o  $A_{max}$ ) vengono oltrepassate.

L'aggiunta del *ripple* in banda come parametro di specifica rende il processo di progettazione di un filtro di Chebyshev leggermente più complesso rispetto a quello di un filtro di Butterworth.

La figura 2.15 mostra la risposta nel tempo al gradino unitario di filtri di Chebyshev caratterizzati da risposta in ampiezza con 0.1dB di *ripple* e con 0.5dB di *ripple* e sempre al variare dell'ordine  $n$ . Come nel caso di

Butterworth, i filtri di ordine maggiore oscillano maggiormente e arrivano a regime più lentamente.

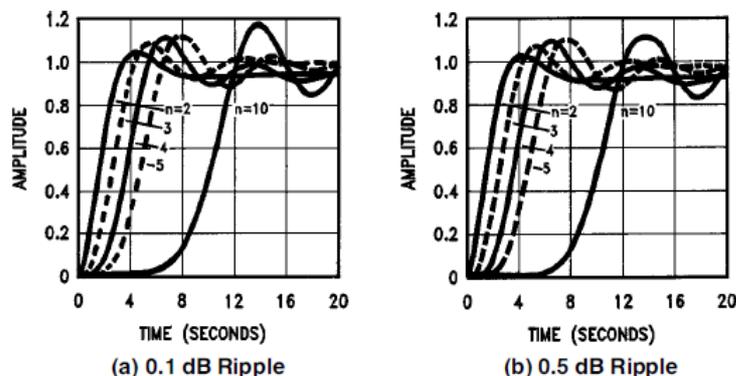


Figura 2.15: Risposte nel tempo al gradino unitario di filtri passa-basso tipo Chebyshev.

### 2.3.3 Filtro di Bessel (Thompson)

Tutti i filtri esibiscono una risposta in fase che varia con la frequenza. Nonostante questo sia un comportamento normale e atteso dei filtri, in certe istanze può presentare dei problemi. Se la fase aumenta linearmente con la frequenza, il suo effetto è semplicemente quello di ritardare il segnale di uscita di un certo tempo costante. Se, invece, lo sfasamento nel tempo non è direttamente proporzionale alla frequenza, le componenti del segnale di ingresso ad una frequenza appariranno all'uscita sfasate nel tempo rispetto ad altre frequenze. In altre parole, il ritardo di gruppo non è costante e ciò si traduce in distorsione delle forme d'onda in ingresso di tipo non sinusoidale (come illustrato in figura 2.16 per un'onda quadra che passa attraverso un passa-basso di Butterworth). La forma d'onda risultante esibisce oscillazione e *overshoot* poiché le componenti in frequenza dell'onda quadra vengono sfasate nel tempo l'una rispetto all'altra, cosicché la forma d'onda risultante è molto diversa dall'onda quadra in ingresso.

Nei casi in cui è fondamentale evitare questo fenomeno, potrebbe essere utilizzato un filtro di Bessel o Thompson. Infatti, questa tipologia di filtri esibisce la massima linearità nella risposta in fase (nella banda passante). Questo significa che la sua azione all'interno della banda passante simula una linea di ritardo con le caratteristiche di un passa-basso. Più alto è l'ordine del filtro più la risposta in fase del filtro di Bessel è lineare. La figura 2.17 mostra la risposta all'onda quadra di un filtro passa-basso di Bessel. A parte l'arrotondamento dell'onda quadra dovuto all'attenuazione delle

armoniche ad alta frequenza, la forma d'onda è preservata e relativamente non distorta.

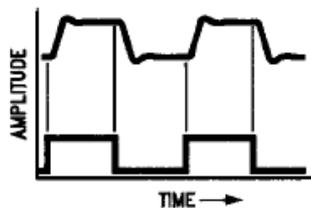


Figura 2.16: Risposta di un passa-basso di Butterworth del quarto ordine (in alto) ad un onda quadra in ingresso (in basso). L'oscillazione nella risposta mostra come lo sfasamento non lineare vada a distorcere la forma d'onda in uscita.

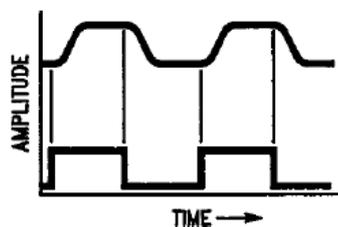


Figura 2.17: Risposta di un passa-basso di Bessel del quarto ordine (in alto) ad un onda quadra in ingresso (in basso). Si nota l'assenza di oscillazione nella risposta.

La risposta in frequenza di un filtro di Bessel è monotona e molto più graduale se comparata con quelle evidenziate dai filtri di Butterworth o Chebyshev. In figura 2.18 si riportano la risposta in frequenza di filtri passa-basso di Bessel al variare dell'ordine  $n$  e la risposta nel tempo al gradino unitario degli stessi.

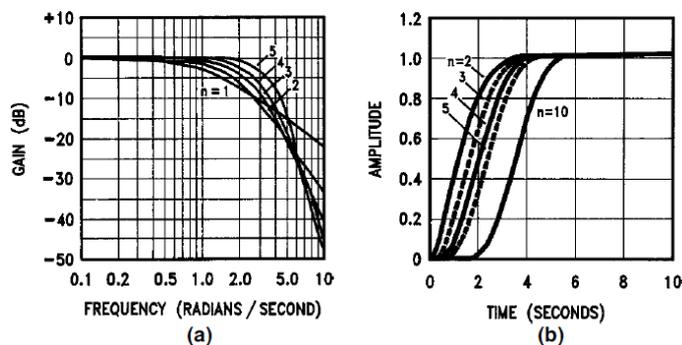


Figura 2.18: a) Risposta in ampiezza di filtri passa-basso di Bessel di vario ordine. b) Risposta nel tempo al gradino unitario degli stessi.

### 2.3.4 Filtro Ellittico o di Cauer

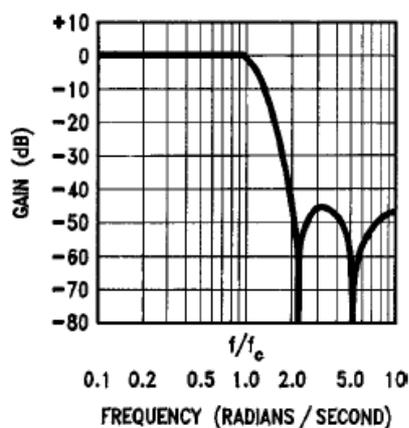


Figura 2.19: Modulo della risposta in frequenza di un filtro ellittico passabasso del quarto ordine. Il *ripple* in banda passante è simile a quello di figura 2.14 c).

La pendenza del taglio di un filtro ellittico è molto superiore rispetto a quella delle tipologie precedenti al costo però di accettare il *ripple* sia in banda passante che in banda attenuata ed una risposta in fase fortemente non lineare. In ogni caso, se l'obiettivo primario è quello di far passare le frequenze all'interno di una certa banda e di attenuare fortemente le frequenze al di fuori della stessa, senza badare alla fase e alle oscillazioni, la risposta ellittica assolverà il compito con il minimo ordine  $n$  del filtro. La funzione ellittica fornisce un taglio molto preciso aggiungendo filtri *notch* in banda attenuata. Questo fa sì che la funzione di trasferimento vada a zero in corrispondenza di una o più frequenze proprio in banda attenuata. La funzione di un filtro ellittico, a parte il guadagno e la frequenza di taglio, può essere specificata da tre parametri: *ripple* in banda passante, attenuazione o reiezione fuoribanda e l'ordine  $n$  del filtro. Poiché la complessità del filtro ellittico è molto più elevata, la determinazione dei coefficienti viene fatta di solito tramite l'ausilio di un computer.

Nelle applicazioni a radiofrequenza, la risposta in frequenza più richiesta è quella di tipo Butterworth e, quindi, massimamente piatta in banda passante, in quanto consente di equalizzare al meglio tutti i canali della banda stessa. È molto importante quindi che il *ripple* sia particolarmente contenuto (entro i 2÷3dB), mentre non sono di interesse né la risposta in fase né la risposta in transitorio per ciò che riguarda il filtraggio a RF. Piuttosto, nel progetto dei filtri ad alta frequenza è necessario tenere conto

di tutti quei fenomeni trascurati invece alle basse frequenze. Infatti, più si sale in frequenza e più diventa fallace il modello del circuito a parametri concentrati; di conseguenza, si rende necessario lo studio del circuito come una linea di trasmissione con tutto ciò che ne consegue. Inoltre, man mano che si sale in frequenza si acquiscono tutti quei fenomeni come le perdite, le riflessioni in linea ecc... che fanno sì che il filtro non lavori al meglio, ossia non lavori in condizioni di adattamento di impedenza (con il conseguente mancato trasferimento di tutta l'energia dalla sorgente al carico). Degli importanti strumenti teorici per lo studio ed il progetto in questo senso sono i cosiddetti *Parametri di Scattering*.

## 2.4 Parametri S e Misure

### Terminologia per l'analisi di reti ad HF

Per ciò che riguarda l'analisi di reti ad HF, la terminologia del VNA (*Vector network analyzer*) generalmente denota le misure dell'onda incidente con la R o *Reference channel* (canale di riferimento). L'onda riflessa viene misurata invece con il canale A e l'onda trasmessa con il canale B (figura 2.20). Tramite le informazioni di ampiezza e fase ricavate da queste onde è possibile quantificare, appunto, le caratteristiche di trasmissione e riflessione del DUT. Le caratteristiche di riflessione e trasmissione possono essere espresse vettorialmente (modulo e fase), scalarmente (solo modulo) o solo tramite le informazioni di fase. Ad esempio, il *return loss* accennato in precedenza è una misura scalare del fenomeno della riflessione, mentre l'impedenza è una misura vettoriale dello stesso fenomeno.

I rapporti, inoltre, consentono di effettuare misure di riflessione e trasmissione che sono indipendenti sia dalla potenza assoluta sia dalle variazioni con la frequenza della potenza erogata dalla sorgente.

Il termine più generale che rende conto del fenomeno della **riflessione** in linea è il coefficiente di riflessione complesso  $\Gamma$  (figura 2.21). Il modulo di  $\Gamma$  viene invece indicato con  $\rho$ . Il coefficiente di riflessione non è altro che il rapporto tra il livello di tensione del segnale riflesso ed il livello di tensione del segnale incidente. Ad esempio, una linea di trasmissione che lavora in condizioni di adattamento (terminata nella sua impedenza caratteristica  $Z_o$ ) avrà tutta l'energia trasferita al carico; in questo modo si avrà  $V_{refl} = 0$  e  $\rho = 0$ . Se, invece, l'impedenza di carico  $Z_L$  non è uguale all'impedenza caratteristica, allora  $\rho$  è maggiore di zero. Nel caso in cui l'impedenza di carico sia pari ad un circuito aperto o ad un cortocircuito (carichi comuni ad HF), tutta l'energia proveniente dalla sorgente viene

riflessa e  $\rho$  è pari a uno. Dunque, i valori che può assumere  $\rho$  vanno da 0 a 1.

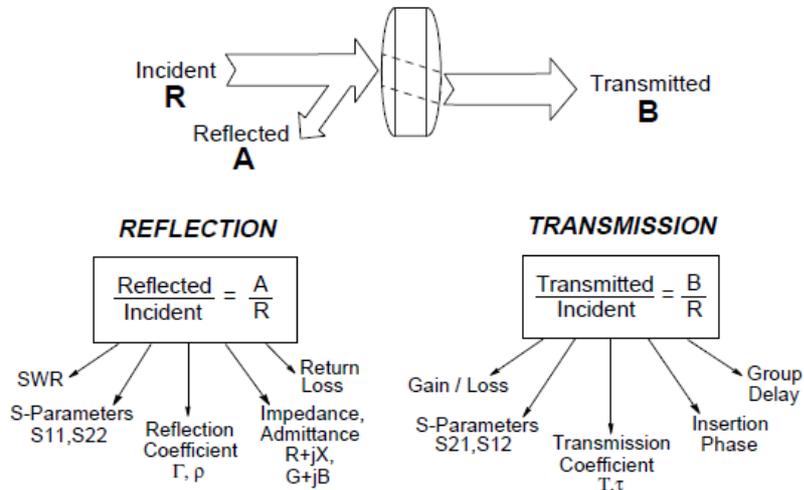
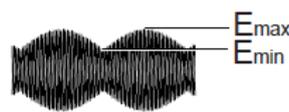


Figura 2.20: Termini per la caratterizzazione di un dispositivo ad alta frequenza.

**Reflection Coefficient**  $\Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

**Return loss** =  $-20 \log(\rho), \rho = |\Gamma|$

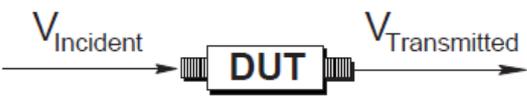


**Voltage Standing Wave Ratio**  

$$\text{VSWR} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

No reflection ( $Z_L = Z_0$ )		Full reflection ( $Z_L = \text{open, short}$ )	
0	$\rho$	1	
$\infty$ dB	<b>RL</b>	0 dB	
1	<b>VSWR</b>	$\infty$	

Figura 2.21: Parametri di riflessione.



$$\text{Transmission Coefficient} = \mathbf{T} = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Insertion Loss (dB)} = -20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

Figura 2.22: Parametri di trasmissione.

Come accennato in precedenza, il *return loss* è un modo per esprimere il fenomeno della riflessione in termini logaritmici. Il *return loss* indica di quanti *decibels* il segnale riflesso sta sotto il segnale incidente. Esso viene rappresentato sempre tramite un numero positivo e varia tra  $\infty$  (in caso di adattamento) e  $0dB$  (in caso di riflessione totale).

Un altro parametro comune per esprimere il fenomeno della riflessione è il *rapporto d'onda stazionario* o *R.O.S.* (in inglese *voltage standing wave ratio* o *V.S.W.R.*) che è il rapporto tra il valore massimo ed il valore minimo dell'involuppo del segnale a RF. Esso è strettamente collegato con  $\rho$  come si può osservare in figura 2.21. Il range di valori del *R.O.S.* va da 1 (adattamento) a  $\infty$  (riflessione totale).

Per ciò che riguarda la **trasmissione**, il coefficiente di trasmissione complesso  $T$  è definito come il rapporto tra la tensione del segnale trasmesso e la tensione del segnale incidente (figura 2.22). Se il modulo della tensione trasmessa è maggiore del modulo della tensione incidente si dice che il dispositivo guadagna; in caso contrario si dice che attenua e le sue prestazioni vengono espresse tramite il parametro *insertion loss* (perdita di inserzione). La fase del coefficiente di trasmissione viene chiamata fase di inserzione.

### Caratterizzazione di una rete

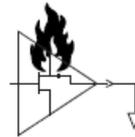
Per caratterizzare completamente un dispositivo lineare a due porte (e, quindi, anche un filtro) è necessario effettuare una serie di misure e cal-

colare un insieme di parametri. Questi parametri possono essere utilizzati per descrivere completamente il comportamento elettrico del dispositivo (o rete) anche in condizioni di sorgente e carico diverse da quelle del momento in cui si effettuano le misure. La caratterizzazione di dispositivi o reti a bassa frequenza è di solito basata sulla misura dei parametri  $Z$ ,  $Y$  ed eventualmente dei parametri ibridi  $H$ . Per fare ciò, è necessario misurare la tensione e la corrente totali ai terminali di ingresso e di uscita del dispositivo. Inoltre, le misure devono essere eseguite anche in condizioni di cortocircuito e di circuito aperto.

Ad alta frequenza, si incontrano difficoltà nel misurare la corrente e la tensione totale ai terminali, per cui si sfruttano molto più semplicemente i parametri di *scattering* (figura 2.23). Questi parametri, infatti, sono in stretta relazione con misure familiari come il guadagno, le perdite, la trasmissione e la riflessione. I parametri  $S$  sono relativamente semplici da misurare e non richiedono la connessione di carichi indesiderati al DUT (soprattutto i cortocircuiti). Inoltre, i parametri  $S$  misurati di vari dispositivi possono essere posti in cascata al fine di prevedere le *performance* complessive del sistema. In più, questi parametri possono essere prontamente usati nei *tools* di simulazione circuitale (CAE) per l'analisi sia lineare che non lineare. Un altro aspetto molto importante è il fatto che i parametri  $Z$ ,  $Y$  e  $H$  possono essere facilmente ricavati dai parametri  $S$ .

### H, Y, and Z parameters

- Hard to measure total voltage and current at device ports at high frequencies
- Active devices may oscillate or self-destruct with shorts or opens



### S-parameters

- Relate to familiar measurements (gain, loss, reflection coefficient, etc.)
- Relatively easy to measure
- Can cascade S-parameters of multiple devices to predict system performance
- Analytically convenient
  - ▲ CAD programs
  - ▲ Flow-graph analysis
- Can compute H, Y, or Z parameters from S-parameters if desired

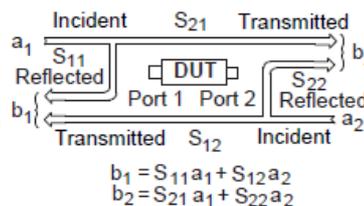


Figura 2.23: Limitazioni dei parametri  $Z$ ,  $Y$  e  $H$  e vantaggi dei parametri  $S$ .

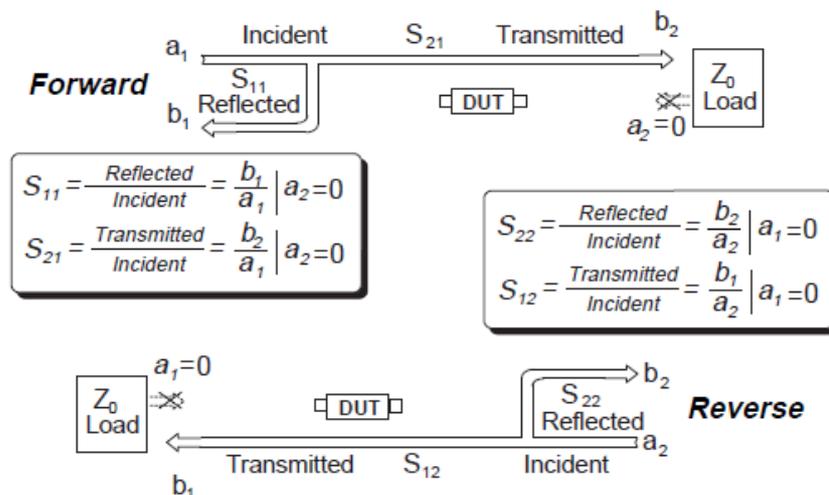


Figura 2.24: Misura dei parametri  $S$ .

Il numero dei parametri  $S$  per un dato dispositivo è uguale al quadrato del numero delle porte. Ad esempio, per una rete a due porte vi sono quattro parametri di *scattering*. La convenzione di numerazione per i parametri  $S$  stabilisce che il primo numero che segue la  $S$  rappresenti la porta dalla quale l'energia emerge mentre il secondo la porta alla quale l'energia entra. Con queste convenzioni,  $s_{21}$  è una misura della potenza che emerge dalla Porta 2 come risultato di uno stimolo a RF applicato alla Porta 1. Quando i due numeri sono gli stessi (ad esempio  $s_{11}$ ) viene indicata una misura di riflessione.

I parametri di *scattering* diretti (IN  $\rightarrow$  OUT) sono determinati tramite la misura del modulo e della fase dei segnali incidente, riflesso e trasmesso quando l'uscita è chiusa su un carico che è precisamente pari all'impedenza caratteristica  $Z_o$  del sistema (adattamento d'impedenza). Nel caso di una semplice rete a due porte,  $s_{11}$  è equivalente al coefficiente di riflessione complesso in ingresso; inoltre,  $s_{11}$  è direttamente collegato con l'impedenza di ingresso della suddetta rete a due porte. Infatti, le relazioni tra  $s_{11}$ , coefficiente di riflessione ed impedenza sono alla base della *Carta di Smith*. Essendo espressione diretta della riflessione in linea, appare chiaro come  $s_{11}$  sia un indice fondamentale del buon funzionamento di una rete ad alta frequenza, in quanto direttamente collegato alle perdite e al trasferimento di energia.

Per ciò che concerne  $s_{21}$ , esso è il coefficiente di trasmissione complesso diretto. In altre parole,  $s_{21}$  è la risposta in frequenza della rete sotto analisi

ed il suo modulo visualizzato dal VNA corrisponde proprio al modulo della risposta in frequenza.

Facendo l'operazione inversa, cioè piazzando il generatore alla porta di uscita del DUT e chiudendo i morsetti di ingresso su un carico adattato, è possibile misurare gli altri due parametri  $S$  ossia i parametri inversi (OUT  $\rightarrow$  IN). In questo modo,  $s_{22}$  è equivalente al coefficiente di riflessione complesso in uscita così come è strettamente legato all'impedenza vista dalla stessa porta di uscita del DUT. Proseguendo, il parametro  $s_{12}$  non è altro che il coefficiente di trasmissione complesso inverso (vedi figura 2.24).

I parametri  $S$  sono dunque uno strumento molto importante per l'analisi, la misura e la progettazione di reti a RF. In particolare, è molto importante il fatto che le relazioni tra i coefficienti di riflessione (e quindi  $s_{11}$  e  $s_{22}$ ) e le impedenze viste alle porte siano alla base della filosofia della *Carta di Smith*. Di conseguenza, i coefficienti di riflessione  $s_{11}$  e  $s_{22}$  possono essere graficati sulla *Carta di Smith*, convertiti in impedenze (grazie alle funzioni del VNA) e facilmente manipolati per trarne informazioni importanti ai fini di progetto, come la determinazione di reti di adattamento per ottimizzare il funzionamento del circuito. Per una descrizione più dettagliata degli utilizzi dei parametri  $S$  si veda [12].

## Capitolo 3

# Strumenti teorici per l'analisi di induttori planari

La crescente richiesta di circuiti integrati a radiofrequenza (*RF-IC's*) a basso costo ha generato un grande interesse sui componenti passivi *on-chip*. Attualmente, sono disponibili sul mercato svariate soluzioni per ciò che riguarda i resistori ed i condensatori integrati e la maggior parte di queste implementazioni sono facili da modellizzare. Sforzi considerevoli sono stati condotti anche nella direzione del progetto e della modellizzazione degli induttori. Nelle applicazioni a radiofrequenza sono molto diffusi gli induttori in aria (PTH), i quali godono di elevati fattori di merito e della possibilità di essere tarati tramite la deformazione meccanica delle loro spire. D'altro canto, però, i loro valori di induttanza sono abbastanza obbligati e sono particolarmente sensibili a subire delle fluttuazioni. La soluzione consiste nella sostituzione dei suddetti induttori con le geometrie planari a spirale. Gli induttori planari hanno fattori di merito limitati, ma assumono valori di induttanza ben definiti e che difficilmente variano con il processo di realizzazione. Perciò, gli induttori planari a spirale sono diventati pian piano elementi costitutivi per circuiti come gli oscillatori controllati in tensione, gli amplificatori a basso rumore ecc.

Gli induttori planari a spirale rettangolare sono i più diffusi grazie alla semplicità del layout. Comunque, vengono utilizzate anche spirali di forma differente. Alcuni progettisti preferiscono forme poligonali con più di quattro lati per migliorare le prestazioni e limitare gli effetti parassiti introdotti dagli angoli. Tra queste, sono diffuse le soluzioni esagonali, ottagonali e circolari.

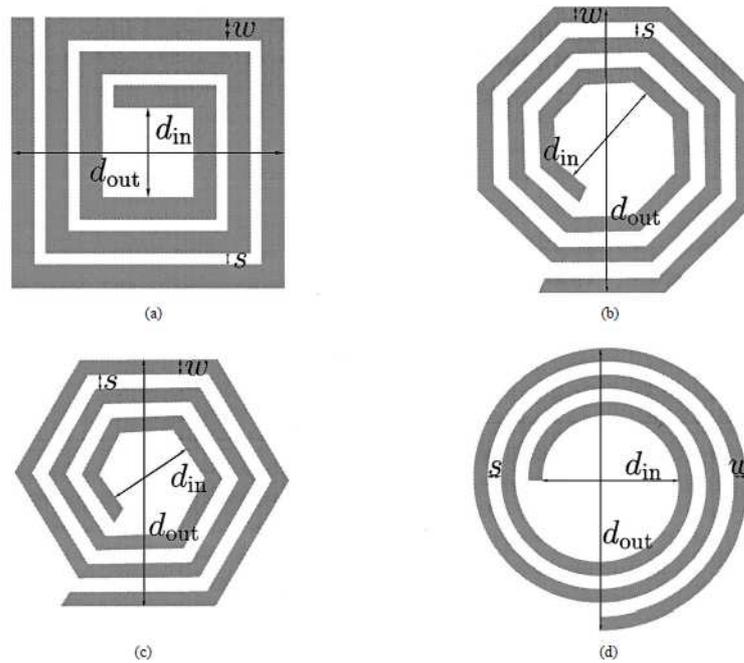


Figura 3.1: Le varie geometrie degli induttori planari a spirale: a)rettangolare, b)ottagonale, c)esagonale, d)circolare.

Per una data forma, un induttore è completamente definito dal numero di spire  $N$ , la larghezza delle spire  $w$ , la distanza tra le spire  $s$  e da uno dei seguenti in alternativa:

- $d_{out}$  diametro esterno
- $d_{in}$  diametro interno
- $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$  diametro medio
- $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$  coefficiente di riempimento

Per facilitare il progetto di questi componenti, si riportano di seguito delle espressioni approssimate per il calcolo di  $L$  degli induttori planari a spirale rettangolare, esagonale, ottagonale e circolare a partire dai parametri geometrici caratteristici. La prima approssimazione si basa sulla modifica di una formula sviluppata da Wheeler [3]; la seconda è derivata da principi dell'elettromagnetismo approssimando le pareti della spirale come fogli di corrente (*current-sheets*); e la terza è un'espressione monomiale derivata dalla corrispondenza tra i valori ottenuti da un grande database di induttori planari. Le prime due sono accurate, con errori tipici del 2÷3%, e

molto semplici, e sono perciò eccellenti candidate per l'utilizzo nel progetto e nell'analisi delle suddette strutture planari (su di esse si basano anche [1] e [2]). La terza è meno precisa e affidabile.

### 3.1 La formula di Wheeler modificata

Wheeler [3] presentò molte formule per gli induttori planari a spirale, che erano volte però agli induttori discreti e non agli induttori a parametri distribuiti. È stata individuata da [4] una semplice modificazione dell'originale formula di Wheeler che consente di ottenere una espressione valida per gli induttori planari a spirale su PCB:

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (3.1)$$

dove  $\mu_0$  è la permeabilità magnetica del vuoto e  $\rho$  è il coefficiente di riempimento definito precedentemente. I coefficienti  $K_1$  e  $K_2$  sono dipendenti dal layout e sono riportati in tabella 3.1. Il coefficiente di riempimento rappresenta quanto "vuoto" sia l'induttore (in altre parole, è indicativo della porzione di area ramata sull'area totale occupata dal planare):

- Per valori di  $\rho$  piccoli si ha un induttore "vuoto"  $\rightarrow d_{out} \approx d_{in}$
- Per valori di  $\rho$  elevati si ha un induttore "pieno"  $\rightarrow d_{out} \gg d_{in}$

Due induttori con lo stesso diametro medio  $d_{avg}$  ma con differenti coefficienti di riempimento assumeranno valori di induttanza diversi. In particolare, l'induttore con coefficiente di riempimento più elevato assume un valore di  $L$  più piccolo in quanto le spire più interne sono più vicine al centro della spirale (ciò contribuisce negativamente sull'induttanza mutua).

COEFFICIENTS FOR MODIFIED WHEELER EXPRESSION

Layout	$K_1$	$K_2$
Square	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	3.82
Octagonal	2.25	3.55

Tabella 3.1

### 3.2 *Current sheet approximation*

Un'altra semplice ed accurata espressione per il calcolo di  $L$  degli induttori a spirale può essere ottenuta approssimando i lati delle spire con fogli di corrente simmetrici di equivalente densità [5]. I fogli o piani di corrente su lati opposti della spira sono paralleli ad un altro mentre quelli adiacenti sono ortogonali. Ora, sfruttando la simmetria ed il fatto che i fogli di corrente ortogonali hanno induttanza mutua nulla, il calcolo di  $L$  è ridotto alla valutazione dell'auto-induttanza di un foglio e della mutua induttanza tra fogli su lati opposti della spirale. Le espressioni risultanti sono due e sono riportate di seguito.

**La prima versione della formula** (vedi [1],[2],[4],[5])

$$L_{csa} = \frac{\mu N^2 d_{avg} c_1}{2} \left( \ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad (3.2)$$

dove  $\mu$  è la permeabilità magnetica del rame (1.256629e-6 H/m). I coefficienti  $c_i$  sono dipendenti dal layout e sono riportati in tabella 3.2.

COEFFICIENTS FOR CURRENT SHEET EXPRESSION

Layout	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
Square	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonal	1.09	2.23	0.00	0.17
Octagonal	1.07	2.29	0.00	0.19
Circle	1.00	2.46	0.00	0.20

Tabella 3.2

Nonostante l'accuratezza di questa espressione peggiori man mano che il rapporto  $s/w$  aumenta, essa esibisce un errore massimo dell'8% per  $s \leq 3w$  [4]. Il fatto che la precisione peggiori all'aumentare di  $s/w$  non è un problema, in quanto nelle applicazioni pratiche gli induttori planari a spirale vengono realizzati con  $s \leq w$ . La ragione di questo sta nel fatto che uno spazio piccolo tra le spire migliora l'accoppiamento magnetico tra le spire stesse e riduce l'area occupata dalla spirale. Un  $s$  grande sarebbe desiderato solo per ridurre la capacità parassita tra le spire. Questo comunque è raramente un problema poiché questa capacità tra spira e spira è superata di molto dalla capacità tra le spire e l'*underpass*.

La seconda versione della formula (vedi [6])

$$L_{csa} = \frac{\mu N^2 d_{avg}}{\pi} (c_1 \ln(\frac{c_2}{\rho}) + c_3 \rho) \quad (3.3)$$

dove i coefficienti  $c_i$  sono dipendenti dal layout e sono riportati in tabella 3.3.

Layout	$c_1$	$c_2$	$c_3$
Square	2.00	2.00	0.54
Hexagonal	1.83	1.71	0.45
Octagonal	1.87	1.68	0.60

Tabella 3.3: Coefficienti per la seconda versione della *Current sheet approximation*

### 3.3 Data Fitted Monomial Expression

[4] propone un'altra formula interessante per il calcolo di  $L$  a partire dai parametri geometrici:

$$L_{mon} = \beta d_{out}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{avg}^{\alpha_3} N^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad (3.4)$$

dove i coefficienti  $\beta$  e  $\alpha_i$  sono dipendenti dal layout e sono riportati in tabella 3.4.

Layout	$\beta$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
Square	$1.62e - 6$	-1.21	-0.147	2.4	1.78	-0.030
Hexagonal	$1.28e - 6$	-1.24	-0.174	2.47	1.77	-0.049
Octagonal	$1.33e - 6$	-1.21	-0.163	2.43	1.75	-0.049

Tabella 3.4: Coefficienti per la *Data Fitted Monomial Expression*.

### 3.4 Confronto teorico

Ai fini dello studio e della progettazione di induttori planari, [1] e [2] propongono rispettivamente l'utilizzo della *Formula di Wheeler modificata* e della prima versione della *Current sheet approximation*. In particolare, per ricavare i parametri geometrici realizzativi a partire dai valori di  $L$ ,  $w$  ed  $s$

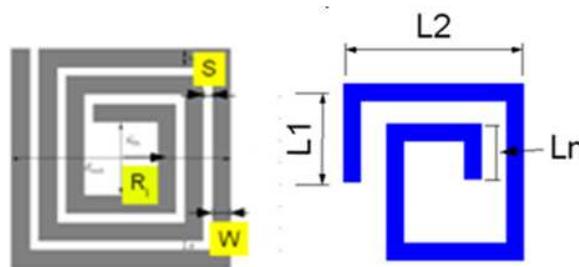
voluti, [1] propone di invertire la formula di Wheeler modificata. L'analisi si è concentrata esclusivamente sugli induttori planari a spirale rettangolare, in quanto sono caratterizzati dal layout più semplice.

Il confronto preliminare tra i vari strumenti teorici a disposizione si è basato sull'ottenimento del valore di induttanza  $L = 74nH$ , in quanto dalle simulazioni con MWO (riportate nel paragrafo 4.1) era stato ricavato come valore di induttanza ottimo ai fini dell'ottenimento del taglio di canale desiderato da parte del *notch* planare a bordo del filtro banda V.

Nel dettaglio, [1], ricevendo in ingresso il valore di  $L$  desiderato e i valori di  $s$  e  $w$  voluti, restituisce le dimensioni dell'induttore planare a seconda del numero di spire con cui lo si vuole realizzare; in particolare, inserendo come valori di ingresso:

- $L = 74nH$
- $s = w = 0.25mm = 10mils$  (minima risoluzione realizzabile fisicamente su PCB)

restituisce la schermata riportata in tabella 3.5.



Valori di ingresso	
L [nH]	74
S [mm]	0,25
W [mm]	0,25

SI INVERTE LA FORMULA DI WHEELER MODIFICATA									
Spira Rettangolare	(	K1=	2,34	K2=	2,75	)			
N	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
Ri [mm]	12,99	6,11	3,68	2,50	1,79	1,29	0,92	0,61	0,34
Rout [mm]	13,49	6,86	4,68	3,75	3,29	3,04	2,92	2,86	2,84
Rmedio [mm]	13,2363	6,48204	4,1804	3,1217	2,5354	2,1675	1,9155	1,7316	1,59
Lunghezza [mm]	105,891	77,7845	66,886	62,434	60,85	60,689	61,295	62,336	63,634
<u>Parametri realizzativi</u>									
Numero segmenti	5	7	9	11	13	15	17	19	21
L1 [mm]	13,5	6,9	4,7	3,7	3,3	3,0	2,9	2,9	2,8
L2 [mm]	27,0	13,7	9,4	7,5	6,6	6,1	5,8	5,7	5,7
Ln [mm]	13,4	6,5	4,1	2,9	2,2	1,7	1,3	1,0	0,7

Tabella 3.5

Sono stati analizzati e confrontati singolarmente tre casi:

1.  $N = 2$  spire
2.  $N = 3.5$  spire
3.  $N = 5$  spire

A partire dai dati di tabella 3.5 si ricava:

	N=2	N=3.5	N=5
$d_{in}=2R_i$	7.36mm	2.58mm	0.68mm
$d_{out}=2R_{out}$	9.36mm	6.1mm	5.68mm
$d_{avg}=2R_{avg}$	8.36mm	4.34mm	3.18mm
$\rho$	0.121	0.405	0.792

Tabella 3.6

A questo punto, partendo dai dati ricavati da [1], è stato eseguito il confronto con i valori ottenuti dalle due versioni della formula *Current sheet approximation*.

Inserendo all'interno delle due versioni della formula i valori di ingresso riportati nella casella in alto di ogni singola colonna di tabella 3.7, si ottengono i rispettivi valori di induttanza riportati nella medesima tabella.

Valori di ingresso	N=2, w=s=0.25mm, $\rho=0.121$ , $d_{avg}=8.36$ mm	N=3.5, w=s=0.25mm, $\rho=0.405$ , $d_{avg}=4.34$ mm	N=5, w=s=0.25mm, $\rho=0.792$ , $d_{avg}=3.18$ mm
$L$ da (3.2)	76nH	73nH	75nH
$L$ da (3.3)	76nH	73nH	72nH

Tabella 3.7: Valori di induttanza ottenuti dalle due versioni della formula *Current sheet approximation* a partire dai parametri geometrici ottenuti da [1], che utilizza la formula di Wheeler modificata.

Analizzando i valori di induttanza riportati in tabella 3.7, si nota come lo scostamento massimo dal valore di  $74nH$  (ottenuto tramite la formula di Wheeler modificata) sia di soli  $2nH$ . Si può affermare, quindi, che sussiste una ottima corrispondenza teorica tra i valori di induttanza ed i parametri geometrici realizzativi ottenuti con la formula di Wheeler modificata e con le due versioni della formula *Current sheet approximation*.

Infine, sempre partendo dai dati ricavati da [1], è stato eseguito il confronto con i valori di induttanza ottenuti dalla *Data Fitted Monomial Expression*.

Valori di ingresso	N=2, w=s=0.25mm, $\rho=0.121$ , $d_{avg}=8.36$ mm	N=3.5, w=s=0.25mm, $\rho=0.405$ , $d_{avg}=4.34$ mm	N=5, w=s=0.25mm, $\rho=0.792$ , $d_{avg}=3.18$ mm
$L$ da (3.4)	71nH	67nH	66nH

Tabella 3.8: Valori di induttanza ottenuti dalla formula *Data Fitted Monomial Expression* a partire dai parametri geometrici ottenuti da [1], che utilizza la formula di Wheeler modificata.

Analizzando i dati di tabella 3.8, si evince come la formula *Data Fitted Monomial Expression* sia decisamente meno precisa e affidabile rispetto alle precedenti.

# Capitolo 4

## Prime misure e prototipi

Una volta appurata la buona corrispondenza tra i risultati ottenuti mediante gli strumenti teorici a disposizione, si è proceduto con un primo approccio ai filtri a radiofrequenza, partendo dalle simulazioni e dalle misure di un filtro standard fino ad arrivare ai primi prototipi planari.

### 4.1 Un esempio di filtro standard

Il primo filtro che è stato analizzato, simulato e misurato è un semplice filtro per la banda V presente a bordo di un centralino per impianti d'antenna standard in commercio. Lo schema elettrico del filtro si può osservare in figura 4.1.

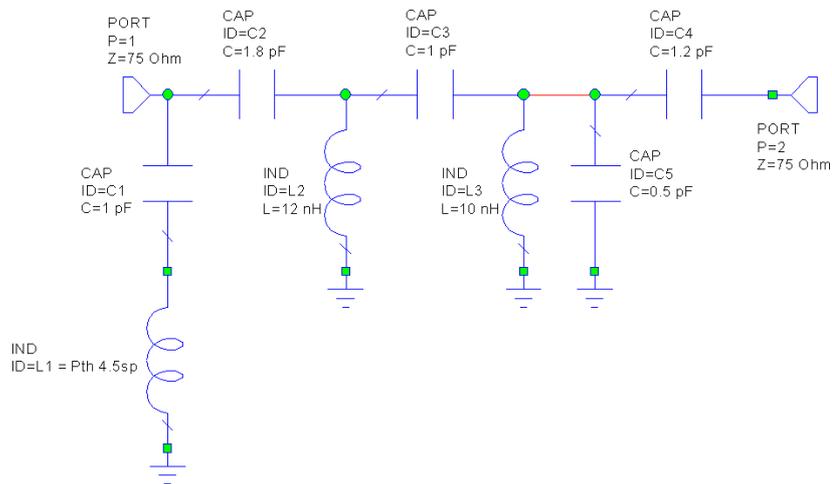


Figura 4.1: Schema elettrico del filtro banda V a bordo di un centralino standard in commercio.

Osservando lo schema elettrico di figura 4.1, si comprende subito come il filtro per la banda V sia in realtà la composizione di due filtri: un passa-alto ed un *notch* per il taglio di canale. In particolare, il filtro passa-alto è costituito dai componenti  $L_2, L_3, C_2, C_3, C_4, C_5$  mentre la serie  $L_1 + C_1$  costituisce il filtro *notch* (elimina banda stretta) accordabile tramite la deformazione meccanica delle spire del PTH.

Le prestazioni in frequenza richieste dal filtro sono:

- $s_{11}$  minimo in banda passante e possibilmente non frastagliato  $\Rightarrow$  adattamento d'impedenza, riflessione minima e basse perdite;
- Risposta in frequenza massimamente piatta in banda (tipo Butterworth) con la caratterizzazione aggiuntiva data dal *notch*. Lo scopo è quello di accordare il *notch* affinché la sua frequenza di risonanza (frequenza alla quale si ha la risonanza serie e, quindi, impedenza nulla = cortocircuito) cada proprio in corrispondenza del canale 35 (relativamente al taglio standard 35/38). Dunque, è proprio il filtro *notch* che consente di ottenere l'elevata selettività di canale (circa 20dB), al costo però di accettare una riduzione della reiezione fuoribanda soprattutto all'inizio della banda soppressa. A questo proposito, la risposta in frequenza deve presentare una buona attenuazione in banda soppressa (reiezione minima intorno ai 15dB) e deve essere un giusto compromesso tra selettività di canale e reiezione fuoribanda;
- È importante, inoltre, che la differenza in dB tra il modulo della risposta in frequenza calcolato in corrispondenza della portante audio del canale 38 ed il modulo della stessa calcolato in corrispondenza della portante video del canale 38 sia inferiore ai 3dB, per evitare distorsioni non volute del medesimo canale. Dunque in formule:

$$|s_{21}(612.75MHz)|_{dB} - |s_{21}(607.25MHz)|_{dB} \leq 3dB$$

#### 4.1.1 Simulazione

Lo schema elettrico del circuito simulato si può osservare in figura 4.1. Le simulazioni, eseguite con Microwave Office, hanno permesso di comprendere al meglio il funzionamento del filtro in tutte le sue parti e di individuare un valore di induttanza che, secondo il simulatore, dovrebbe consentire di ottenere il taglio del canale 35 da parte del *notch*. Il grafico di  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del filtro ottenuto dalla simulazione è riportato in figura 4.2.

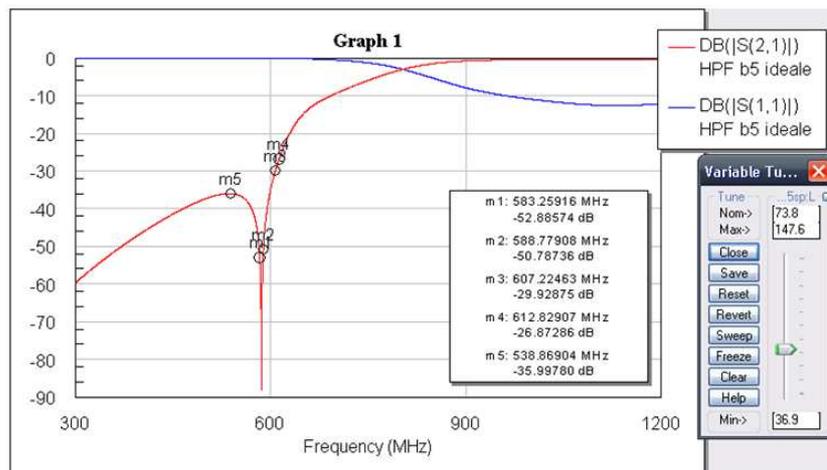


Figura 4.2: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V di figura 4.1 ottenuti dalle simulazioni. A lato, l'individuazione del valore di induttanza che consente, secondo il simulatore, di ottenere il taglio del canale 35 da parte del *notch*  $\Rightarrow L_1 = 74nH$ .

I markers del simulatore sono stati posizionati nei punti strategici per fornire le informazioni desiderate in questa fase di ricerca del taglio di canale:

- $m1 = 583.25\text{MHz} \Rightarrow$  Portante video del canale 35;
- $m2 = 588.77\text{MHz} \approx 588.75\text{MHz} \Rightarrow$  Portante audio del canale 35;
- $m3 = 607.22\text{MHz} \approx 607.25\text{MHz} \Rightarrow$  Portante video del canale 38;
- $m4 = 612.82\text{MHz} \approx 612.75\text{MHz} \Rightarrow$  Portante audio del canale 38;
- $m5 = 538.86\text{MHz} =$  punto di minima reiezione fuoribanda.

Dalle simulazioni si evince che, grazie ad  $L_1 = 74nH$ , si dovrebbe ottenere un rapporto di reiezione tra i canali 38 e 35 pari a circa 23.5dB.

#### 4.1.2 Misure

La seconda fase è stata la misura dell'andamento in frequenza del filtro banda V a bordo del centralino. Questa operazione si è rivelata fondamentale per fissare al meglio l'obiettivo da raggiungere con i filtri planari e per avere un termine di paragone.

Nel dettaglio, si è proceduto in questo modo:

1. Calibrazione del VNA con cavi aperti;
2. Isolamento del filtro banda V all'interno del centralino tagliando le piste con un taglierino e togliendo l'attenuatore;
3. Taratura e misura del comportamento in frequenza in termini di  $s_{21}$  e  $s_{11}$ .

Anche in questo caso, i markers sono stati posizionati in modo da fornire informazioni significative; in particolare:

- Marker 1 = 583.25MHz = Portante video del canale 35 = frequenza di risonanza del filtro *notch*;
- Marker 2 = 588.75MHz = Portante audio del canale 35;
- Marker 3 = 607.25MHz = Portante video del canale 38;
- Marker 4 = 612.75MHz = Portante audio del canale 38;
- Marker 5 = 553.63MHz = Punto di minima reiezione fuoribanda;
- Marker 6 = 870MHz = Fine della banda V;
- Marker 7 = 640.96MHz = Massimo  $s_{11}$  in banda.

I risultati delle misure si possono osservare in tabella 4.1 ed in figura 4.3.

	Filtro banda V PTH
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	24dB
Frequenza di risonanza del notch	583.25MHz ch.35
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	18dB
Massima attenuazione in banda	5dB
Minima attenuazione in banda	0.6dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-4.3dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-28dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-1dB

Tabella 4.1: Risultati delle misure della risposta in frequenza e di  $s_{11}$  del filtro banda V di figura 4.1 a bordo di un centralino standard.

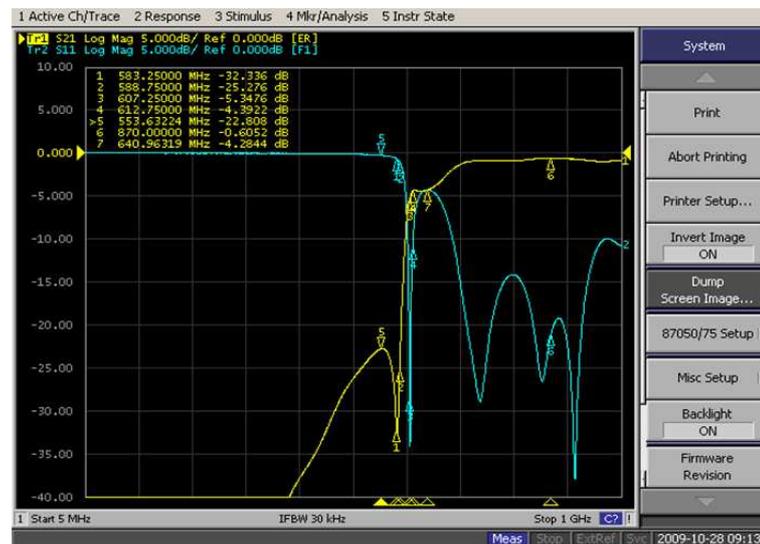


Figura 4.3: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V con bobina PTH a bordo di un centralino standard. Lo schema elettrico del filtro si può osservare in figura 4.1.

## 4.2 Primi prototipi con induttori planari

Sulla base delle indicazioni ricevute dalla simulazione, si è proceduto con la sostituzione della bobina PTH da 4.5 spire dello schema di figura 4.1 con un induttore planare da  $74nH$ . I prototipi realizzati sono tre, ognuno dei quali presenta l'induttore da  $74nH$  realizzato con un numero di spire differenti. I risultati ottenuti dai prototipi in questa fase non sono di chiara interpretazione e si comprenderanno solo nel prossimo capitolo.

### 4.2.1 Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati

Come detto, l'induttore planare da  $74nH$  è stato realizzato in tre versioni differenti:  $N = 2$ ,  $N = 3.5$ ,  $N = 4$  allo scopo di verificare l'influenza del numero di spire sul taglio di canale e sul fattore di merito. I tre induttori sono stati realizzati sulla base delle indicazioni ricavate dall'applicativo "Filtri e Induttori"[1] e si possono osservare in figura 4.4.

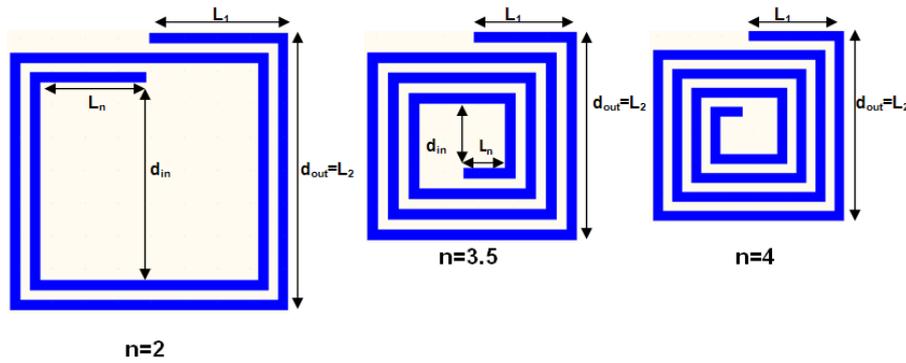


Figura 4.4: Rappresentazione della geometria dei tre induttori da  $74nH$  realizzati rispettivamente da 2, 3.5 e 4 spire.

I valori di ingresso inseriti all'interno di [1] nei tre casi sono stati:

- $L = 74nH$
- $w = \text{larghezza delle piste} = 15\text{mils}$
- $s = \text{distanza tra le spire} = 15\text{mils}$

ed i parametri geometrici realizzativi ottenuti sono riportati in tabella 4.2.

Numero di spire	N=2	N=3.5	N=4
$L_1$	210mils	155mils	150mils
$L_2 = d_{out}$	420mils	305mils	295mils
$L_n$	175mils	70mils	50mils

Tabella 4.2: Parametri geometrici realizzativi per le tre versioni dell'induttore planare  $L_1$  da  $74nH$  di figura 4.4.

Gli induttori sono stati poi disegnati ed implementati tramite PCAD.

## 4.2.2 Layout dei prototipi

La fase successiva è stata il progetto tramite PCAD e l'incisione dei tre prototipi planari di filtro banda V. I layouts dei prototipi si possono osservare nelle figure seguenti.

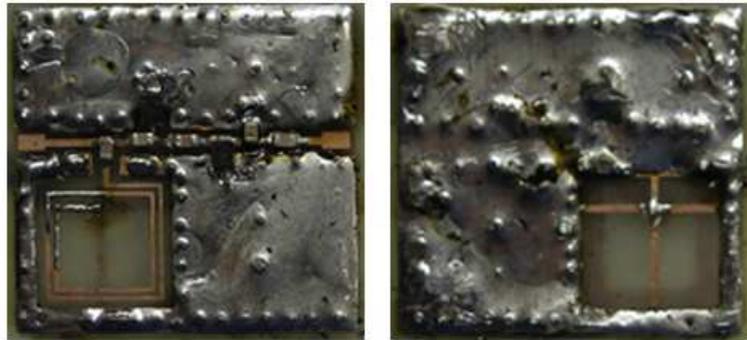


Figura 4.5: Piano top (a sinistra) e piano bottom (a destra) del prototipo di filtro banda V con  $L_1=74nH$   $N = 2$  di figura 4.4.

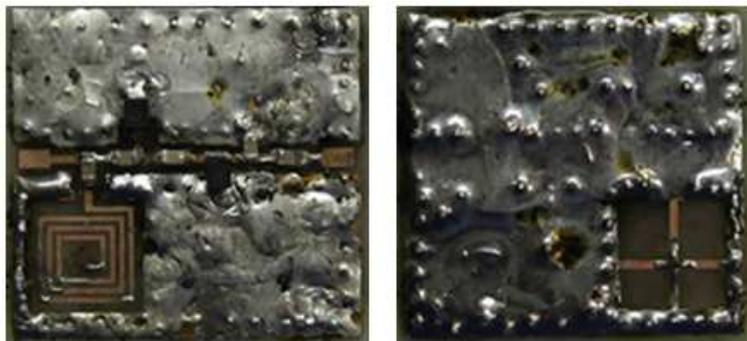


Figura 4.6: Piano top (a sinistra) e piano bottom (a destra) del prototipo di filtro banda V con  $L_1=74nH$   $N = 3.5$  di figura 4.4.



Figura 4.7: Piano top (a sinistra) e piano bottom (a destra) del prototipo di filtro banda V con  $L_1=74nH$   $N = 4$  di figura 4.4.

### 4.2.3 Risultati delle misure

I risultati delle misure della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  evidenziati dai tre prototipi sono riportati in tabella 4.3.

	N=2	N=3.5	N=4
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	4.3dB	4.2dB	4.1dB
Frequenza di risonanza del notch	428MHz	404MHz	396MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	4.3dB	4.2dB	4.1dB
Massima attenuazione in banda	9.5dB	10.2dB	11.1dB
Minima attenuazione in banda	1.3dB	1dB	1dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-1.3dB	-1dB	-0.9dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-17dB	-19dB	-45dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-4.5dB	-4dB	-4.2dB

Tabella 4.3: Risultati delle misure della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  dei tre prototipi di filtro banda V realizzati e riportati nelle figure 4.5, 4.6 e 4.7.

A titolo dimostrativo, si riportano i grafici ottenuti dal prototipo caratterizzato da  $L_1=74nH$   $N = 2$ .



Figura 4.8: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo di filtro banda V di figura 4.5, caratterizzato da  $L_1=74nH$   $N = 2$  di figura 4.4.

Dai dati raccolti in tabella 4.3, si nota come la frequenza di risonanza  $f_r$  dei tre filtri *notch* sia ben al di sotto dei circa 585MHz voluti per centrare il taglio in corrispondenza del canale 35. A queste frequenze di risonanza, il *notch* non serve a nulla e la selettività è pessima. In queste condizioni, il rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35 è ottenuto grazie al passa-alto, non di certo grazie al *notch*.

Il fatto che la  $f_r$  sia ben inferiore a quella voluta significa che il valore di induttanza, necessario per il taglio desiderato, è ben inferiore rispetto al valore di  $L$  assunto dai tre induttori in questione. Dai dati emerge anche un *trend* di diminuzione della  $f_r$  dei *notch* all'aumentare del numero di spire: questo può essere dovuto sia all'effettivo aumento ingiustificato del valore di induttanza all'aumentare di  $N$  sia alla tolleranza del condensatore da  $1pF$  in serie ad  $L_1$ . Nel primo caso, ciò significherebbe che l'effetto di diminuzione del valore di induttanza, dovuto all'aumento delle metallizzazioni al centro del planare (all'aumentare di  $N$ ), viene prevaricato dall'effetto ingiustificato di aumento di  $L$  dovuto all'aumentare del numero di spire. In ogni caso, tutto ciò sarà chiarito nel prossimo capitolo tramite le misure di impedenza eseguite sugli induttori in questione.

#### 4.2.4 Note e conclusioni

Avendo riscontrato un comportamento inaspettato da parte dei tre prototipi, in questa fase si è andati alla ricerca di quali fossero gli induttori SMD di tipo 1008 che:

1. Emulassero il comportamento circuitale fornito dai tre induttori planari in questione;
2. Consentissero di ottenere la selettività di canale voluta dal filtro *notch*, ovvero un taglio il più possibile vicino al canale 35.

Dalle numerose misure effettuate è emerso come l'induttore SMD che soddisfa il punto 1 sia l'induttore da  $100nH$ , mentre l'induttore che soddisfa il punto 2 sia l'induttore da  $56nH$ . I risultati delle misure relative al prototipo con  $L_1$  da 2 spire sono riportati in figura 4.9 e 4.10.



Figura 4.9: Andamento del modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  (rispettivamente in giallo marcato e azzurro marcato) del filtro banda V con il *notch* formato dalla serie del condensatore da  $1pF$  0805 e di un induttore da  $100nH$  1008. In giallo tenue ed in azzurro tenue sono riportati rispettivamente il modulo di  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del prototipo di base con l'induttore planare da 2 spire di figura 4.4.

Osservando la figura 4.9 si nota come la frequenza di risonanza del *notch* formato dalla serie  $1pF+100nH$  1008 sia pari a circa 446MHz e, quindi, molto vicina ai circa 428MHz evidenziati dal *notch* planare in questione. Istintivamente, verrebbe da affermare che l'induttore planare sia da oltre  $100nH$  e che, quindi, [1] non sia uno strumento efficace per il progetto di strutture planari. In realtà, la spiegazione di ciò si avrà nel prossimo capitolo; dunque, non conviene giungere a conclusioni affrettate.

Il grafico di figura 4.10 mostra, invece, come l'induttore da  $56nH$  tipo 1008 consenta di ottenere la centratura del *notch* in corrispondenza dei 580MHz (per cui in prossimità del canale 35). Inoltre, il rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35 ottenuto in questo modo è pari a circa 20dB.

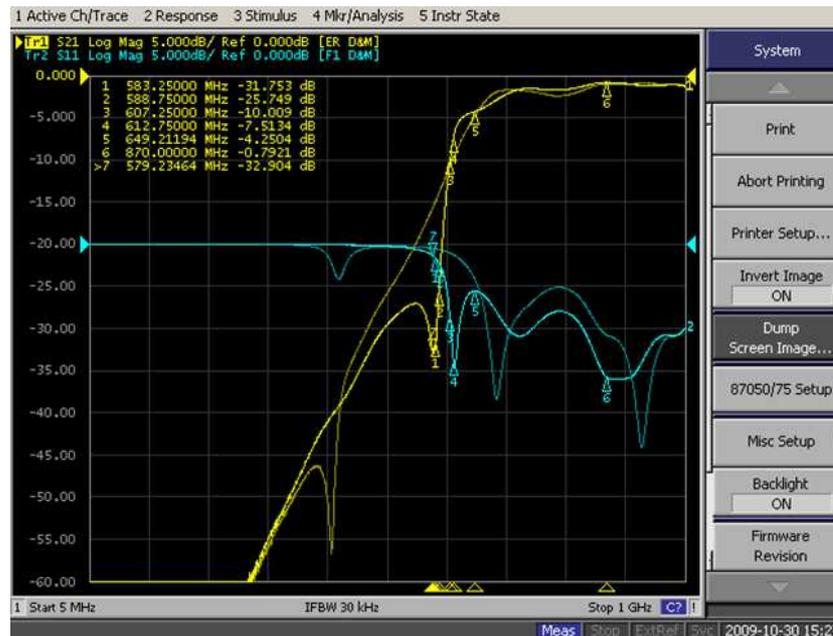


Figura 4.10: Andamento del modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  (rispettivamente in giallo marcato e azzurro marcato) del filtro banda V con il *notch* formato dalla serie del condensatore da  $1pF$  0805 e di un induttore da  $56nH$  1008. In giallo tenue ed in azzurro tenue sono riportati rispettivamente il modulo di  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del prototipo di base con l'induttore planare da 2 spire di figura 4.4.



# Capitolo 5

## SRF

### 5.1 Modello elettrico di un induttore planare

Tra le topologie planari, l'induttore a spirale è quello maggiormente usato sia in circuiti monolitici che ibridi in quanto offre la maggiore induttanza per unità di area (rispetto ad altre strutture planari come il *meander inductor* e gli induttori a striscia e a *loop*). Tramite il suo utilizzo è possibile ottenere valori di induttanza che vanno da pochi  $nH$  fino a poche centinaia di  $nH$ . Si riporta in Figura 5.1 un induttore planare a spirale con l'indicazione dei parametri geometrici realizzativi.

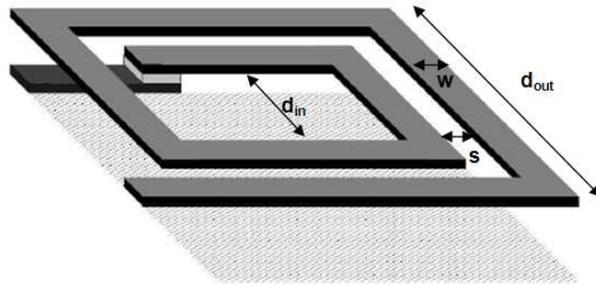


Figura 5.1: Esempio di un induttore planare a spirale rettangolare da 1.75 spire.

Come anticipato, le caratteristiche geometriche di un induttore planare a spirale sono descritte in modo completo dai seguenti parametri:

- il numero di spire  $N$
- la larghezza delle piste  $w$
- lo spazio tra spire adiacenti  $s$

- il diametro esterno  $d_{out}$ , il diametro interno  $d_{in}$ , il diametro medio  $d_{avg}$  ed il coefficiente di riempimento, così definito:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (5.1)$$

- il numero di lati  $n$

Le dimensioni ottime dell'induttore planare a spirale dipendono fortemente dalle specifiche del circuito di cui fa parte, ed il controllo dei fenomeni parassiti implica una numerosa serie di compromessi da valutare in modo accurato.

Gli induttori a spira rettangolare sono i più diffusi in quanto più semplici da realizzare. Gli induttori a spira circolare, ottagonale ed esagonale, pagando un sovrapprezzo in termini di difficoltà realizzative, hanno fattori di merito leggermente maggiori, in quanto limitano i fenomeni parassiti capacitivi ed induttivi introdotti dagli angoli [2].

Molti articoli scientifici propongono modelli elettrici equivalenti di induttori planari a spira rettangolare, quasi tutti a  $\pi$ , ma quello che si ritiene rappresenti il miglior compromesso tra complessità e funzionalità è quello proposto da [2] e riportato in figura 5.2.

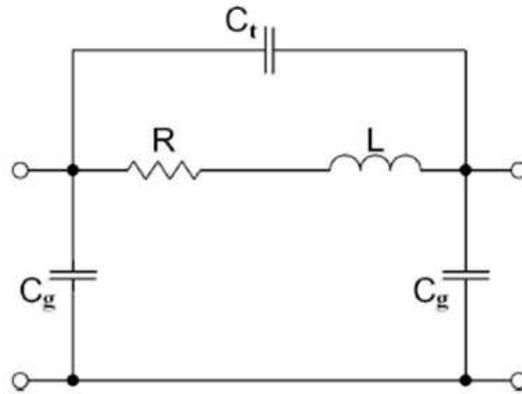


Figura 5.2: Modello elettrico equivalente di un induttore planare a spirale rettangolare.

Di seguito vengono riportate alcune espressioni analitiche degli elementi che riguardano tale modello a due terminali. In queste espressioni, il termine  $\ell$  rappresenta la lunghezza della spirale che è così approssimabile:

$$\ell = Nd_{avg}n \tan(\pi/n) \quad (5.2)$$

**Resistenza  $R$ :** la resistenza serie della spirale è data da:

$$R \approx \frac{\ell}{\sigma w \delta (1 - e^{-\frac{t}{\delta}})} \quad (5.3)$$

dove  $\sigma$  è la conducibilità,  $t$  è lo spessore della spira e  $\delta$  è lo spessore di penetrazione.

Lo spessore di penetrazione è un parametro legato all'effetto pelle (che è il fenomeno per il quale, all'aumentare della frequenza, la corrente che percorre il conduttore tende a concentrarsi sulla superficie esterna dello stesso, con conseguente aumento della resistenza parassita e delle perdite) ed è definito come la distanza dalla superficie alla quale la densità di corrente si riduce di un fattore  $1/e$ :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (5.4)$$

dove  $\rho$  è la resistività del materiale (da non confondere con il coefficiente di riempimento della spira),  $\mu$  è la permeabilità magnetica ed  $f$  è la frequenza del segnale che trasporta.

**Capacità  $C_t$ :** questo parametro tiene conto di almeno questi due contributi:

1. capacità spira a spira
2. capacità tra le spire e l'*underpass*

[7],[8] e [9] sono solo alcuni esempi di articoli ed *application notes* che forniscono un'espressione analitica per valutare questo parametro trascurando il contributo dovuto alla capacità spira a spira.

**Capacità  $C_g$ :** capacità tra l'induttore ed il piano di massa. L'espressione analitica suggerita da [7] per valutare questo fenomeno parassita è la seguente:

$$C_g \approx \frac{1}{2} \frac{\epsilon}{t_{is}} \ell w \quad (5.5)$$

dove  $t_{is}$  è lo spessore del materiale isolante (dielettrico) tra il piano di massa e l'induttore, mentre  $\epsilon$  è la sua permittività dielettrica. Il contributo di  $C_g$  è decisamente superiore a quello di  $C_t$ .

**Induttanza  $L$ :** per ciò che riguarda l'induttanza, si possono utilizzare le formule già illustrate nel capitolo 3, ovvero la formula di Wheeler modificata o la formula *Current sheet approximation*.

## 5.2 Misure di impedenza

Le misure di impedenza illustrate di seguito sono state tutte eseguite in modalità di connessione *single-ended*.

La modalità di connessione *single-ended* (ad un terminale) consiste nel collegare a massa uno dei due terminali di un componente. Questa configurazione è molto utile in quanto consente di misurare le caratteristiche elettriche di un dispositivo utilizzando un analizzatore di reti [2]. Valutando il parametro di scattering  $s_{11}$ , è infatti possibile risalire ad una serie di informazioni sull'impedenza del componente al variare della frequenza ( $R_{dc}$ ,  $R_{ac}$ ,  $L$  o  $C$ ).

Per un induttore planare a spirale, la connessione *single-ended* si realizza connettendo il terminale della spira più interna al piano di massa sottostante tramite una via. Considerando il modello di un induttore planare, con questo collegamento la capacità tra le spire  $C_t$  viene connessa in parallelo ad una delle due capacità tra le spire ed il piano di massa  $C_g$ , mentre l'altra viene cortocircuitata a massa. Vedi figura 5.3.

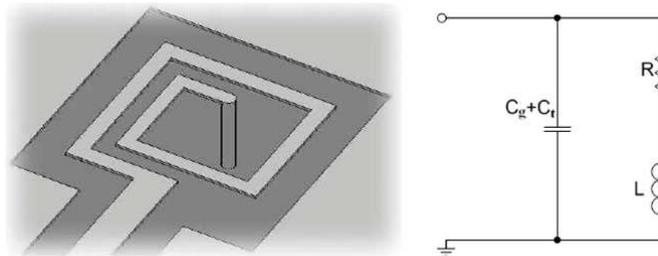


Figura 5.3: Induttore planare a spirale rettangolare in configurazione *single-ended* (a sinistra) ed il suo modello elettrico equivalente (a destra).

### 5.2.1 Misure di impedenza sugli induttori utilizzati

Appurato che i risultati ottenuti dalle misure eseguite sui tre prototipi planari (vedi paragrafo 4.2) non fornivano una via chiara su cui procedere, si è resa necessaria un'analisi accurata del comportamento in frequenza dell'impedenza degli induttori planari realizzati (anche per capirne l'effettivo valore di  $L$  ad una determinata frequenza di riferimento e verificare la bontà di [1] come strumento di progettazione).

Prima di procedere con la spiegazione delle misure effettuate, è fondamentale fornire una delucidazione sul **setting del VNA per effettuare le misure di impedenza**.

Innanzitutto, è stata eseguita la calibrazione della sola porta 1 con cavo aperto. Questo perché le informazioni riguardanti l'impedenza vista alla porta 1 si ricavano appunto dalla sola porta 1 ed in particolare dal parametro di scattering  $s_{11}$ .

Poi, è stata impostata la visualizzazione contemporanea di due tracce da parte dello strumento, tracce che corrispondono al parametro  $s_{11}$  visualizzato in due formati opportuni per ricavarne le informazioni volute. In particolare:

1. Prima traccia in giallo: dal menu dello strumento si seleziona *Format*  $\Rightarrow$  *Smith Chart*  $\Rightarrow R+jX$ . In questo modo, lo strumento visualizzerà sulla *Carta di Smith* come varia l'impedenza vista alla porta 1 con la frequenza. Inoltre, così facendo, i markers forniranno informazioni riguardanti la parte reale e la parte immaginaria dell'impedenza al variare della frequenza. In particolare, ogni marker fornirà il valore di  $R_{dc}$ ,  $R_{ac}$ ,  $L$  o  $C$  del componente ad una determinata frequenza.
2. Seconda traccia in azzurro: dal menu dello strumento si seleziona *Format*  $\Rightarrow$  *Imaginary* (per visualizzare la parte immaginaria della grandezza misurata) e poi, sempre dal menu, si seleziona *Analysis*  $\Rightarrow$  *Conversion ON*  $\Rightarrow$  *Z Reflection*. La funzione di conversione *Z Reflection* serve per richiamare la formula di conversione:

$$Z_L = Z_C \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad (5.6)$$

In questo modo, la seconda traccia visualizzata sarà rappresentativa dell'andamento in frequenza della parte immaginaria dell'impedenza (reattanza) vista alla porta 1. Al fine di applicare correttamente la formula sopra citata, l'impedenza caratteristica del sistema  $Z_C$  è stata impostata a  $75\Omega$  sempre nel menu del VNA.

Il range di frequenze su cui è stata effettuata la calibrazione dello strumento va da 300KHz ad 1GHz. Il numero di punti in frequenza a cui lo strumento effettua la campionatura è stato fissato al suo valore massimo, cioè 1601. Infine, la potenza di uscita dalla porta 1 è stata posta pari a  $0dBm = 1mW$ .

### Misure di impedenza eseguite sui tre induttori planari

Gli induttori planari oggetto di misura sono quelli presenti nei tre prototipi planari di filtro banda V realizzati e misurati nel paragrafo 4.2. In particolare, i suddetti induttori sono:

- $L = 74nH$   $N = 2$
- $L = 74nH$   $N = 3.5$
- $L = 74nH$   $N = 4$

Per ricavare le informazioni volute, i markers dello strumento sono stati di volta in volta posizionati nei punti strategici ed in particolare in corrispondenza di:

- Marker 1 = 583.25MHz = Portante video del canale 35;
- Marker 2 = 588.75MHz = Portante audio del canale 35;
- Marker 3 = 607.25MHz = Portante video del canale 38;
- Marker 4 = 612.75MHz = Portante audio del canale 38;
- Marker 5 = 100MHz = frequenza di riferimento standard di datasheet alla quale definire e assegnare il valore di induttanza;
- Marker 6 = 870MHz = Fine della banda V;
- Marker 7 = Frequenza di autorisonanza SRF dell'induttore.

Il valore della frequenza di riferimento, alla quale definire e assegnare il valore di  $L$ , non è stato posto a caso a 100MHz; al contrario, 100MHz è la frequenza standard di riferimento utilizzata dai produttori per definire e assegnare il valore di  $L$  agli induttori SMD 1008 fino ad un valore di  $100nH$ . Visto che, in seguito, verrà effettuato il confronto proprio con gli induttori 1008 da  $56nH$  e  $100nH$  (che sono gli SMD che hanno consentito di ottenere rispettivamente la selettività e la sostituzione dei planari), verrà considerata anche per gli induttori planari la suddetta frequenza di riferimento.

I dati ricavati dalle misure effettuate sui tre induttori planari sono riportati in tabella 5.1, mentre nelle pagine seguenti si possono osservare i grafici dai quali si è risaliti alle informazioni volute.

	$L = 74nH$ $N = 2$	$L = 74nH$ $N = 3.5$	$L = 74nH$ $N = 4$
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	301fF	289fF	289fF
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	402fF	378nH	377fF
L @ 100MHz	67nH	74nH	74nH
Frequenza di autorisonanza SRF	527.5MHz	523.5MHz	523.5MHz

Tabella 5.1: Risultati delle misure di impedenza sui tre induttori planari da  $74nH$ .

Osservando i dati di tabella 5.1, si possono dedurre considerazioni importanti:

- Il valore di induttanza assunto dai tre induttori planari alla frequenza di riferimento (100MHz) è molto vicino ai  $74nH$  per cui erano stati progettati. In particolare, i due induttori da 3.5 e 4 spire hanno centrato perfettamente il valore voluto. Ciò non vale per l'induttore da 2 spire. Va anche detto, però, a onor del vero, che la misura effettuata sull'induttore da 2 spire è poco attendibile; a forza di saldature e dissaldature nelle numerose prove e misure eseguite, si è staccata la pista di accesso all'induttore planare, pista che è stata ricreata manualmente con dello stagno per consentire la misura, seppur approssimativa. A questo punto, [1] si rivela uno strumento efficace per il progetto di induttori planari;
- Alle frequenze di interesse (che sono le frequenze del canale 35 in corrispondenza delle quali si vuole centrare il *notch* del filtro banda V), gli induttori planari realizzati risultano completamente inutilizzabili  $\Rightarrow$  si comportano già da condensatori per via della loro SRF particolarmente bassa. Infatti, la SRF è di circa 525MHz e, quindi, in piena banda IV. Appare chiaro, dunque, che questi componenti non possano svolgere la funzione di induttori a bordo di un filtro per la banda V;
- Il fatto che la frequenza di autorisonanza dei tre induttori planari sia talmente bassa tale da renderli inutilizzabili per gli scopi prefissati, è dovuto sia al valore di  $L$  troppo elevato sia, soprattutto, alla capacità parassita elevata evidenziata dai planari. Ciò limita

pesantemente l'applicazione di questi componenti alle realizzazioni a RF soprattutto in banda UHF, dove si possono utilizzare induttori planari al massimo da qualche decina di  $nH$  a 100MHz.

I grafici di interesse, da cui sono stati ricavati i dati di tabella 5.1, sono riportati e commentati di seguito.

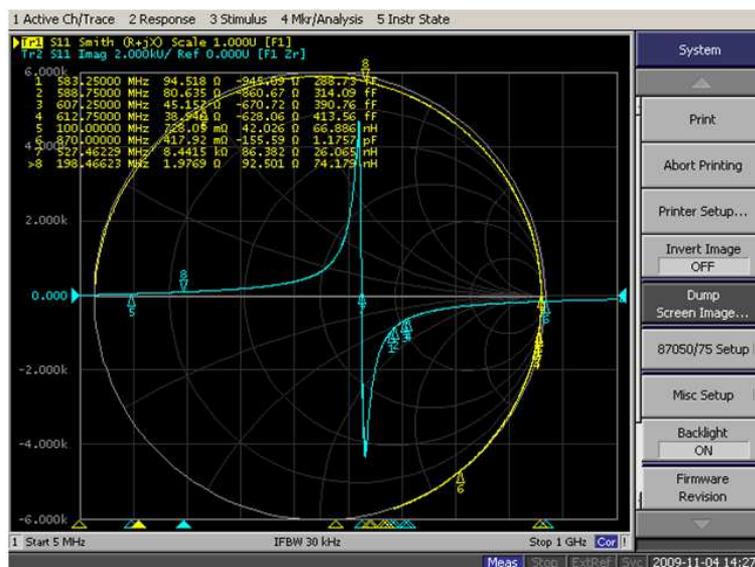


Figura 5.4: Misure di impedenza relative all'induttore planare  $L = 74nH$   $N = 2$  e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 5.1.

In figura 5.4 si possono appunto osservare due tracce sempre relative al parametro  $s_{11}$ , ma in due formati: la traccia gialla visualizza nella Carta di Smith l'andamento in frequenza dell'impedenza dell'induttore planare, mentre la traccia blu è espressiva dell'andamento in frequenza della sola parte immaginaria dell'impedenza dello stesso.

Osservando la traccia blu, si evince chiaramente il cambio di comportamento da parte del componente in corrispondenza della sua SRF (in questo caso posizionata a circa 527.5MHz). Infatti, per frequenze inferiori alla SRF si ha reattanza induttiva (positiva), mentre per frequenze superiori si ha reattanza capacitiva (negativa). Si nota anche come, alle frequenze del canale 35 (markers 1 e 2), il comportamento dell'induttore planare sia chiaramente capacitivo. Dal marker 8 si evince poi che l'effettivo valore di  $74nH$  viene assunto dall'induttore planare in corrispondenza della frequenza di circa 198MHz.

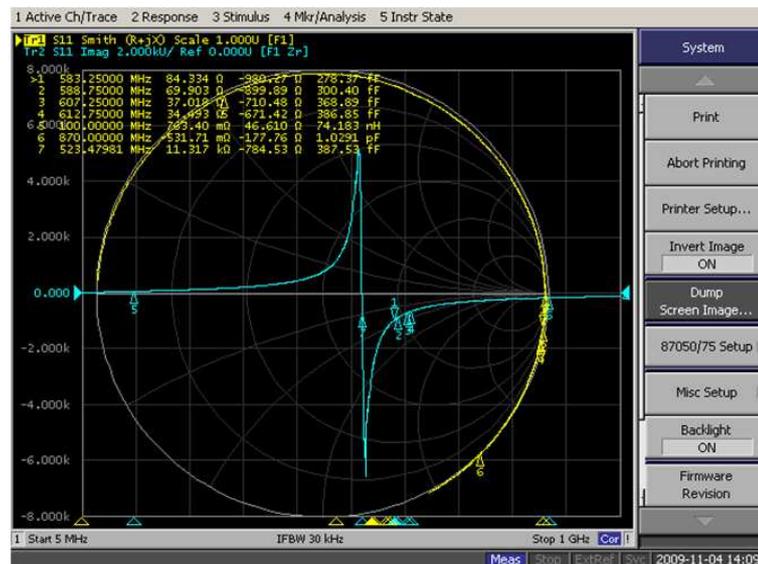


Figura 5.5: Misure di impedenza relative all'induttore planare  $L = 74nH$   $N = 3.5$  e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 5.1.

Si può notare dalla figura 5.5 come l'effettivo valore assunto dall'induttore alla frequenza di 100MHz sia proprio  $74nH$ . Questo testimonia la bontà di [1] come strumento di progettazione di strutture planari. Anche in questo caso si può osservare come, già oltre circa 524MHz, il comportamento dell'induttore sia capacitivo, rendendolo inutilizzabile per gli scopi prefissati.

Non si riporta il grafico ottenuto dalla misura di impedenza effettuata sull'induttore planare  $L = 74nH$   $N = 4$ , in quanto identico al grafico di figura 5.5.

### Misure di impedenza sugli induttori SMD da $100nH$ e $56nH$

Appurato che gli induttori planari realizzati nei tre prototipi (vedi paragrafo 4.2) sono effettivamente da  $74nH$  a 100MHz, a questo punto è lecito chiedersi il motivo per cui il taglio di canale ottenuto con i planari sia molto simile a quello ottenuto con l'induttore SMD da  $100nH$ . Per ottenere ulteriori elementi su cui proseguire l'analisi, si è deciso di effettuare la misura di impedenza dell'induttore da  $100nH$  di tipo 1008. Inoltre, è stata misurata l'impedenza anche dell'induttore SMD da  $56nH$ , in quanto consente di ottenere, posto in serie al condensatore da  $1pF$ , un filtro *notch* centrato ad una frequenza vicinissima al canale 35.

I risultati ottenuti dalle misure sono riportati in tabella 5.2.

	100nH 1008	56nH 1008
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	444nH	92nH
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	651nH	98nH
L @ 100MHz	102nH	55nH
Frequenza di autorisonanza SRF	662MHz	906.3MHz

Tabella 5.2: Risultati delle misure di impedenza sui due induttori SMD da 100nH e da 56nH tipo 1008.

Dai dati di tabella 5.2 emerge che:

- L'induttore da 100nH 1008 presenta effettivamente un valore di induttanza a 100MHz pari a circa 100nH (102nH rientra nel 5% di tolleranza dichiarato nel datasheet);
- Osservando la SRF dell'induttore da 100nH e confrontandola con la frequenza di autorisonanza degli induttori planari (circa 525MHz, vedi tabella 5.1), si nota subito come, nonostante 100nH sia maggiore dei circa 74nH dei planari, la SRF dell'induttore SMD sia di circa 137MHz superiore rispetto a quella dei planari. Questo è sintomo del fatto che la capacità parassita dei componenti distribuiti è molto elevata e ne limita pesantemente il range di frequenze di utilizzo  $\Rightarrow$  conferma delle considerazioni fatte in precedenza e riportate in vari articoli scientifici (tra cui [2]);
- L'induttore da 56nH 1008 presenta effettivamente un valore di induttanza a 100MHz pari a circa 56nH (55nH rientra nel 5% di tolleranza). È interessante notare, altresì, come alle frequenze del canale 35 (che sono le vere frequenze di interesse ai fini del taglio di canale) esso presenti un valore di  $L$  pari a circa 92nH, che è il valore che permette di ottenere la centratura del *notch* sul canale 35.

I grafici riguardanti le misure effettuate e da cui sono stati ricavati i dati di tabella 5.2 sono riportati e commentati di seguito.

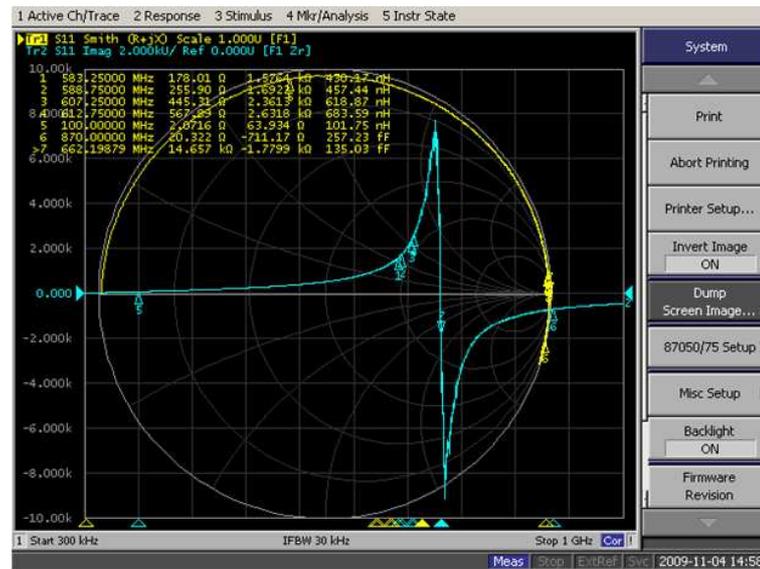


Figura 5.6: Misure di impedenza relative all'induttore SMD da  $100nH$  1008 e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 5.2.

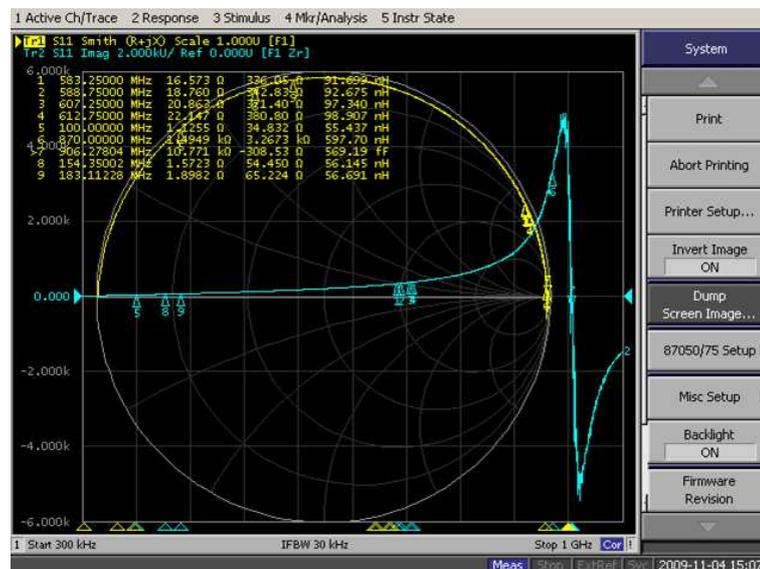


Figura 5.7: Misure di impedenza relative all'induttore SMD da  $56nH$  1008 e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 5.2.

Osservando le figure, trovano conferma tutte le considerazioni fatte in precedenza. Inoltre, l'induttore da  $56nH$  riesce a mantenere un valore appunto di circa  $56nH$  dichiarati fino a frequenze di oltre 170MHz; questo

grazie alla SRF elevata dovuta alle perdite particolarmente contenute di cui godono gli induttori SMD.

### 5.2.2 Misure di impedenza eseguite su un filtro notch

Le misure di impedenza riportate di seguito si sono rivelate fondamentali per la comprensione definitiva del funzionamento del filtro banda V, soprattutto per quel che riguarda il ruolo fondamentale giocato dal *notch* nel taglio di canale. Non solo, le misure riportate di seguito hanno permesso di capire il motivo per cui il *notch* planare costituito dalla serie  $1pF$  0805+ $L$  planare (da  $74nH$  a  $100MHz$ ) evidenziasse un taglio molto simile al *notch* formato dalla serie  $1pF$  0805+ $100nH$  1008. Il fatto di aver osservato frequenze di risonanza molto simili aveva portato, in un primo momento, a supporre che gli induttori planari (realizzati sulla base dei dati geometrici ricavati da [1]) fossero da oltre  $100nH$  invece che da  $74nH$ . La metodologia di misura adottata è la stessa utilizzata per la misura del singolo componente (ad un terminale); l'unica differenza sta nel fatto che si va a misurare la serie di due componenti.

I filtri *notch* di cui è stato misurato l'andamento di impedenza sono:

- Serie di  $1pF$  0805 +  $L=74nH$   $N = 2$
- Serie di  $1pF$  0805 +  $L=74nH$   $N = 3.5$
- Serie di  $1pF$  0805 +  $L=74nH$   $N = 4$
- Serie di  $1pF$  0805 +  $100nH$  1008
- Serie di  $1pF$  0805 +  $56nH$  1008

I risultati ottenuti dalle **misure di impedenza sui tre filtri notch planari** sono riportati in tabella 5.3.

	$1pF + L = 74nH$ $N = 2$	$1pF + L = 74nH$ $N = 3.5$	$1pF + L = 74nH$ $N = 4$
Frequenza di risonanza del notch	428MHz	416MHz	398MHz
SRF dell'induttore ricavata dall'andamento dell'impedenza del notch	532.5MHz	529.5MHz	489.5MHz
SRF dell'induttore misurato singolarmente (da tabella 5.1)	527.5MHz	523.5MHz	523.5MHz

Tabella 5.3: Risultati delle misure di impedenza eseguite sui tre filtri *notch* planari.

I grafici da cui sono stati ricavati i dati di tabella 5.3 sono riportati e commentati di seguito.

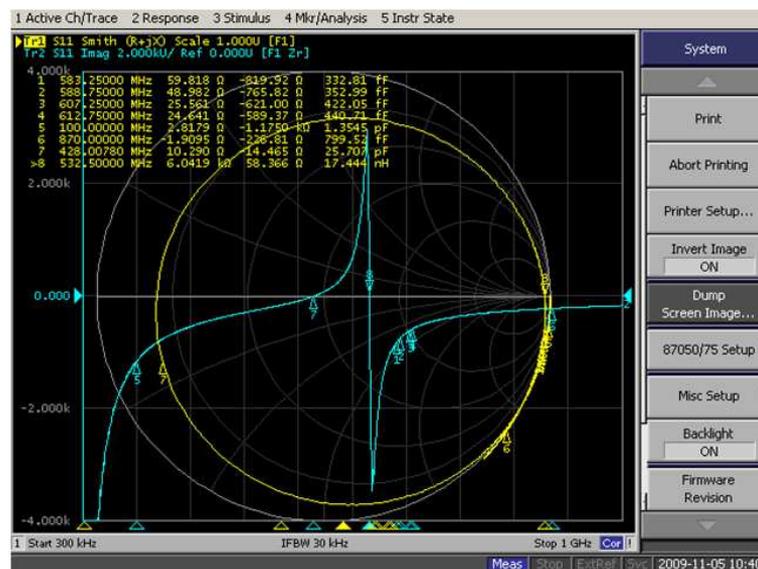


Figura 5.8: Misure di impedenza relative al *notch* formato dalla serie  $1pF + L = 74nH$   $N = 2$  e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 5.3. Traccia gialla: andamento in frequenza dell'impedenza del *notch* visualizzata nella *Carta di Smith*. Traccia azzurra: andamento in frequenza della parte immaginaria di  $Z$  dello stesso.

Osservando la figura 5.8 e i dati riportati in tabella 5.3 si possono fare delle importanti considerazioni:

- Essendo l'impedenza della serie di un condensatore ed un induttore espressa dalla formula :

$$Z_{notch} = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L \quad (5.7)$$

a bassa frequenza prevale necessariamente il comportamento capacitivo (reattanza negativa = reattanza capacitiva), come testimoniato in fig.5.8. Il comportamento capacitivo dell'impedenza si ha fino alla frequenza di 428MHz, che non è altro che la frequenza di risonanza del *notch* (risonanza serie=annullamento dell'impedenza  $\Rightarrow$  infatti, in corrispondenza del marker 7=428MHz si ha l'attraversamento dello 0, cioè il punto in cui si annulla l'impedenza);

- D'altro canto, ad alta frequenza prevale decisamente il comportamento induttivo e l'impedenza del *notch* segue in questo caso quasi perfettamente l'andamento dell'impedenza dell'induttore planare da 2 spire (con la sua autorisonanza). Infatti, confrontando la SRF manifestata dall'induttore all'interno del *notch* (circa 532.5MHz) con la SRF manifestata dallo stesso misurato singolarmente (circa 527.5MHz), si può notare uno scostamento di soli 5MHz;
- È stata definita in tabella 5.3 quale "Frequenza di risonanza del *notch*" quella relativa al marker 7 (vedi fig.5.8), ma si potrebbe obiettare che anche la frequenza corrispondente al marker 8 sia una risonanza del filtro *notch*. A ben guardare, però, si nota subito come l'attraversamento dello zero da parte dell'impedenza in corrispondenza del marker 8 sia molto "repentino" e non possa essere effettivamente considerato come un punto di annullamento dell'impedenza (infatti, in corrispondenza della SRF, il modulo di  $Z$  del planare è molto elevato). Al contrario, in corrispondenza del marker 7, che è la vera risonanza del filtro, si può notare come l'impedenza del *notch* rimanga vicina allo zero per un range di frequenze molto superiore e come l'attraversamento dello 0 avvenga in modo più "lento";
- Il notch planare non fa assolutamente il suo dovere; infatti, si può notare come, alle frequenze del canale 35 (markers 1 e 2), invece di presentare impedenza nulla e deviare così a massa il disturbo rappresentato dal canale 35, esso si comporti da condensatore, cioè la sua impedenza è puramente capacitiva.

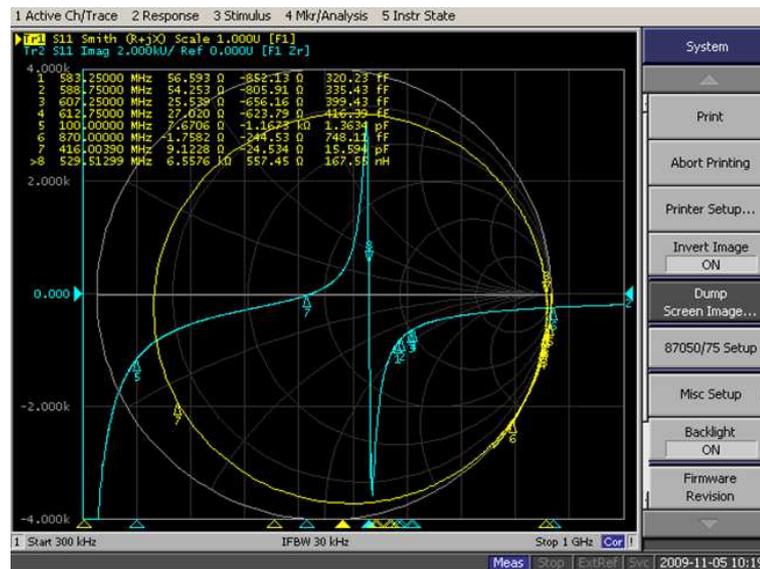


Figura 5.9: Misure di impedenza relative al *notch* formato dalla serie  $1pF$   $0805+L = 74nH$   $N = 3.5$ . Tutte le considerazioni fatte riguardo la figura 5.8 sono valide anche in questo caso. Confrontando la SRF manifestata dall'induttore all'interno del *notch* (circa 529.5MHz) con la SRF manifestata dallo stesso misurato singolarmente (circa 523.5MHz), si può notare in questo caso uno scostamento di soli 6MHz.

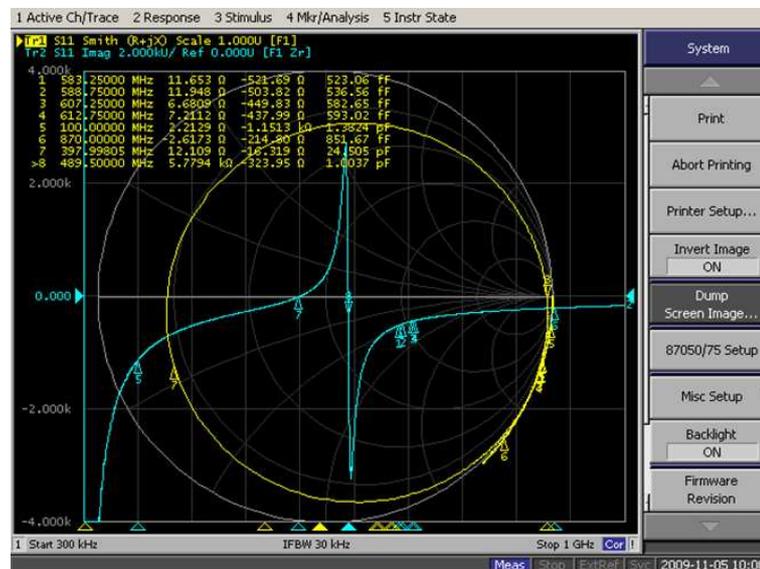


Figura 5.10: Misure di impedenza relative al *notch* formato dalla serie  $1pF$   $0805+L = 74nH$   $N = 4$ . Confrontando la SRF manifestata dall'induttore

all'interno del *notch* (circa 489.5MHz) con la SRF manifestata dallo stesso misurato singolarmente (circa 523.5MHz), si può notare in questo caso uno scostamento di 34MHz. Questo scostamento può essere dovuto all'induttanza parassita del condensatore che va ad influenzare la risonanza dell'induttore planare.

Si riportano di seguito i risultati ottenuti dalle **misure di impedenza eseguite sui due filtri *notch* realizzati con gli induttori SMD**.

	$1pF + 100nH$ 1008	$1pF + 56nH$ 1008
Frequenza di risonanza del notch	430MHz	580MHz
SRF dell'induttore ricavata dall'andamento dell'impedenza del notch	652MHz	882MHz
SRF dell'induttore misurato singolarmente (da tabella 5.2)	662MHz	906MHz

Tabella 5.4: Risultati delle misure di impedenza eseguite sui due filtri *notch* realizzati con gli induttori SMD di interesse.

I dati riportati in tabella 5.4 conducono a delle considerazioni importanti:

- Come si può vedere, la frequenza di risonanza del *notch* formato dalla serie  $1pF$  0805+ $100nH$  1008 è pari a 430MHz, ed è quindi molto vicina alle frequenze di risonanza ottenute dai *notch* planari (soprattutto è molto vicina alla risonanza del *notch* ottenuto con il planare da 2 spire e pari a 428MHz  $\Rightarrow$  vedi tabella 5.3). È stata proprio questa grande corrispondenza a portare fuori strada durante la misura dei primi prototipi. Infatti, vista la corrispondenza tra le risonanze dei *notch*, era stato supposto che gli induttori planari realizzati nei prototipi fossero da oltre  $100nH$  (vedi paragrafo 4.2). In realtà, alla frequenza di riferimento 100MHz, gli induttori planari realizzati sono da circa  $74nH$  (per cui erano stati effettivamente progettati). Dunque, è solo per uno strano gioco di risonanze e combinazioni casuali (dovute anche alla SRF particolarmente prematura dei planari) che si ottiene questa grande corrispondenza tra le risonanze dei *notch* (corrispondenza di cui deve essere verificata attentamente l'origine, per non rischiare di arrivare a conclusioni affrettate e, soprattutto, sbagliate);

- La risonanza del *notch* che più si avvicina alle frequenze del canale 35 volute è quella ottenuta dalla serie  $1pF\ 0805+56nH\ 1008$ . Quindi, al fine di ottenere il taglio di canale voluto, evidentemente serve un induttore che presenti un valore di induttanza alle frequenze del canale 35 pari a circa  $90nH$  e non i circa  $74nH$  ricavati da MWO (i  $74nH$  sono stati ricavati da simulazione con modello ideale, per cui poco attendibile).

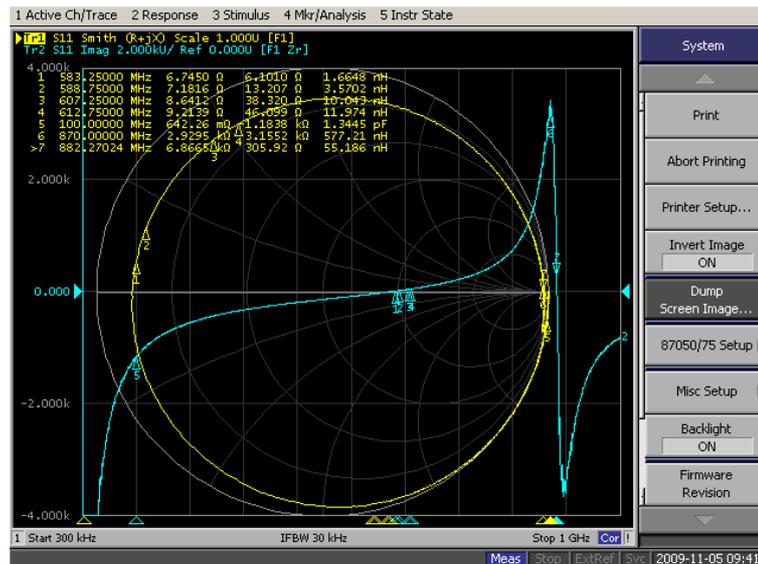


Figura 5.11: Misure d'impedenza relative al *notch* formato dalla serie  $1pF\ 0805+56nH\ 1008$ .

Osservando la figura 5.11, balza subito all'occhio come il *notch* realizzato con l'induttore SMD da  $56nH$  abbia un comportamento in frequenza molto vicino a quello desiderato. L'attraversamento dell'asse 0 (corrispondente alla risonanza) avviene a circa 580MHz, per cui leggermente prima del canale 35 da deviare a massa (markers 1 e 2).

## 5.3 Conclusioni

### 5.3.1 Progettazione

Dalle misure di impedenza eseguite è emerso come gli induttori planari evidenzino una autorisonanza particolarmente prematura in frequenza. Infatti, nonostante vengano realizzati in assenza di piano di massa sottostante (notevole diminuzione del contributo di  $C_g$ ), la loro capacità parassita rimane comunque elevata se paragonata con lo stesso fenomeno che, in misura minore, manifestano inevitabilmente anche gli induttori SMD ed i PTH.

Tutto ciò si ripercuote in maniera decisa sulla fase di progettazione; infatti, alle frequenze di interesse (che sono le frequenze dei canali da tagliare), gli induttori planari sono già prossimi alla loro SRF, con conseguente andamento non lineare (iperbolico) da parte della loro impedenza. In concreto, il valore di induttanza assunto dal componente planare alle frequenze di interesse è di difficile previsione proprio a causa dell'approssimarsi della SRF  $\Rightarrow$  ogni piccola variazione del valore di induttanza a 100MHz si ripercuote in maniera amplificata alle frequenze del canale da tagliare. Inoltre, la SRF bassa determina un forte restringimento del range di frequenze di applicazione.

Un chiaro esempio dei problemi che si incontrano introducendo gli induttori planari nelle realizzazioni a RF è rappresentato da una delle tante prove di resa planare del filtro banda V effettuate durante il lavoro di ricerca. Come affermato in precedenza, dalle misure eseguite sui prototipi planari di filtro banda V realizzati inizialmente è emerso come l'induttore SMD che consente di ottenere la centratura del *notch* in corrispondenza del canale 35 sia l'induttore da  $56nH$  di tipo 1008. Di conseguenza, si è deciso di realizzare un prototipo di filtro banda V con a bordo un *notch* planare formato dalla serie di un condensatore da  $1pF$  0805 e di un induttore planare non tarabile da  $56nH$  (a 100MHz). Agendo in questo modo, si sono ricavate informazioni importanti e definitive sul comportamento dei planari ed una via di progetto chiara su cui proseguire.

### Progetto dell'induttore

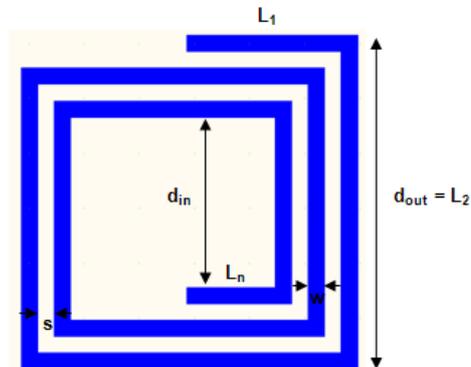


Figura 5.12: Induttore planare da  $56nH$  a  $100MHz$

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore planare sono:

- $L_1=155mils$  ( $d_{out}=305mils$  e  $d_{in}=160mils$ )
- $L_2=305mils$
- $L_n=100mils$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 56nH$
- $w =$  larghezza delle piste  $= 15mils$
- $s =$  distanza tra le spire  $= 15mils$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 2.5$  spire, il che è un buon compromesso tra dimensioni su PCB e perdite per correnti indotte (che aumentano inevitabilmente all'aumentare del numero di spire e, quindi, delle metallizzazioni al centro dell'induttore dove il campo magnetico è maggiore).

### Realizzazione del prototipo

La fase successiva è stata il progetto del prototipo planare di filtro banda V contenente appunto l'induttore planare di figura 5.12 caratterizzato dai parametri geometrici appena descritti. Il prototipo è stato progettato utilizzando PCAD 2006. Si è passati poi alla fase di incisione, i cui risultati si possono osservare in figura 5.13.

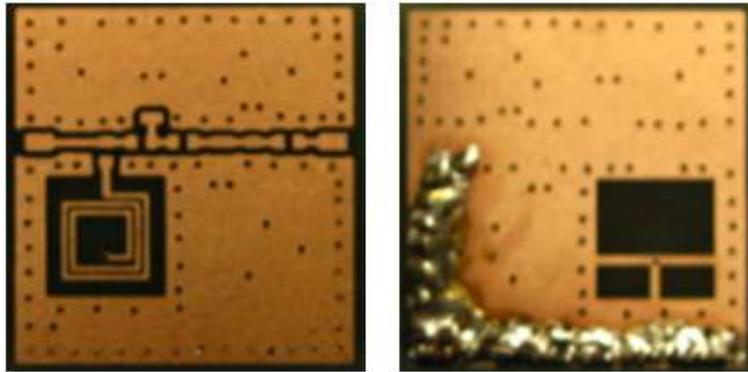


Figura 5.13: Piano top e piano bottom del circuito stampato del prototipo.

### Misure e ottimizzazione del prototipo

Le misure e le operazioni eseguite sul prototipo sono state nell'ordine:

1. Misura della risposta in frequenza  $s_{21}$  e del parametro  $s_{11}$  tramite l'analizzatore di reti al fine di ottenere informazioni sul comportamento in frequenza del prototipo;
2. Una volta accertato che il comportamento del *notch* planare non è quello desiderato, è stata misurata l'impedenza dell'induttore per ottenere un'ulteriore conferma del fatto che il problema risiede nella SRF prematura dei planari;
3. Infine, è stata eseguita l'ottimizzazione al banco del prototipo al fine di ottenere la selettività voluta ed è stata poi misurata l'impedenza dell'induttore planare tarato che consente di ottenere la centratura del *notch* in corrispondenza del canale 35. In questo modo, si è capito definitivamente il valore di  $L$  che deve assumere l'induttore planare alla frequenza di riferimento 100MHz e, soprattutto, alle frequenze del canale 35 affinché il *notch* manifesti il comportamento desiderato. Da tutto ciò sono state ricavate le soluzioni progettuali su cui proseguire per raggiungere l'obiettivo della sostituzione degli SMD e dei PTH con i planari nelle realizzazioni a RF.

1. *Misura del comportamento in frequenza del filtro*: i risultati ottenuti dalle misure sul comportamento in frequenza del prototipo in termini di  $s_{21}$  e  $s_{11}$  si possono osservare in tabella 5.5 e in figura 5.14.

I markers del VNA sono stati posizionati nei punti strategici per ricavarne le informazioni più interessanti. In particolare, in questa fase di ricerca del taglio di canale, i markers più importanti sono in corrispondenza:

- Marker 1 = 583.25MHz = Portante video del canale 35
- Marker 2 = 588.75MHz = Portante audio del canale 35
- Marker 3 = 607.25MHz = Portante video del canale 38
- Marker 4 = 612.75MHz = Portante audio del canale 38
- Marker 5 = Frequenza di risonanza del *notch* planare

	Filtro bV di figura 5.13
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	4dB
Frequenza di risonanza del notch	476MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	4dB
Massima attenuazione in banda	10dB
Minima attenuazione in banda	0.9dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-1.2dB
Minimo $s_{11}$ in banda	oltre -20dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-3.3dB

Tabella 5.5: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del prototipo planare di figura 5.13.

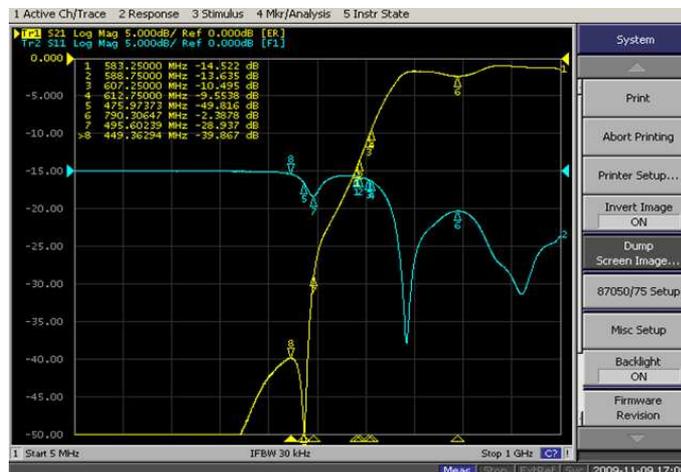


Figura 5.14: Modulo della risposta in frequenza  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del prototipo di fig.5.13.

Osservando i grafici di figura 5.14, si nota subito come, anche in questo caso, il *notch* planare non dia il taglio di canale desiderato. Infatti,

la risonanza si ha in corrispondenza dei 476MHz contro i circa 585MHz del canale 35 voluti. In queste condizioni, la selettività è pessima ed il *notch* non serve a nulla  $\Rightarrow$  il rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35 è ottenuto grazie al passa-alto, non di certo grazie al *notch*.

I risultati ottenuti in questo senso sono significativi del fatto che il valore di  $L$  assunto dall'induttore planare alle frequenze del canale 35 è troppo elevato; lo scopo, infatti, è quello di alzare ulteriormente la frequenza di risonanza del filtro *notch* fino a centrarla in corrispondenza del canale da tagliare. Questi risultati sono un chiaro segnale del fatto che, alle frequenze di interesse, l'induttore planare in questione è prossimo alla propria SRF. Ciò determina un aumento iperbolico con la frequenza del valore di  $L$  assunto dall'induttore, valore effettivo che è di difficile previsione.

2. *Misure di impedenza sull'induttore planare da 56nH*: una importante conferma di ciò viene dalla misura di impedenza eseguita sull'induttore planare da 56nH di figura 5.12. L'andamento della parte immaginaria di  $Z$  del planare in questione è stato poi messo a confronto con lo stesso andamento ricavato precedentemente dalla misura di impedenza eseguita sull'SMD da 56nH di tipo 1008 (vedi figura 5.16 che non è altro che la figura 5.7 riportata nuovamente per far risaltare visivamente la differenza tra le due SRF).

	$L = 56nH$ $N = 2.5$ di fig.5.12	56nH 1008
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	669nH	92nH
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	Non è possibile definire il valore del componente in quanto è in piena SRF	98nH
L @ 100MHz	61nH	55nH
Frequenza di autorisonanza SRF	610MHz ch.38	906.3MHz

Tabella 5.6: Confronto tra le impedenze dell'induttore planare  $L = 56nH$   $N = 2.5$  di figura 5.12 e di un induttore SMD dello stesso valore.

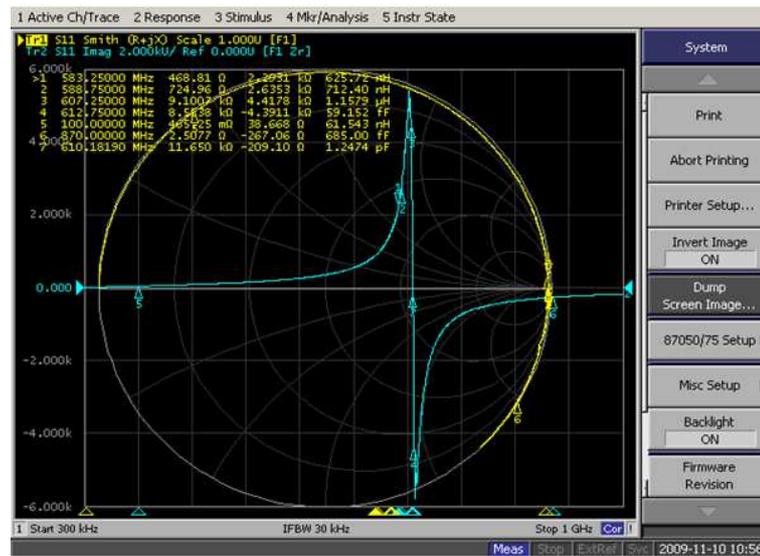


Figura 5.15: Misure di impedenza relative all'induttore planare da  $56nH$  di figura 5.12.

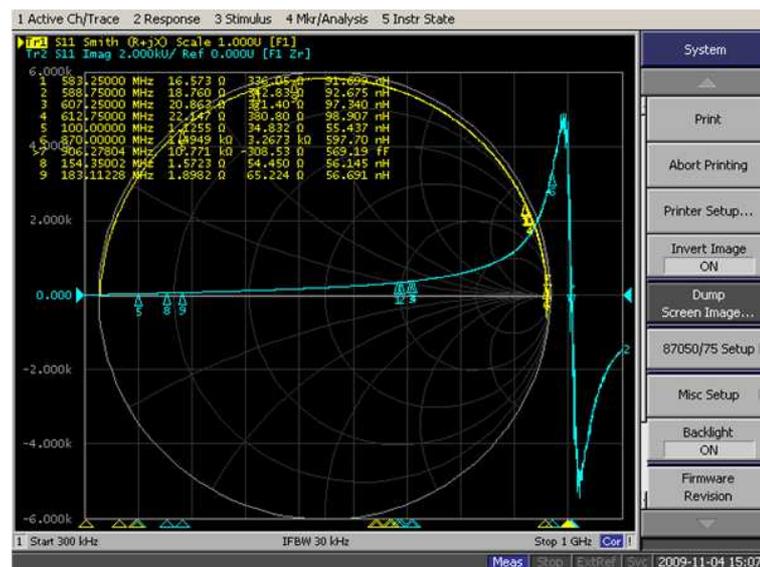


Figura 5.16: Misure di impedenza relative all'induttore SMD da  $56nH$ .

Osservando i dati di tabella 5.6 e le figure 5.15 e 5.16 sorgono delle considerazioni importanti:

- L'induttore planare è stato progettato per assumere il valore di  $56nH$  alla frequenza di riferimento  $100MHz$ ; in realtà, il valore di induttanza a  $100MHz$  è di circa  $61nH$ , quindi di  $5nH$  superiore. Uno scostamento di  $5nH$  è abbastanza consistente ed è oltre il 5% di tolleranza

consentito. Ciò può essere dovuto sia alla scarsa accuratezza di misura sia alla realizzazione del CS tramite incisione acida, la quale può comportare possibili corrosioni non omogenee o eccessive delle piste dell'induttore;

- Dalle misure di impedenza, si comprende appieno il motivo per il quale il *notch* planare non sia centrato in corrispondenza del canale 35; infatti, l'induttore planare da  $56nH$  non assume in corrispondenza delle frequenze del canale da tagliare i circa  $92nH$  desiderati (e assunti invece dall'induttore da  $56nH$  tipo 1008), ma addirittura un valore di circa  $670nH$ !
- Come previsto, la causa di ciò risiede tutta nella SRF particolarmente bassa evidenziata dall'induttore planare in questione, il quale è in piena autorisonanza proprio in corrispondenza delle frequenze del canale 38 (markers 3 e 4). Confrontando poi le due figure, si nota proprio come il planare non regga il confronto con le prestazioni offerte dall'SMD: a fronte di uno scostamento tra i due induttori di soli  $6nH$  a 100MHz, si ha addirittura uno scostamento di circa 300MHz nelle SRF a favore dell'SMD. Inoltre, poiché la SRF di un induttore planare da circa  $60nH$  è pari a circa 610MHz (al confine tra banda IV e V e, quindi, in piena banda UHF), è chiaro che per applicazioni in banda UHF si debbano utilizzare induttori planari di valore inferiore.

Dalle considerazioni fatte, si sono tratte delle importanti informazioni sulla metodologia di applicazione degli induttori distribuiti nelle realizzazioni a RF, al fine di ovviare al consistente aumento del loro valore di induttanza alle frequenze di interesse. In particolare, una via chiara di proseguimento si è raggiunta tramite l'ottimizzazione al banco del prototipo.

3. *Ottimizzazione del prototipo*: nello specifico, è stata eseguita la taratura manuale dell'induttore cercando di osservare dallo schermo del VNA il comportamento in frequenza voluto in termini di taglio di canale. Non essendo stati predisposti dei taratori in fase di progetto dell'induttore, la taratura è stata eseguita utilizzando un pezzo di reoforo tagliato della lunghezza opportuna in modo da *bypassare* una parte della spira interna; il reoforo è stato poi saldato nel punto opportuno in modo da osservare appunto il comportamento in frequenza voluto da parte del *notch* planare. Una volta che la taratura è andata a buon fine, si è deciso di effettuare la misura di impedenza dell'induttore planare tarato in modo da avere

una risposta chiara e definitiva sull'effettivo valore di induttanza che deve assumere il componente:

- a 100MHz, che è la frequenza di progetto alla quale si ricavano i dati geometrici per ottenere il valore di  $L$  voluto;
- alle frequenze del canale 35, che sono le effettive frequenze di interesse alle quali centrare il *notch*.

Il prototipo tarato si può osservare in figura 5.17 mentre il modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  dello stesso sono riportati in figura 5.18.

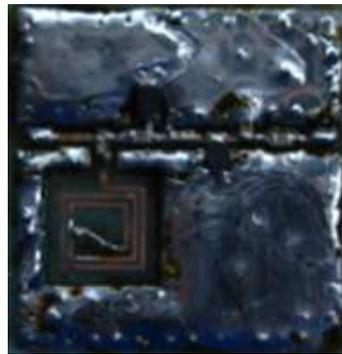


Figura 5.17: Prototipo di filtro banda V con notch planare formato dalla serie  $1pF + L = 56nH$   $N = 2.5$  dopo la fase di taratura.



Figura 5.18: Modulo della risposta in frequenza  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del prototipo tarato di fig.5.17.

Osservando la figura 5.18 si nota come l'operazione di taratura e ottimizzazione abbia prodotto degli ottimi risultati, testimoniando che è possibile ottenere dagli induttori planari delle buone prestazioni se inseriti all'interno di un filtro *notch* per il taglio di canale. In particolare, il *notch* planare è centrato in corrispondenza della portante video del canale 35 (marker 1) ed evidenzia una buona profondità del taglio, sintomo di un buon fattore di merito da parte dell'induttore. Nel dettaglio, si è raggiunto un rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35 di circa 22dB, il che è assolutamente soddisfacente.

Come detto, è stata poi eseguita la misura di impedenza dell'induttore planare tarato, i cui risultati si possono osservare in tabella 5.7. ed in figura 5.19.

	$L = 56nH$ $N = 2.5$ tarato
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	<b>92nH</b>
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	103nH
L @ 100MHz	<b>42nH</b>
Frequenza di autorisonanza SRF	772MHz

Tabella 5.7: Risultati delle misure di impedenza eseguite sull'induttore planare  $L = 56nH$   $N = 2.5$  tarato.

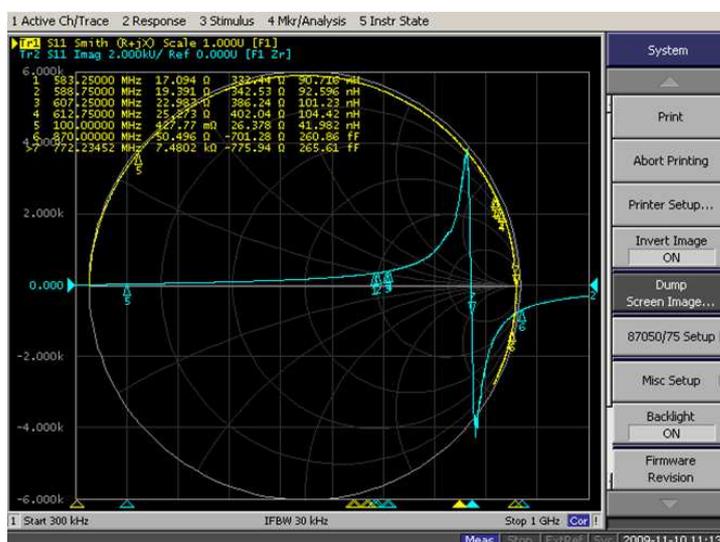


Figura 5.19: Misure di impedenza eseguite sull'induttore planare  $L = 56nH$   $N = 2.5$  tarato.

Dai dati di tabella 5.7 si comprende come i valori di induttanza che deve assumere l'induttore affinché la frequenza di risonanza del *notch* planare cada in corrispondenza del canale 35 sono:

- **42nH alla frequenza di 100MHz;**
- **92nH alle frequenze del canale 35** (circa 585MHz). I 92nH sono proprio il valore di induttanza assunto alle medesime frequenze da parte dell'induttore SMD da 56nH di tipo 1008, il quale aveva consentito di ottenere una buona selettività (vedi paragrafo 4.2.4).

Le misure e le operazioni eseguite in questa fase si sono rivelate cruciali per una migliore comprensione del funzionamento dei filtri a RF; in più, hanno permesso di tracciare una via chiara di progetto per l'applicazione dei planari nelle realizzazioni a radiofrequenza, ovviando alla loro SRF prematura tramite opportune tecniche da attuare in fase di progettazione. Nel dettaglio, si è evinto che:

1. Al fine di ottenere il taglio di canale voluto da parte del filtro *notch*, è importante il valore assunto dall'induttore alle frequenze del canale che si vuole tagliare, non il valore assunto dallo stesso a 100MHz (frequenza di riferimento standard di datasheet);
2. Per ovviare alla SRF molto bassa, in fase di progetto è necessario prevedere un valore di  $L$  a 100MHz inferiore rispetto a quello previsto per un induttore SMD al fine di ottenere un comportamento simile alle frequenze *ultra alte* (UHF). In questo caso, i circa 90nH assunti alle frequenze del canale 35 da parte dell'induttore SMD da 56nH si ottengono alle medesime frequenze con un induttore planare da circa 40nH. Dunque, è necessario uno scalamento in difetto di circa 15nH sul valore di progetto a 100MHz per compensare l'approssimarsi della SRF ed il conseguente repentino aumento del valore di induttanza. Comunque, l'andamento iperbolico da parte di  $L$  in prossimità della SRF fa sì che non si possa adottare lo scalamento di 15nH in maniera sistematica; al contrario, lo scalamento è variabile a seconda del valore di induttanza di progetto a 100MHz: più il valore di  $L$  a 100MHz è elevato e più lo scalamento in difetto rispetto ad un SMD sarà elevato (per approfondimenti sulla sostituzione SMD  $\Rightarrow$  PLANARI si veda il Capitolo 7).

In ogni caso, dalle misure e dai confronti effettuati, si nota come non possa assolutamente sussistere il paragone tra le prestazioni fornite dagli induttori SMD e quelle evidenziate dai planari. Di sicuro, il paragone non sussiste in banda UHF, nella quale la sostituzione di un induttore SMD con un planare deve essere valutata in modo accurato; diverso è il discorso per le applicazioni in banda VHF: essendo a frequenze decisamente inferiori, l'induttore planare non è prossimo alla propria SRF (andamento più lineare dell'impedenza al variare della frequenza e paragone molto più sostenibile tra i valori di  $L$  ed il comportamento assunti dai planari e dagli SMD ed i PTH).

Sulla base delle informazioni ottenute, nel paragrafo 6.1 si riportano il progetto e la realizzazione di un induttore planare tarabile da  $42nH$  e del relativo filtro banda V. Il prototipo è stato poi misurato e ottimizzato al banco e le sue prestazioni (decisamente buone soprattutto per ciò che concerne il taglio di canale, la reiezione fuoribanda ed  $s_{11}$ ) sono state poste a confronto con quelle offerte dal filtro banda V in aria.

Parallelamente alla realizzazione di filtri planari, è stato condotto uno studio su delle possibili soluzioni alternative per la progettazione e realizzazione degli induttori planari al fine di ottimizzarne le prestazioni, soprattutto in termini di aumento della SRF. A questo proposito, prima di proseguire con le possibili soluzioni, è necessario fare il punto sulle prestazioni offerte dai vari tipi di induttori per applicazioni a radiofrequenza: planari, SMD e PTH.

### 5.3.2 Confronto di prestazioni tra induttori a RF

Analizzando i dati di tabella 5.6, dove è riportato il confronto tra le prestazioni in frequenza offerte dall'induttore planare da  $56nH$  e da un SMD di pari valore, si è deciso di effettuare un confronto più completo andando ad eseguire una misura di impedenza su un induttore PTH da 5.5 spire. Le misure, per quanto approssimative, hanno dato conferma della bontà assoluta degli induttori PTH, giustificando il loro largo impiego nelle applicazioni a RF. I PTH, infatti, sfoggiano frequenze di autorisonanza abbondantemente oltre il GHz (sintomo di capacità parassita e perdite particolarmente contenute e, quindi,  $Q$  elevato), rendendone molto vasto il range di frequenze di applicazione.

Nel dettaglio, è stata misurata l'impedenza di un induttore PTH da 5.5 spire cercando con una pinzetta di allontanarne le spire al fine di osservare i circa  $56nH$  a 100MHz (in modo da avere un termine di paragone con gli altri tipi di induttori a confronto).

	Planare $L = 56nH$ $N = 2.5$	56nH 1008	PTH 5.5sp tarato
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	669nH	92nH	63nH
Valore di capacità o induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	Componente in piena SRF	98nH	64nH
L @ 100MHz	61nH	55nH	55nH
Frequenza di autorisonanza SRF	610MHz ch.38	906.3MHz	1.45GHz

Tabella 5.8: Confronto di prestazioni tra i vari tipi di induttori per applicazioni a radiofrequenza.

In figura 5.20 si riportano i grafici relativi alla misura di impedenza eseguita sul PTH da 5.5 spire tarato in modo da osservare i circa  $56nH$  a 100MHz.

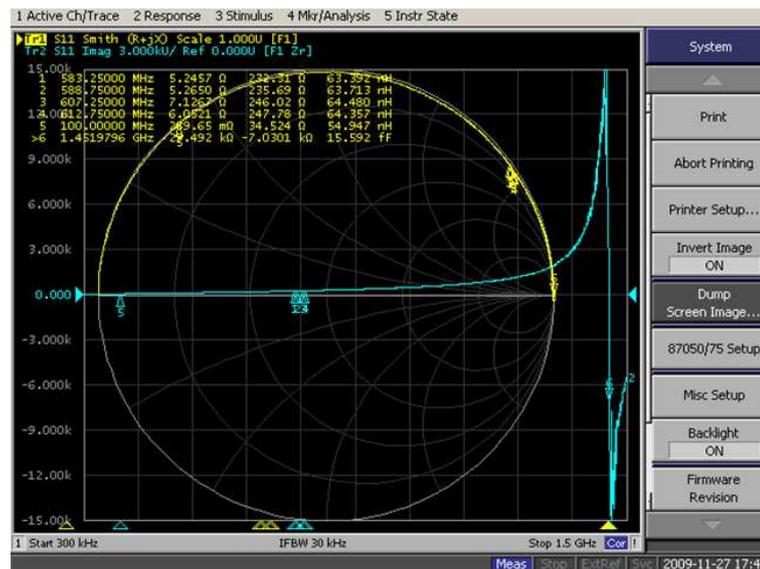


Figura 5.20: Misure di impedenza eseguite sull'induttore PTH da 5.5 spire tarato in modo da osservare i circa  $56nH$  a 100MHz.

Dai dati di tabella 5.8 si evince che:

- La SRF evidenziata dall'induttore planare e, in generale, da tutti i planari è assolutamente pessima se confrontata con quella offerta dagli SMD e, soprattutto, dai PTH. Ciò è sintomo di capacità parassita molto elevata e perdite consistenti  $\Rightarrow Q$  basso;

- L'andamento in frequenza dell'impedenza del PTH da 5.5 spire trova enorme giovamento dalla SRF particolarmente elevata. Infatti, la parte immaginaria di  $Z$  del PTH evidenzia un andamento lineare per tutta la banda UHF. Una prova delle ottime prestazioni offerte dal PTH sta nel fatto che, a fronte dei  $55nH$  assunti a 100MHz, esso ne assume soli  $63nH$  alle frequenze del canale 35 (incremento di soli  $8nH$ ).

### 5.3.3 Soluzioni alternative: la realizzazione *multilayer*

Molti articoli scientifici trattano il problema della SRF prematura degli induttori planari e propongono come soluzione la realizzazione dell'induttore planare su più strati, anche se non trattano direttamente la realizzazione su PCB ma parlano di induttori planari integrati al silicio o su substrato ceramico ([13],[14],[15]). In questo modo, cala sia la capacità parassita tra le spire ed il piano di massa sia la capacità parassita tra le spire stesse, con conseguente aumento della SRF dell'induttore.

Dalle misure si è evinto che l'induttore planare tarabile che consente di ottenere la selettività di canale voluta dal *notch* a bordo del filtro banda V è l'induttore da  $42nH$  (vedi paragrafo 6.1 per le prestazioni ottenute). Si è deciso, perciò, di realizzare proprio un induttore planare tarabile da  $42nH$  su due strati e di applicarlo al relativo filtro banda V.

#### Progetto dell'induttore

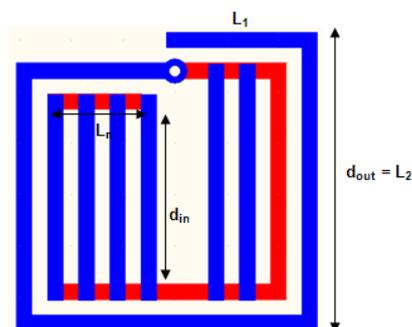


Figura 5.21: Induttore planare da  $42nH$  realizzato con  $N = 2$  spire di cui quella esterna realizzata sul top (in blu) mentre quella interna sul bottom (in rosso). Il collegamento tra le due spire è stato realizzato tramite una via.

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore planare sono:

- $L1=150\text{mils}$  (oppure  $d_{out}=300\text{mils}$  e  $d_{in}=180\text{mils}$ )
- $L2=300\text{mils}$
- $L_n=110\text{mils}$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 42nH$
- $w = s = 15\text{mils}$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 2$  spire, il che è un buon compromesso tra dimensioni su PCB e la risoluzione di taratura. Essendo le due spire realizzate su due strati diversi, è stato possibile predisporre dei taratori su entrambi gli strati, rendendo l'induttore tarabile sia sul top che sul bottom. Così facendo, aumenta decisamente anche la risoluzione di taratura rispetto ad un induttore planare tarabile su singolo strato. Per ciò che riguarda i taratori, essi sono stati realizzati della stessa larghezza delle piste dell'induttore e cioè da  $15\text{mils}$ , che è anche la distanza reciproca adottata tra i taratori.

#### Realizzazione del prototipo

Si è passati poi alla fase di progetto e incisione del prototipo, i cui risultati si possono osservare in figura 5.22.

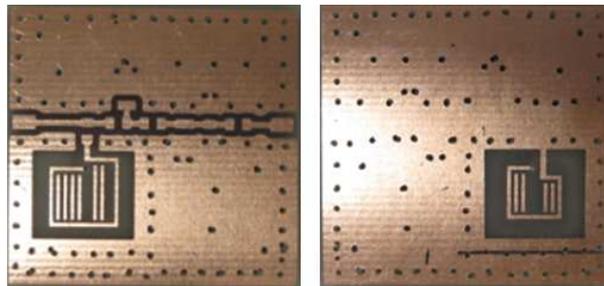


Figura 5.22: Piano top (a sinistra) e piano bottom(a destra) del circuito.

#### Misure eseguite sul prototipo

Le misure e le operazioni effettuate sul prototipo sono state nell'ordine:

1. Dapprima è stato misurato il comportamento in frequenza del filtro senza che sia stata effettuata su di esso alcuna operazione di taratura;

2. Dopo aver verificato che il filtro non manifesta assolutamente il comportamento desiderato in termini di taglio di canale, è stata eseguita la misura di impedenza sull'induttore planare non tarato e tarato in ogni singola posizione di taratura disponibile, ottenendo risultati interessanti circa la realizzazione su due strati ed i suoi benefici in termini di aumento della SRF.

1. *Misura del comportamento in frequenza del filtro non tarato:*

	Filtro bV di figura 5.22
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	4dB
Frequenza di risonanza del notch	651MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	1dB
Massima attenuazione in banda	16dB
Minima attenuazione in banda	0.7dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-0.6dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-22dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-0.3dB

Tabella 5.9: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del filtro di figura 5.22.

Osservando i dati di tabella 5.9, si evince subito come il filtro non manifesti assolutamente il comportamento desiderato in termini di selettività di canale. Infatti, la frequenza di risonanza del *notch* è molto più elevata dei circa 585MHz del canale 35 voluti. Ciò significa che il valore di induttanza manifestato dall'induttore planare su due strati è evidentemente molto inferiore ai circa  $92nH$  che è stato appurato essere il valore di  $L$  ottimo alle frequenze di interesse (canale 35). In questo caso, il filtro non è utilizzabile per gli scopi prefissati e la taratura non può portare alcun tipo di soluzione al problema, in quanto può solo far calare ulteriormente il valore di  $L$ .

Conferma di questo viene dalle misure di impedenza di cui è stato oggetto l'induttore planare in questione, del quale è stato deciso comunque di misurare l'impedenza in ogni singola posizione di taratura soprattutto per la curiosità di capire i benefici della realizzazione su due strati in termini di aumento della SRF e della risoluzione di taratura.

2. Misure di impedenza eseguite sull'induttore planare da  $42\text{nH}$  realizzato su due strati :

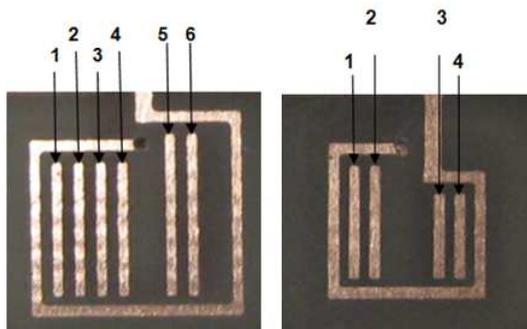


Figura 5.23: Piano top (a sinistra) e piano bottom (a destra) dell'induttore di figura 5.21 con l'assegnazione della posizione ad ogni singolo taratore.

I risultati delle misure di impedenza effettuate sull'induttore si possono osservare in tabella 5.10, misure che sono state eseguite per ogni singola posizione di taratura sul piano top e sul piano bottom.

Posizioni di taratura	non tarato	1top	2top	3top	4top	5top	6top
Valore di L assunto dal componente alle frequenze del ch. 35	47nH	44nH	41nH	39nH	34nH	40nH	43nH
Valore di L assunto dal componente alle frequenze del ch. 38	49nH	45nH	43nH	40nH	35nH	42nH	45nH
L @ 100MHz	35nH	33nH	32nH	30nH	28nH	29nH	31nH
Frequenza di autorisonanza SRF	1.07 GHz	1.08 GHz	1.1 GHz	1.13 GHz	1.17 GHz	1.1 GHz	1.09 GHz

Posizioni di taratura	non tarato	1bt	2bt	3bt	4bt
Valore di L assunto dal componente alle frequenze del ch. 35	47nH	43nH	40nH	41nH	44nH
Valore di L assunto dal componente alle frequenze del ch. 38	49nH	44nH	41nH	42nH	45nH
L @ 100MHz	35nH	33nH	32nH	32nH	34nH
Frequenza di autorisonanza SRF	1.07 GHz	1.14 GHz	1.2 GHz	1.15 GHz	1.12 GHz

Tabella 5.10: Risultati delle misure di impedenza eseguite sull'induttore di figura 5.21 in ogni singola posizione di taratura.

Osservando i dati di tabella 5.10, si possono dedurre delle importanti considerazioni:

- Innanzitutto, si nota subito come la realizzazione su due strati dell'induttore planare ( in particolare la spira esterna sul top e la spira interna sul bottom ) determini enormi benefici in termini di calo della capacità parassita. Infatti, la SRF dell'induttore planare aumenta considerevolmente ed in tutte le posizioni di taratura assume valori oltre il GHz. In questo modo, gli induttori planari evidenziano un comportamento molto più lineare in frequenza e diventano utilizzabili in un range di frequenze molto più vasto. In questo modo, diventa più sostenibile il paragone tra i planari e gli SMD ed i PTH. Precisamente, osservando i valori assunti dall'induttore su due strati non tarato e confrontandoli con quelli assunti da un induttore su strato singolo di pari valore di  $L$  a 100MHz (vedi tabella 6.4 paragrafo 6.1.4), si scoprono risultati molto interessanti.

#### **Induttore planare su singolo strato**

- $L = 35nH$  a 100MHz
- $L = 70nH$  alle frequenze del ch.35
- $L = 77nH$  alle frequenze del ch.38
- **SRF=804MHz**

#### **Induttore planare su due strati**

- $L = 35nH$  a 100MHz
- $L = 47nH$  alle frequenze del ch.35
- $L = 49nH$  alle frequenze del ch.38
- **SRF=1.07GHz**

Come si può vedere, il miglioramento è notevole in termini di aumento della SRF nel caso di realizzazione su due strati  $\Rightarrow$  la SRF aumenta di oltre 250MHz. L'induttore su due strati, pur manifestando lo stesso valore di  $L$  a 100MHz, assume valori di induttanza di quasi  $30nH$  **inferiori** (rispetto all'induttore su singolo strato) alle frequenze di interesse del canale da tagliare. Questo significa che non c'è più uno scostamento enorme tra i valori di induttanza assunti a

100MHz e quelli assunti a frequenze elevate, scostamento che è causa delle difficoltà di applicazione dei planari nelle realizzazioni a RF e che è dovuto alla SRF particolarmente prematura evidenziata da questi ultimi. Ora, quindi, l'induttore planare evidenzia un comportamento molto più lineare in frequenza ed il paragone con gli SMD ed i PTH appare molto più sostenibile;

- L'induttore planare era stato progettato (sulla base dei dati geometrici ricavati da [1]) per manifestare i  $42nH$  alla frequenza di 100MHz. In realtà, l'induttore assume alla suddetta frequenza un valore di circa  $35nH$ , quindi di  $7nH$  inferiore. Un certo scostamento dal valore voluto era facilmente prevedibile, in quanto [1] prevede la realizzazione dell'induttore su singolo strato, ma non era altrettanto prevedibile una diminuzione così consistente; evidentemente, l'effetto di aumento di  $L$  dovuto alla via di collegamento tra le due spire viene abbondantemente prevaricato dall'effetto di diminuzione dell'induttanza mutua tra le spire dovuto alla realizzazione su due strati e con spire sfalsate;
- Il filtro non può manifestare la selettività voluta in quanto l'induttore planare non tarato manifesta alle frequenze di interesse (canale 35) un valore di  $L$  già abbondantemente inferiore ai circa  $92nH$  (che è stato appurato essere il valore ottimo che consente di ottenere il taglio di canale desiderato dal filtro *notch*).
- I taratori sul piano top ed i taratori sul piano bottom assumono all'incirca lo stesso peso specifico all'interno dell'operazione di taratura.
- Come previsto, la realizzazione su due strati, consentendo di rendere tarabili sia la spira sul top sia quella sul bottom, permette di ottenere una risoluzione di taratura molto elevata  $\Rightarrow$  in alcuni casi la risoluzione di taratura consente di giocare sul singolo  $nH$  a 100MHz.

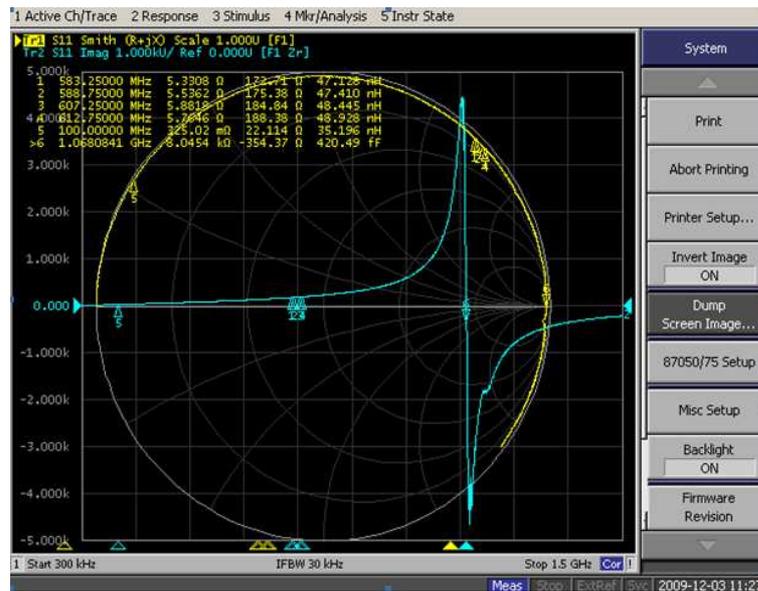


Figura 5.24: Misure di impedenza eseguite sull'induttore da  $42nH$  di figura 5.21 non tarato. Come si può osservare, essendo aumentata considerevolmente la SRF dell'induttore planare, la parte immaginaria dell'impedenza rimane particolarmente "bassa" anche in corrispondenza dei markers 1 e 2 del canale 35. Anche ad "occhio" si nota subito come, anche a frequenze elevate, il comportamento dell'impedenza dell'induttore sia molto più lineare e come la fase di salita iperbolica di  $Z$  cominci a frequenze molto elevate, con conseguenti benefici applicativi.

# Capitolo 6

## Filtri planari tarabili

### 6.1 Prototipi di filtro banda V

Come riportato nel paragrafo 5.3.1, è stato definitivamente individuato quale deve essere il valore di progetto dell'induttore planare a 100MHz ( $42nH$ ) affinché esso manifesti alle frequenze del canale 35 il valore di induttanza voluto (circa  $92nH$ ). In questo modo, il *notch* planare a bordo del filtro banda V taglierà in corrispondenza delle frequenze desiderate (circa 585MHz del canale 35). Si riportano, perciò, di seguito le operazioni di progetto, realizzazione e misura di tre prototipi planari di filtro banda V caratterizzati rispettivamente da tre induttori planari da  $42nH$  realizzati con le stesse caratteristiche geometriche di base, ma in tre versioni differenti: non tarabile, tarabile con bassa risoluzione, tarabile con massima risoluzione di taratura. Dalle misure effettuate sono state ricavate conferme importanti sulla bontà della soluzione adottata per il filtro banda V, oltre che dati significativi riguardanti l'incidenza dei taratori sul valore di  $L$  evidenziato dall'induttore e sul fattore di merito.

#### 6.1.1 Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore sono:

- $L1=195\text{mils}$
- $L2=390\text{mils}=d_{out}$
- $Ln=170\text{mils}$

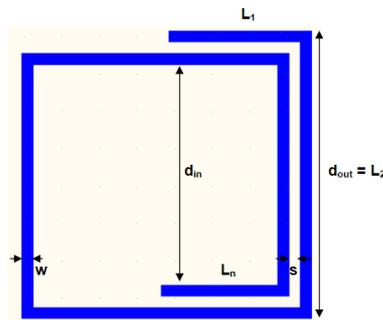


Figura 6.1: Induttore planare non tarabile da  $42nH$  a  $100MHz$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 42nH$
- $w = \text{larghezza delle piste} = 15mils$
- $s = \text{distanza tra le spire} = 15mils$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1.5$  spire, il che è un buon compromesso tra le dimensioni su *PCB* e la praticità di taratura manuale (nelle versioni tarabili).

Nello specifico, i tre induttori disegnati ed implementati come componenti tramite PCAD sono:

1.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  non tarabile;
2.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con bassa risoluzione di taratura. Esso è stato dotato di 5 taratori predisposti in fase di progetto internamente alla spira più interna. La larghezza dei taratori è stata posta pari a  $15mils$  come la distanza tra i taratori e la spira interna, mentre la distanza reciproca risultante tra i taratori è stata impostata a circa  $40mils$ ;
3.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con massima risoluzione di taratura. Esso è stato dotato di 10 taratori di larghezza pari a  $15mils$  come la distanza tra i taratori e la spira interna, mentre la distanza reciproca tra i taratori è stata impostata in questo caso a  $15mils$ .

### 6.1.2 Layout dei prototipi

Le fasi successive sono state il progetto tramite PCAD e l'incisione dei tre prototipi planari di filtro banda V. I layouts dei prototipi si possono osservare nelle figure seguenti.

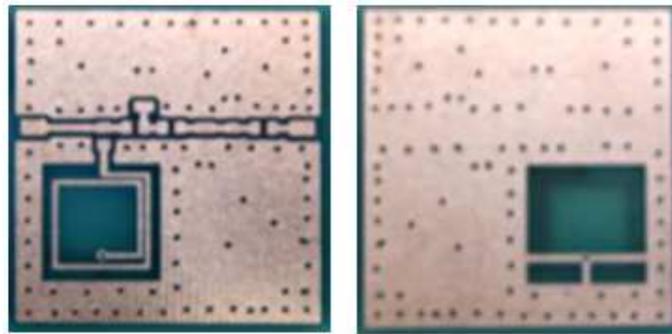


Figura 6.2: Piano top (a sinistra) e piano bottom (a destra) della scheda relativa al primo prototipo di filtro banda V caratterizzato dall'induttore da  $42nH$  di figura 6.1 non tarabile a costituire il *notch*.

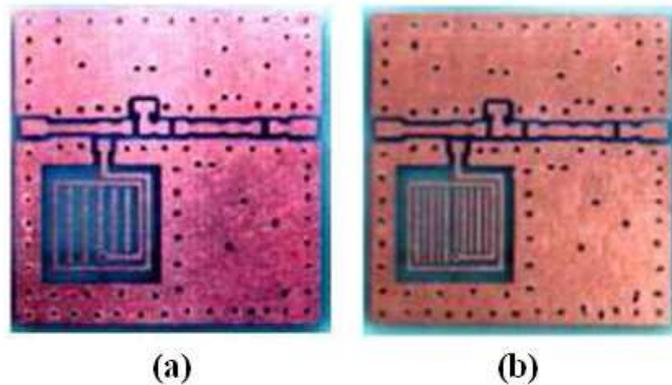


Figura 6.3: (a) Piano top della scheda relativa al secondo prototipo di filtro banda V caratterizzato dall'induttore da  $42nH$  di figura 6.1 in forma tarabile con bassa risoluzione di taratura; il bottom è identico a quello di figura 6.2; (b) Piano top della scheda relativa al terzo prototipo di filtro banda V caratterizzato dall'induttore da  $42nH$  di figura 6.1 in forma tarabile con massima risoluzione di taratura; il bottom è identico a quello di figura 6.2.

Da ultimo, si è passati alla realizzazione vera e propria tramite la saldatura delle vias e dei componenti.

### 6.1.3 Risultati delle misure

Per prima cosa, è stata eseguita la misura dei tre prototipi planari di filtro banda V e delle impedenze degli induttori planari **senza che sia stata eseguita su di essi alcun tipo di operazione di taratura**; questo per vedere, oltre che il loro comportamento in frequenza, l'incidenza della sola presenza dei taratori sulla risonanza dei *notch*, sul fattore di merito degli induttori, sulla loro SRF e sul valore di induttanza assunto.

Anche in questo caso, come già espresso nel capitolo 5, i markers dello strumento sono stati di volta in volta posizionati nei punti di comodo per fornire le informazioni desiderate.

#### Misura del comportamento in frequenza in termini di $s_{21}$ e $s_{11}$

I risultati ottenuti dalle misure dei parametri  $s_{21}$  e  $s_{11}$  sono riportati in tabella 6.1 mentre i grafici, da cui sono stati ricavati i risultati, sono riportati e commentati in seguito. Osservando i dati di tabella 6.1 e le figure 6.4, 6.5 e 6.6 si possono fare delle importanti considerazioni:

- Come si può vedere, i *notch* planari a bordo dei tre prototipi non manifestano il comportamento desiderato; infatti, la loro frequenza di risonanza è al di sotto dei circa 585MHz voluti. Questo significa che il valore di induttanza manifestato dai tre induttori planari è ancora leggermente troppo elevato. In queste condizioni, la selettività è pessima e il rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35 è ottenuto grazie al passa-alto;
- Si nota un *trend* di aumento della frequenza di risonanza dei *notch* con l'aumento del numero di taratori predisposti all'interno della spira più interna dell'induttore. Tutto ciò conferma che, fondamentalmente, la sola presenza dei taratori fa calare il valore effettivo di  $L$  assunto dall'induttore planare. In questo caso, quindi, da un lato la presenza dei taratori migliora la situazione (perché alza la risonanza del *notch*) dall'altro, però, fa aumentare le perdite per correnti indotte ( $Q$  cala).

	1.Prototipo di fig.6.2	2.Prototipo di fig.6.3 (a)	3.Prototipo di fig.6.3 (b)
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	2.76dB	2.47dB	2.56dB
Frequenza di risonanza del notch	540MHz	550MHz	554MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	2.76dB	2.47dB	2.56dB
Massima attenuazione in banda	9dB	8dB	7dB
Minima attenuazione in banda	0.79dB	0.74dB	0.66dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-2dB	-2.4dB	-3dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-15dB	-20dB	-24dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-7.3dB	-10dB	-11dB

Tabella 6.1: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza dei prototipi planari di figure 6.2 e 6.3 senza che sia stata eseguita su di essi alcuna operazione di taratura.



Figura 6.4: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo di figura 6.2, il quale presenta un *notch* planare formato dalla serie  $1pF$  0805 +  $L = 42nH$   $N = 1.5$  non tarabile.



Figura 6.5: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo di figura 6.3 (a), il quale presenta un *notch* planare formato dalla serie  $1pF$   $0805 + L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con bassa risoluzione (5 taratori predisposti in fase di progetto).



Figura 6.6: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo di figura 6.3 (b), il quale presenta un *notch* planare formato dalla serie  $1pF$   $0805 + L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con massima risoluzione (10 taratori predisposti in fase di progetto).

Una volta accertato che i filtri, senza l'intervento della taratura, non manifestavano ancora il comportamento desiderato, si è deciso di effettuare la misura di impedenza sugli induttori planari per capire il motivo del mancato rispetto della selettività voluta. La misura di impedenza è stata eseguita solo sui due induttori planari:

1.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  non tarabile;
2.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con bassa risoluzione di taratura; esso presenta 5 taratori posti ad una distanza reciproca di circa  $40mils$ .

ed i risultati delle misure si possono osservare in tabella 6.2 e nelle figure 6.7 e 6.8. Non è stato possibile effettuare misure di impedenza sul terzo induttore planare da  $42nH$  (quello dotato di 10 taratori) in quanto le numerose saldature e dissaldature, effettuate per misurare la risposta in frequenza del filtro in ogni posizione di taratura (misure riportate nel prossimo paragrafo), hanno danneggiato irrimediabilmente l'induttore.

	1. $L = 42nH$ non tarabile	2. $L = 42nH$ tarabile con bassa risoluzione (non tarato)
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	151nH	129nH
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	195nH	158nH
L @ 100MHz	44nH	43nH
Frequenza di autorisonanza SRF	686MHz	706MHz

Tabella 6.2: Risultati delle misure di impedenza sui primi due induttori planari da  $42nH$  senza che sia stata eseguita su di essi alcuna operazione di taratura.

Dai dati di tabella 6.2 si deduce che:

- Gli induttori planari sono stati progettati per assumere alla frequenza di riferimento standard (100MHz) il valore di  $42nH$  e, come si evince dai dati, l'obiettivo è stato pienamente raggiunto. Infatti, uno scostamento entro i  $2nH$  è assolutamente accettabile (5% di tolleranza rispettato) e può anche essere dovuto alla bassa accuratezza della misurazione. Tutto ciò è un'ulteriore conferma dei validi strumenti di progettazione di cui ci si è avvalsi([1]);

- Si nota una diminuzione del valore di induttanza manifestato dall'induttore tarabile, diminuzione che era già stata prevista osservando il *trend* di aumento delle frequenze di risonanza dei *notch* con l'aumento del numero di taratori (vedi tabella 6.1);
- Il motivo per cui i *notch* planari non manifestano il comportamento desiderato risiede nel fatto che gli induttori planari non assumono alle frequenze di interesse (canale 35) il valore di circa  $92nH$ , che è stato verificato essere il valore di  $L$  che permette la centratura del *notch* sul canale 35 (vedi paragrafo 5.3.1);
- Anche in questo caso, i problemi derivano tutti dal sopraggiungere prematuro della SRF dell'induttore planare. Infatti, come si può notare dalle figure 6.7 e 6.8, alle frequenze di interesse (markers 1 e 2) la parte immaginaria dell'impedenza del planare è già in piena fase di ascesa iperbolica dovuta all'autorisonanza. Questo fa sì che uno scostamento di soli  $2nH$  in eccesso rispetto ai  $42nH$  di progetto (a 100MHz) provochi addirittura uno scostamento di oltre  $40nH$  alle frequenze del canale 35!

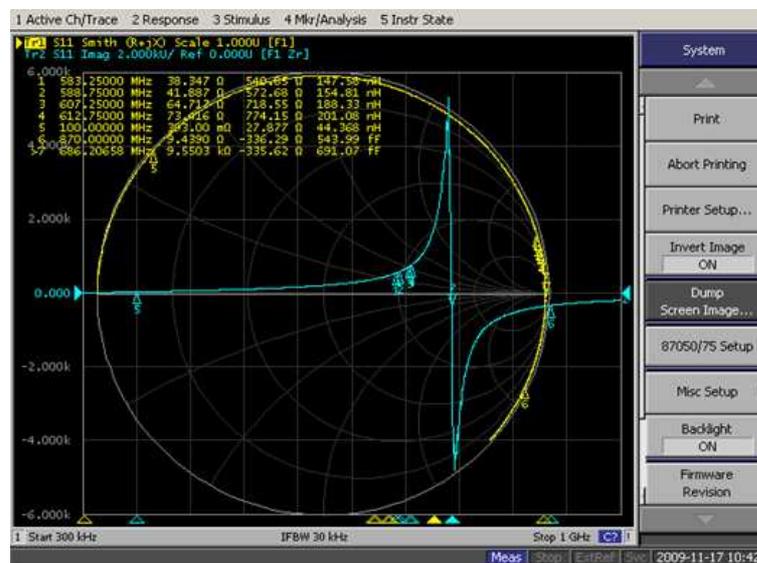


Figura 6.7: Misure di impedenza relative all'induttore planare  $L = 42nH$   $N = 1.5$  non tarabile di figura 6.1 (a bordo del prototipo di figura 6.2) e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 6.2.

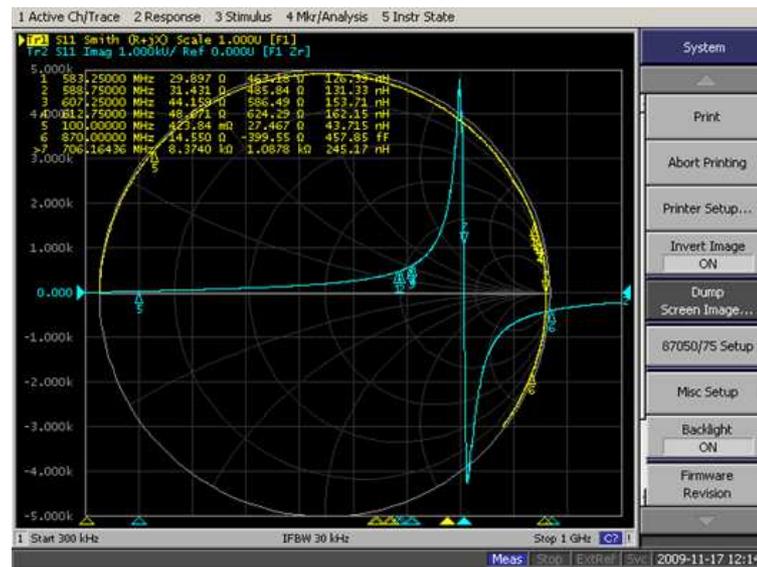


Figura 6.8: Misure di impedenza relative all'induttore planare  $L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile con bassa risoluzione relativo al prototipo di figura 6.3 (a) e informazioni ricavate dai markers, informazioni riportate in tabella 6.2.

#### 6.1.4 Ottimizzazione al banco e misure di impedenza

Dopo aver verificato che i prototipi (senza alcuna taratura) sono vicini al comportamento auspicato ma ancora non manifestano la selettività desiderata, si è proceduto all'ottimizzazione al banco dei due prototipi tarabili al fine di ottenere precisamente il taglio di canale voluto. In particolare, procedendo per gradi, è stato misurato il comportamento in frequenza dei filtri planari tarando gli induttori in ogni singola posizione di taratura predisposta. In questo modo, oltre a determinare la posizione di taratura ottima, si sono ottenute informazioni importanti sulla risoluzione di taratura e sul peso specifico di ogni singolo taratore a seconda della sua posizione. Inoltre, è stata eseguita la misura di impedenza in ogni singola posizione di taratura sull'induttore planare dotato di 5 taratori.

Come anticipato in precedenza, non è stato possibile effettuare misure di impedenza sull'induttore planare dotato di 10 taratori (risoluzione massima), in quanto le numerose saldature e dissaldature, effettuate per misurare la risposta in frequenza del filtro in ogni posizione di taratura, hanno danneggiato irrimediabilmente l'induttore.

Misure eseguite sul prototipo di figura 6.3 (a) con l'induttore tarato in ogni singola posizione di taratura

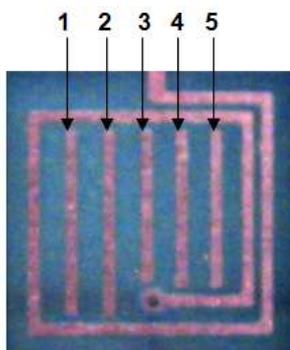


Figura 6.9: Induttore planare  $L = 42nH$   $N = 1.5$  dotato di 5 posizioni di taratura con l'assegnazione della posizione ad ogni singolo taratore. L'induttore va a costituire il *notch* planare a bordo del filtro banda V di figura 6.3 (a).

Posizioni di taratura	non tarato	1	2	3	4	5
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	2.5dB	16.1dB	2dB	4.4dB	3.3dB	11.9dB
Frequenza di risonanza del notch	550MHz	580MHz	607MHz	665MHz	632MHz	596MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	2.5dB	16.1dB	2dB	-3dB	1.5dB	11.2dB
Massima attenuazione in banda	8dB	6.5dB	17dB	18.5dB	15dB	9.5dB
Minima attenuazione in banda	0.74dB	0.76dB	0.76dB	0.8dB	0.8dB	0.77dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-2.5dB	-3.8dB	-2.5dB	-2dB	-2dB	-4.2dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-20dB	-21dB	-22dB	-23dB	-23dB	-22dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-9.7dB	-3dB	-0.6dB	-0.5dB	-0.5dB	-1dB

Tabella 6.3: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del prototipo planare di figura 6.3 (a) con l'induttore planare tarato in ogni singola posizione di taratura (induttore che si può osservare in figura 6.9).

Osservando la tabella 6.3, che raccoglie i dati concernenti le misure della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo in esame, si deduce che:

- Innanzitutto, tra le varie alternative disponibili, è la posizione di taratura numero 1 quella che permette di ottenere la migliore selettività

di canale dal *notch* planare. Infatti, il *notch* è centrato a 580MHz e quindi molto vicino alle frequenze del canale 35 (circa 585MHz). Questa posizione di taratura consente di ottenere un rapporto di reiezione di circa 16dB (che è soddisfacente) anche se, come si vedrà in figura 6.10, il filtro non sarebbe comunque vendibile in quanto non presenta una risposta massimamente piatta in banda passante (in particolare, presenta una eccessiva attenuazione in corrispondenza dei marker 3 e 4 corrispondenti al canale 38 di inizio banda). Questo comunque è solo un problema di adattamento facilmente risolvibile;

- Com'era prevedibile, la posizione di taratura con il “peso specifico” maggiore è la posizione numero 3; essa, infatti, consente di aumentare la frequenza di risonanza del *notch* di addirittura 115MHz (rispetto all'induttore non tarato), arrivando ad ottenere  $F_r=665.5\text{MHz}$ . Per lo scopo prefissato, questa posizione di taratura è inutile. Come detto, questo risultato era prevedibile; infatti, la posizione di taratura numero 3 è quella che consente di minimizzare l'area circondata dalla corrente nel suo percorso all'interno della spirale (ad HF il loop a minore area è quello a minor impedenza e, quindi, induttanza);
- I taratori 1 e 5 dovrebbero avere un peso specifico molto simile nell'operazione di taratura così come dovrebbero giocare un ruolo molto simile i due taratori 2 e 4. I dati di tabella 6.3, invece, smentiscono le previsioni di progetto; infatti, il ruolo giocato dai taratori 1 e 2 ha un peso specifico decisamente inferiore rispetto a quello giocato rispettivamente dai taratori 5 e 4 all'interno dell'operazione di taratura. Questo potrebbe essere anche dovuto alla tolleranza del condensatore da  $1pF$  posto in serie all'induttore, in quanto durante le operazioni di misura è stato sostituito;
- A parte la transizione da posizione 2  $\Rightarrow$  posizione 3, che determina uno step di aumento della frequenza di risonanza del *notch* di circa 58MHz, tutte le altre transizioni tra le varie posizioni di taratura provocano comunque uno step di variazione di circa 30MHz sulla  $F_r \Rightarrow$  lo step di variazione è troppo elevato e, perciò, la risoluzione di taratura è troppo bassa;
- In ogni caso, i taratori di posizione 3 e 4 possono essere tranquillamente tolti, lasciando solo i taratori che consentono di ottenere una  $F_r$  molto vicina alle frequenze del canale 35  $\Rightarrow Q$  aumenta.

I grafici più significativi da cui sono stati ricavati i dati di tabella 6.3 sono riportati e commentati di seguito.

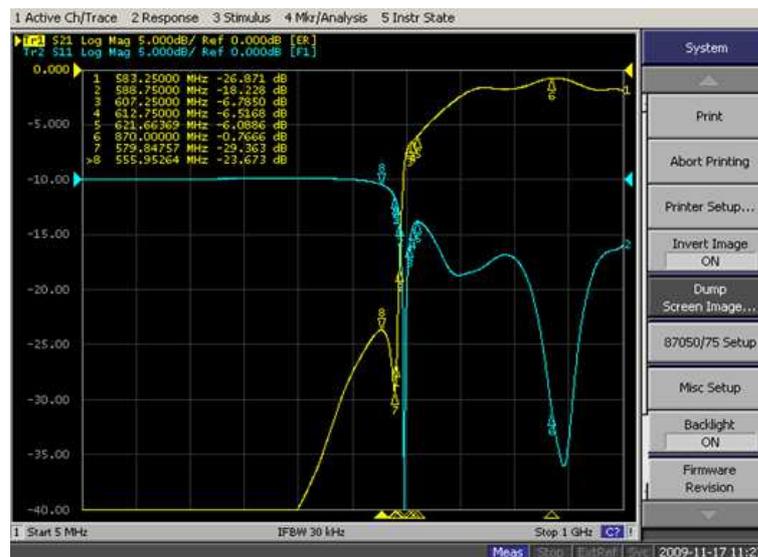


Figura 6.10: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo planare in esame, con l'induttore di figura 6.9 tarato in posizione 1.

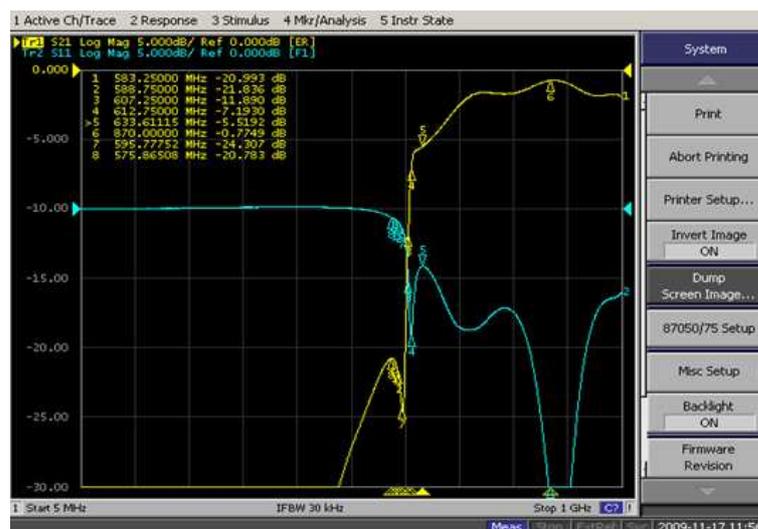


Figura 6.11: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo planare in esame, con l'induttore di figura 6.9 tarato in posizione 5.

Osservando le figure 6.10 e 6.11, si ha un'ulteriore conferma del diverso peso dei due taratori 1 e 5 (nonostante fosse prevedibile un effetto simile da parte dei due taratori visto che provocano una diminuzione molto simile del percorso della corrente all'interno della spirale):

- Come si nota dalla figura 6.10, il taratore numero 1 fa sì che la  $F_r$  del *notch* sia di circa 580MHz, per cui sarebbe necessario un ulteriore

piccolo aumento di essa per arrivare ai circa 585MHz del canale 35 voluti;

- Il taratore numero 5, invece, fa sì che la frequenza di risonanza del *notch* sia di circa 596MHz, quindi addirittura di circa 10MHz superiore rispetto ai 585MHz desiderati  $\Rightarrow$  il peso specifico del taratore numero 5 è superiore rispetto a quello del taratore numero 1.

Lo stesso discorso vale per la taratura nelle posizioni 2 e 4 di cui non si riportano i grafici poiché non sono di particolare interesse  $\Rightarrow$  il peso specifico del taratore numero 4 è superiore rispetto a quello del taratore numero 2.

Si riportano di seguito i risultati delle misure di impedenza eseguite sul medesimo induttore di figura 6.9 in ogni singola posizione di taratura.

Posizioni di taratura	non tarato	1	2	3	4	5
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	129nH	93nH	78nH	58nH	70nH	89nH
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	158nH	106nH	87nH	63nH	77nH	102nH
L @ 100MHz	43nH	41nH	37nH	32nH	35nH	39nH
Frequenza di autorisonanza SRF	706 MHz	753 MHz	783 MHz	846 MHz	804 MHz	760 MHz

Tabella 6.4: Risultati delle misure di impedenza eseguite sull'induttore planare di figura 6.9 in ogni singola posizione di taratura.

I dati di tabella 6.4 portano alle seguenti considerazioni:

- Come già constatato in precedenza, la posizione di taratura numero 1 è quella che permette di ottenere la migliore selettività di canale dal *notch* planare sotto esame. Il taratore 1, infatti, consente di ottenere un valore di  $L$  vicinissimo ai 92nH voluti alle frequenze del canale 35;
- La posizione di taratura numero 5 consente di ottenere un valore di induttanza alle frequenze di interesse di circa 89nH. I circa 3nH in difetto rispetto ai circa 92nH desiderati, assieme alla tolleranza del condensatore da 1pF, contribuiscono a far sì che la  $f_r$  del *notch* sia superiore ai circa 585MHz voluti (vedi tabella 6.3). Inoltre, la posizione 5 consente di ottenere una diminuzione di ulteriori 4nH sul

valore di  $93nH$  già ottenuto con il taratore 1; ciò rappresenta una conferma del fatto che il taratore 5 ha un peso specifico superiore rispetto al taratore 1;

- Lo stesso discorso appena fatto per la coppia di taratori 1 e 5 vale anche per la coppia di taratori 2 e 4; in questo caso, però, il diverso peso detenuto dai due taratori all'interno dell'operazione di taratura è amplificato. Infatti, il taratore numero 2 consente di ottenere:

- $37nH$  a 100MHz
- $78nH$  a circa 585MHz

Il taratore numero 4 consente di ottenere:

- $35nH$  a 100MHz
- $70nH$  a circa 585MHz

Questo significa che il taratore 4 provoca una diminuzione di ulteriori  $8nH$  rispetto ai  $78nH$  ottenuti con la posizione di taratura numero 2  $\Rightarrow$  conferma del fatto che il taratore 4 ha un peso specifico superiore. È interessante altresì notare come, sempre per cause attribuibili alla SRF particolarmente prematura in frequenza, una variazione di soli  $2nH$  a 100MHz si traduca in una variazione di  $8nH$  alle frequenze del canale 35  $\Rightarrow$  ogni piccola variazione di  $L$  a 100MHz viene decisamente amplificata alle frequenze del canale da tagliare;

- Una conferma ancor più evidente alle affermazioni di cui al punto precedente deriva dall'osservazione dei valori di induttanza ottenibili con la posizione di taratura numero 3:

- $32nH$  a 100MHz
- $58nH$  a circa 585MHz

Confrontando questi valori con quelli ottenuti ad esempio con il taratore 4 si ha la conferma più evidente di come il sopraggiungere della SRF sia problematico per l'applicazione di questi componenti; infatti, una variazione di soli  $3nH$  a 100MHz si traduce in una variazione di addirittura  $12nH$  alle frequenze del canale 35 (c'è un fattore di amplificazione 4). Infatti, la SRF bassa determina la difficoltà nella previsione del valore effettivo di  $L$  planare a frequenze elevate (in quanto ogni minimo errore sul valore di progetto di  $L$  a 100MHz si

traduce in un errore consistente alle frequenze di interesse, rendendo complicata la fase di progettazione in ricerca del taglio di canale);

- Per ciò che riguarda la risoluzione di taratura, essa potrebbe anche essere accettabile alla frequenza di progetto 100MHz (in media  $4nH$ ) ma, proprio per la presenza della SRF, diventa completamente inaccettabile alle frequenze del canale 35. Infatti, la risoluzione di taratura a queste frequenze va dai  $12nH$  agli oltre  $30nH$ ; di conseguenza, serve una risoluzione decisamente più elevata e, quindi, i taratori devono essere più ravvicinati.

I risultati ottenuti in questo senso dal prototipo planare di figura 6.3 (b) si sono rivelati decisamente migliori in quanto la risoluzione di taratura, ottenuta predisponendo 10 taratori in fase di progetto, ha consentito di ottenere un preciso taglio di canale da parte del *notch* planare. Le misure eseguite sul prototipo in questione sono riportate di seguito.

**Misure eseguite sul prototipo di figura 6.3 (b) con l'induttore tarato in ogni singola posizione di taratura**

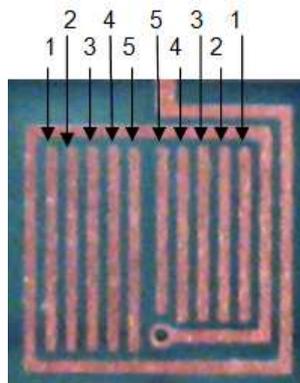


Figura 6.12: Induttore planare  $L = 42nH$   $N = 1.5$  dotato di 10 posizioni di taratura con l'assegnazione della posizione ad ogni singolo taratore. L'induttore va a costituire il *notch* planare a bordo del filtro banda V di figura 6.3 (b). I taratori sono 10 ma, per comodità, le posizioni di taratura saranno indicate dall'1 al 5 distinguendo di volta in volta se si tratta della posizione numerata da dx o da sx.

Posizioni di taratura	non tarato	1 sx	2 sx	3 sx	4 sx	5 sx
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	2.6dB	4dB	<b>14.5dB</b>	10.5dB	0dB	3dB
Frequenza di risonanza del notch	554MHz	556MHz	<b>578MHz</b>	595MHz	613MHz ch.38	638MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	2.6dB	4dB	<b>14.5dB</b>	10dB	0dB	0.7dB
Massima attenuazione in banda	6.5dB	6.5dB	6dB	9.3dB	16.5dB	14.5dB
Minima attenuazione in banda	0.7dB	0.9dB	0.8dB	0.8dB	0.8dB	0.8dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-3dB	-4.2dB	-5dB	-5dB	-2dB	-2dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-23dB	-29dB	-30dB	-31dB	-31dB	-31dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-11dB	-26dB	-4dB	-1dB	-1dB	-1dB

Posizioni di taratura	non tarato	1 dx	2 dx	3 dx	4 dx	5 dx
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	2.6dB	<b>18.2dB</b>	1.5dB	3dB	4.3dB	4.3dB
Frequenza di risonanza del notch	554MHz	<b>584MHz</b> ch.35	607MHz ch.38	628MHz	651MHz	663MHz
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	2.6dB	<b>15.5dB</b>	1.5dB	1dB	-1dB	-1.5dB
Massima attenuazione in banda	6.5dB	6dB	16.2dB	14.6dB	16dB	17.5dB
Minima attenuazione in banda	0.7dB	0.8dB	0.8dB	0.8dB	0.8dB	0.7dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-3dB	-5dB	-3dB	-2dB	-2dB	-2dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-23dB	-30dB	-30dB	-30dB	-31dB	-20dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-11dB	-2dB	-1dB	-1dB	-1dB	-1dB

Tabella 6.5: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del prototipo planare di figura 6.3 (b) con l'induttore planare tarato in ogni singola posizione di taratura (induttore che si può osservare in figura 6.12).

Dai dati di tabella 6.5 si evince che:

- Innanzitutto, trovano conferma le affermazioni fatte per il prototipo precedente e riguardanti il peso specifico delle varie posizioni di taratura. Difatti, i taratori numerati dall'1 al 5 da destra hanno un peso specifico decisamente superiore rispetto alle rispettive posizioni dall'1 al 5 numerate da sinistra. In particolare, osservando le frequenze di risonanza del *notch* ottenute con le varie posizioni, si può

notare come una posizione di destra abbia un peso specifico quasi doppio se confrontata con la rispettiva posizione di sinistra:

- Fr ottenuta con la posizione 2 da  $s_x \approx Fr$  ottenuta con la posizione 1 da dx
  - Fr ottenuta con la posizione 4 da  $s_x \approx Fr$  ottenuta con la posizione 2 da dx
- La posizione di taratura che consente di centrare perfettamente la *notch* in corrispondenza del canale 35 è la posizione di taratura 1 numerata da destra (vedi figura 6.13);
  - In questo caso, la risoluzione di taratura è soddisfacente poiché consente di ottenere precisamente il taglio di canale desiderato dal filtro *notch*;
  - Dai dati raccolti, si può affermare che i taratori 1, 4, 5 da sinistra ed i taratori 3, 4, 5 da destra possono essere tranquillamente tolti, lasciando solo i taratori che consentono di ottenere una frequenza di risonanza del notch molto vicina alle frequenze del canale 35  $\Rightarrow Q$  aumenta.



Figura 6.13: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo planare in esame, con l'induttore di figura 6.12 tarato in posizione 1 da destra. Come si vede, questa posizione di taratura consente di tagliare proprio in corrispondenza del canale 35.

### Note conclusive

Le misure eseguite sui prototipi planari di filtro banda V realizzati permettono di fare delle considerazioni conclusive importanti:

- Innanzitutto, si può affermare che l'obiettivo di sostituire il PTH da 4.5 spire presente nel filtro banda V con un induttore planare è stato ampiamente raggiunto. Infatti, è stato individuato il valore di  $42nH$  come valore di induttanza di progetto a 100MHz che, come base di partenza, si può considerare soddisfacente. Poi, con l'operazione di taratura, è stato ottimizzato al meglio il valore di  $L$  alle frequenze del canale 35 per ottenere i circa  $92nH$  voluti (che consentono di ottenere il taglio di canale desiderato);
- Come previsto, la sola presenza dei taratori all'interno della spira più interna produce come effetto principale la diminuzione del valore di induttanza manifestato dall'induttore planare. Infatti, si è notato un *trend* di aumento della  $Fr$  del *notch* con l'aumento del numero di taratori predisposti all'interno dell'induttore planare;
- La presenza dei taratori provoca, come effetto secondario, l'aumento delle perdite per correnti indotte  $\Rightarrow Q$  cala, anche se, nei casi analizzati, questo fenomeno non è particolarmente visibile. Perciò, conviene, come detto in precedenza, togliere i taratori che consentono tarature che non collimano con gli scopi di progetto, con conseguenti benefici in termini del fattore di merito;
- Dai casi analizzati si è evinto che le posizioni di taratura più a destra sono quelle più "potenti"; esse, cioè, consentono diminuzioni di induttanza più cospicue se confrontate con le rispettive posizioni numerate da sinistra. Ciò è molto strano in quanto le diminuzioni di area del loop percorso dalla corrente determinate dai taratori a sinistra sono più cospicue di quelle dovute ai rispettivi taratori a destra. Questo fenomeno potrebbe essere dovuto al fatto che la spira più interna si trova in una posizione caratterizzata da campo magnetico maggiore e, quindi, concatena un flusso maggiore rispetto alla spira esterna  $\Rightarrow$  la spira interna fornisce il maggior contributo all'induttanza totale del componente.

### 6.1.5 Filtro planare banda V vs Filtro banda V PTH

A questo punto, una volta ottenute buone prestazioni dai prototipi in termini di taglio di canale, è necessario porre a confronto le prestazioni offerte dai prototipi planari con quelle offerte da un filtro banda V con bobina PTH a bordo di un centralino in commercio. Il confronto è importante soprattutto dal punto di vista della profondità del taglio, in quanto un taglio più o meno profondo (a parità di precisione) è indice di un fattore di merito dell'induttore più o meno soddisfacente.

	Filtro bV PTH	Filtro bV di fig.6.3 (b) con planare tarato 1dx
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	26dB	18.2dB
Frequenza di risonanza del notch	589MHz	584MHz ch.35
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	21.3dB	15.5dB
Massima attenuazione in banda	7dB	6dB
Minima attenuazione in banda	1.6dB	0.8dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-4dB	-5dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-13dB	-30dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-2dB	-2dB

Tabella 6.6: Confronto di prestazioni tra filtro planare banda V (nelle condizioni di cui in figura 6.13) e filtro banda V con bobina in aria.

Di seguito si può osservare il grafico relativo alle prestazioni in frequenza offerte dal filtro banda V con bobina in aria, dal quale sono stati ricavati i dati di tabella 6.6.

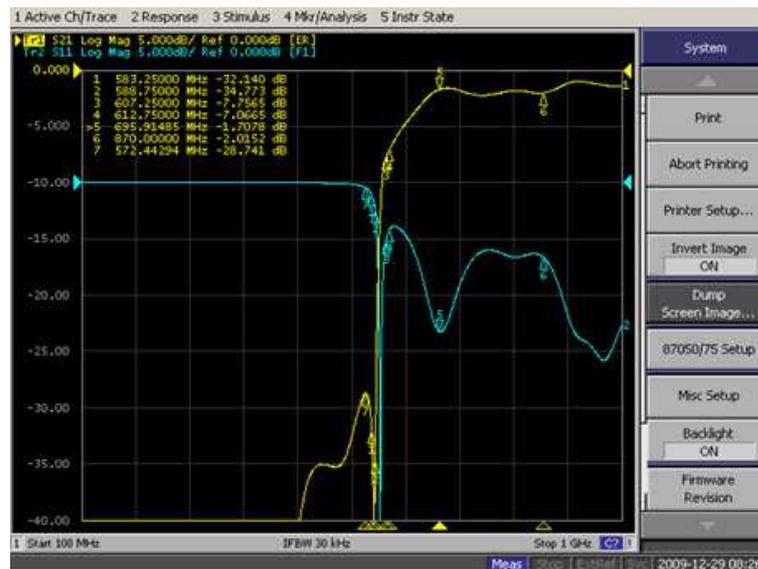


Figura 6.14: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V con induttore PTH.

Osservando i dati di tabella 6.6 si nota subito come la reiezione tra i canali 38 e 35 offerta dal *notch* con bobina in aria sia superiore di circa 8dB rispetto a quella offerta dal *notch* planare. Questa è un'ulteriore conferma del fatto che gli induttori PTH sono dotati di un fattore di merito particolarmente elevato e, quindi, di perdite contenute. È importante sottolineare che, comunque, il rapporto di reiezione di circa 18dB ottenuto dal *notch* planare è di tutto rispetto, ma è migliorabile agendo sull'adattamento del filtro (al fine di ottenere una risposta massimamente piatta in banda) o, più semplicemente, posizionando un ulteriore filtro *notch* identico in uscita.

## 6.2 Prototipi di filtro banda IV

Si riporta di seguito l'analisi del filtro banda IV a bordo di un centralino standard in commercio e le fasi successive di progetto, realizzazione e misura di due prototipi planari tarabili del filtro stesso, caratterizzati da due induttori diversi costituenti il filtro *notch* per il taglio di canale.

La fase preliminare di analisi e taratura del filtro banda IV a bordo di un centralino si è resa necessaria per comprendere al meglio il funzionamento del filtro in tutti i suoi elementi e per cercare di capire quali siano i valori di induttanza che permettono di ottenere dal filtro un buon comportamento in frequenza in termini di:

1. Risposta in frequenza  $s_{21}$  di tipo Butterworth, cioè massimamente piatta in banda (la banda IV si estende da 470MHz→606MHz);
2.  $s_{11}$  minimo in banda passante e, quindi, buon adattamento di impedenza e basse perdite;
3. Selettività di canale desiderata: in questo caso si desidera la centratura del *notch* in corrispondenza delle frequenze del canale 38 (sempre in riferimento al taglio standard 35/38).

I prototipi di filtro banda IV sono stati realizzati con induttori esclusivamente planari, in quanto sono stati sostituiti sia i PTH costituenti il passa-banda che il filtro *notch*.

### 6.2.1 Il filtro banda IV

Lo schema elettrico di un semplice filtro banda IV a bordo di un centralino in commercio è riportato in figura 6.15.

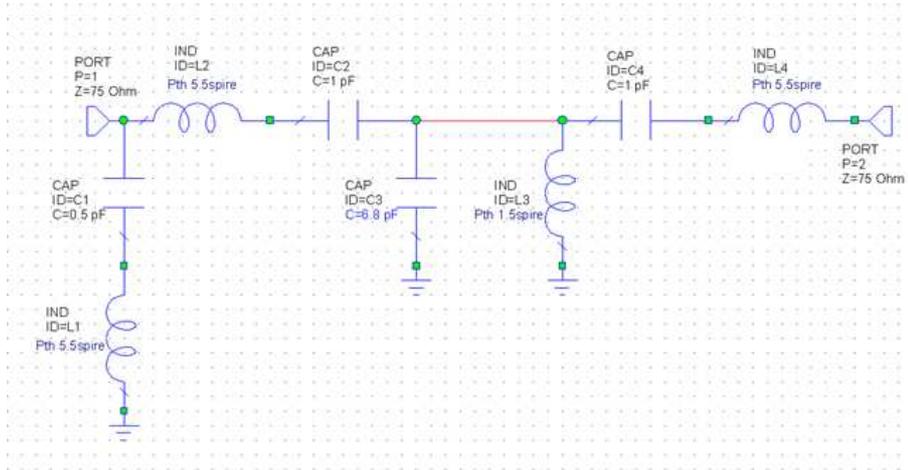


Figura 6.15: Schema elettrico del filtro banda IV a bordo di un centralino standard in commercio.

Osservando lo schema elettrico di figura si comprende come anche il filtro per la banda IV sia in realtà la composizione di due filtri: un passa-banda ed un *notch* per il taglio di canale (in questo caso si richiede di deviare a massa il canale 38 di inizio della banda V). In particolare, il filtro passa-banda a T è composto da tre celle LC ( $L_2+C_2$ ,  $L_3//C_3$ ,  $L_4+C_4$ ) mentre il filtro *notch* è costituito dalla serie  $L_1+C_1$ .

Innanzitutto, come detto, è stata eseguita la taratura del filtro banda IV di figura 6.15 a bordo di un centralino. Le operazioni di taratura e le misure sono state eseguite esclusivamente sullo stadio di filtraggio (escludendo lo stadio di amplificazione); è stato perciò isolato il filtro banda IV tagliando le piste con un taglierino e togliendo l'attenuatore.

Le operazioni di taratura del filtro (che consistono nella deformazione meccanica delle spire dei PTH) hanno consentito di comprendere il ruolo giocato dai singoli induttori all'interno della formazione della risposta passa-banda ( $s_{21}$ ) e per ciò che riguarda il problema dell'adattamento ( $s_{11}$ ).

In particolare:

1. La deformazione delle spire dell'induttore  $L_3$  va ad agire sulla frequenza di taglio inferiore del filtro, che si desidera pari a 470MHz. Infatti, variando  $L_3$ , varia la risonanza del parallelo  $L_3//C_3 \Rightarrow$  se  $L_3$  diminuisce, aumenta la frequenza di taglio inferiore del filtro; viceversa se  $L_3$  aumenta. Si è notata anche una leggera incidenza di  $L_3$  su  $s_{11} \Rightarrow$  calando  $L_3$ , diminuisce  $s_{11}$  in banda;

2. La deformazione delle spire dell'induttore  $L_1$  consente di centrare la frequenza di risonanza del *notch* in corrispondenza del canale 38 e, quindi, permette di ottenere il taglio di canale desiderato;
3. La deformazione delle spire degli induttori  $L_2$  ed  $L_4$  va ad agire essenzialmente sulla risposta in banda e sulla frequenza di taglio superiore (che si vuole sia pari alle frequenze del canale 35). In particolare, si è osservato come un aumento da parte di  $L_2$  consenta di ottenere una maggiore profondità del taglio di canale (abbassando l'attenuazione in corrispondenza del canale 35 ed alzandola in corrispondenza del canale 38). Per ciò che riguarda  $L_4$ , esso contribuisce ad avere una risposta piatta in banda e con minima attenuazione (basse perdite).

Per cercare di capire quali fossero i valori di induttanza assunti dagli induttori PTH all'interno del filtro tarato (al fine di sostituirli con dei planari di valore adeguato), si è deciso di effettuare delle misure di impedenza sui PTH stessi, i cui risultati si possono osservare in tabella 6.7.

	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 35	63nH	72nH	15nH	63nH
Valore di induttanza assunto dal componente alle frequenze del canale 38	64nH	74nH	15nH	64nH
L @ 100MHz	55nH	58nH	14nH	55nH
Frequenza di autorisonanza SRF	1.45GHz	1.24GHz	oltre 1.5GHz	1.47GHz

Tabella 6.7: Risultati delle misure di impedenza eseguite sulle bobine in aria del filtro banda IV tarato a bordo del centralino.

### 6.2.2 Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati

La scelta ed il progetto degli induttori planari sono stati quindi eseguiti sulla base dei dati ricavati dalle misure riportate in tabella 6.7.

**Induttore  $L_1$** 

Effettuando le misure sui due prototipi planari tarabili di filtro banda V, si è osservato come i due induttori da  $42nH$  consentano di ottenere, con opportune posizioni di taratura, il taglio del canale 38. In particolare:

- Il *notch* formato dalla serie  $1pF + L = 42nH$   $N = 1.5$  di figura 6.9 (con l'induttore tarato in posizione 2) consente di ottenere il taglio in corrispondenza della frequenza  $607.25MHz$ =Portante video del canale 38 (vedi Tabella 6.3). Da misure di impedenza si è visto, inoltre, che il medesimo induttore tarato in posizione 2 assumeva il valore di  $37nH$  a  $100MHz$  (vedi Tabella 6.4);
- Il *notch* formato dalla serie  $1pF + L = 42nH$   $N = 1.5$  di figura 6.12 consente di ottenere due tagli diversi, ma ugualmente utili, in corrispondenza di:
  - $612.75MHz$ =Portante audio del canale 38 (tarando l'induttore in posizione 4 da sx);
  - $607.25MHz$ =Portante video del canale 35 (tarando l'induttore in posizione 2 da dx);

I dati si possono osservare in tabella 6.5.

Alla luce dei dati raccolti, si è deciso di realizzare il *notch* planare non con il condensatore da  $0.5pF$  (come da figura 6.15), ma utilizzando un condensatore da  $1pF$  posto in serie all'induttore planare  $L_1$  realizzato in due versioni:

1.  $L = 42nH$   $N = 1.5$  tarabile di figura 6.12 e già utilizzato nei prototipi di filtro banda V (per le caratteristiche geometriche vedi paragrafo 6.1.1);
2.  $L = 37nH$   $N = 1.5$  tarabile, caratterizzato anch'esso da  $w = s = 15mils$ =larghezza dei taratori=distanza reciproca tra i taratori.

La soluzione numero 1 è in assoluto la migliore in quanto, in questo modo, si avrebbe lo stesso identico filtro *notch* a bordo dei filtri banda IV e banda V e si andrebbe a tarare in posizioni diverse lo stesso induttore da  $42nH$  a seconda del taglio desiderato.

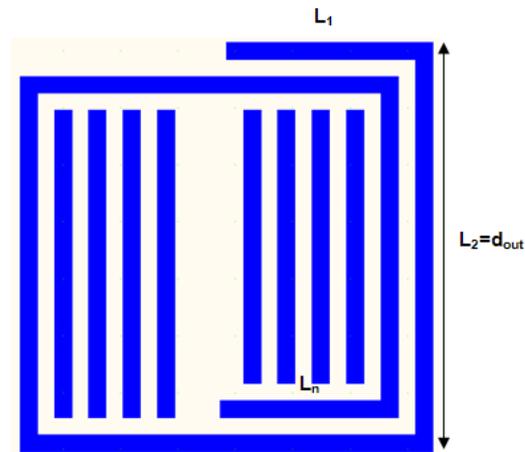


Figura 6.16:  $L = 37nH$   $N = 1.5$  utilizzato nella seconda soluzione realizzativa per ciò che riguarda l'induttore  $L_1$ .

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore di figura 6.16 sono:

- $L_1 = 175mils$
- $L_2 = 355mils = d_{out}$
- $L_n = 155mils$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 37nH$
- $w = s = 15mils$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1.5$  spire.

### Induttori $L_2$ ed $L_4$

Dai dati di tabella 6.7 si evince come, a frequenze elevate, i valori di induttanza assunti dai due induttori vadano dai  $60nH$  agli oltre  $70nH$ . Sulla base dei dati acquisiti (vedi Tabella 6.4), si è deciso di realizzare gli induttori  $L_2$  ed  $L_4$  da  $35nH$  (a 100MHz).

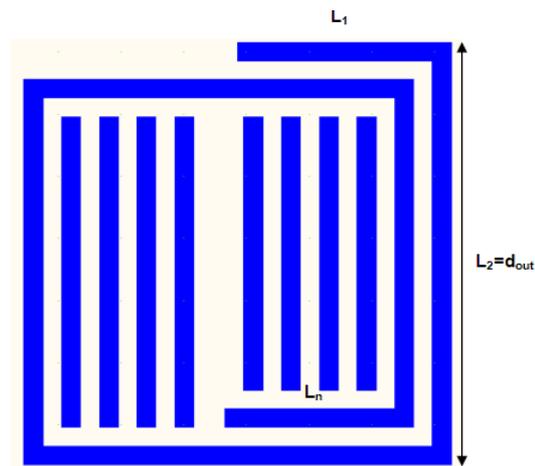


Figura 6.17:  $L = 35nH$   $N = 1.5$

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore sono:

- $L_1 = 170mils$
- $L_2 = 335mils = d_{out}$
- $L_n = 150mils$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 35nH$
- $w = s = 15mils$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1.5$  spire.

### Induttore $L_3$

Sulla base dei dati di tabella 6.7, l'induttore planare  $L_3$  è stato progettato per assumere il valore di  $14nH$  a  $100MHz$ .

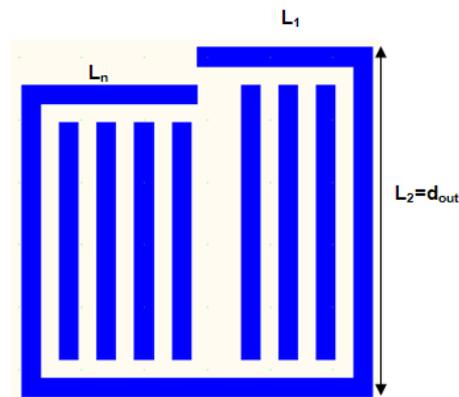


Figura 6.18:  $L = 14nH$   $N = 1$

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore sono:

- $L1 = 135mils$
- $L2 = 280mils = d_{out}$
- $L_n = 130mils$

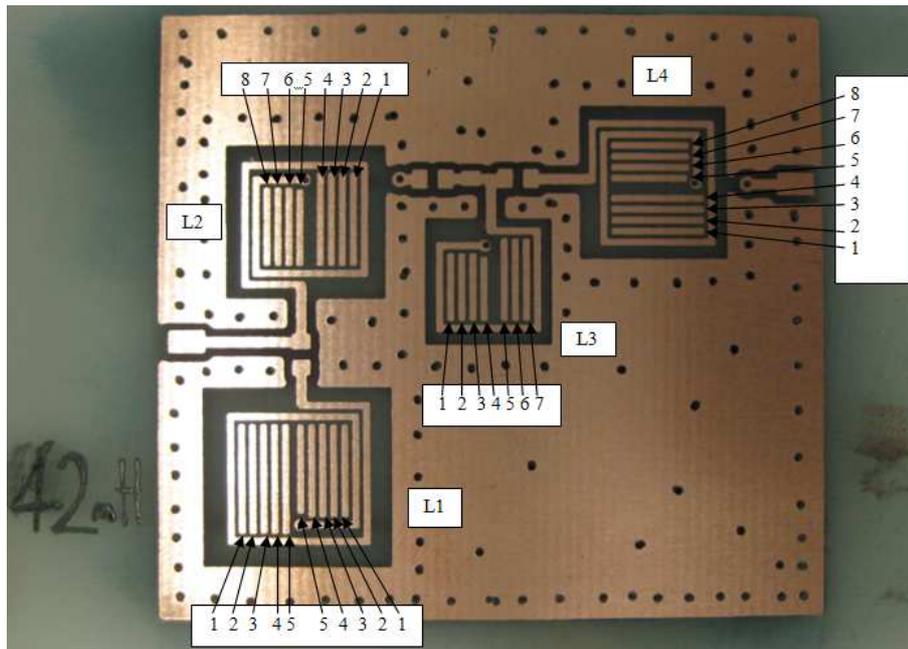
I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 14nH$
- $w = s = 15mils$

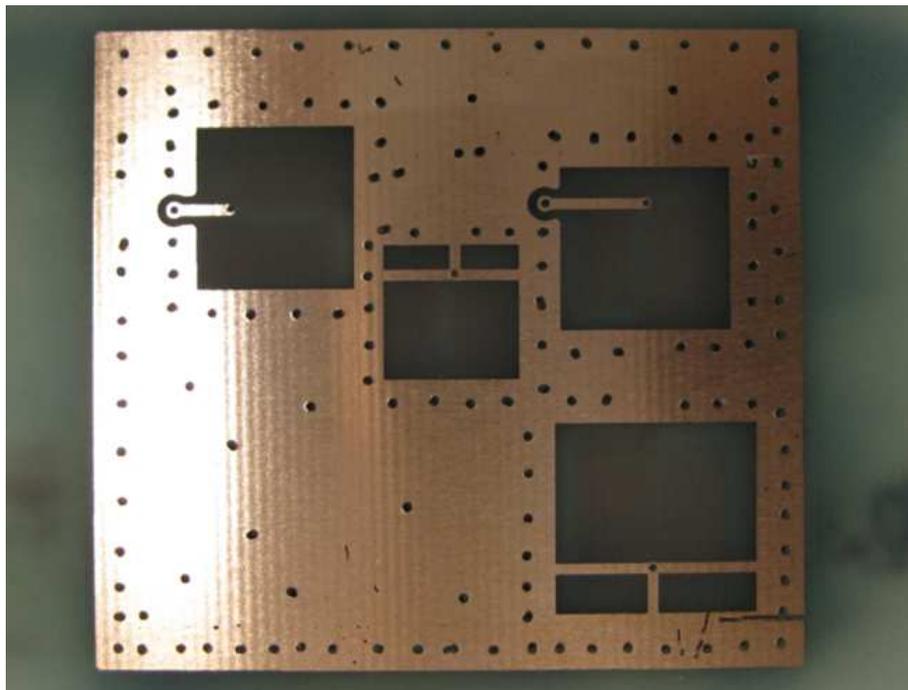
e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1$  spira al fine di renderlo tarabile.

### 6.2.3 Layout dei prototipi

La fasi successive sono state il progetto tramite PCAD e l'incisione dei due prototipi planari di filtro banda IV. I layouts dei prototipi dopo la fase di incisione si possono osservare nelle figure seguenti.

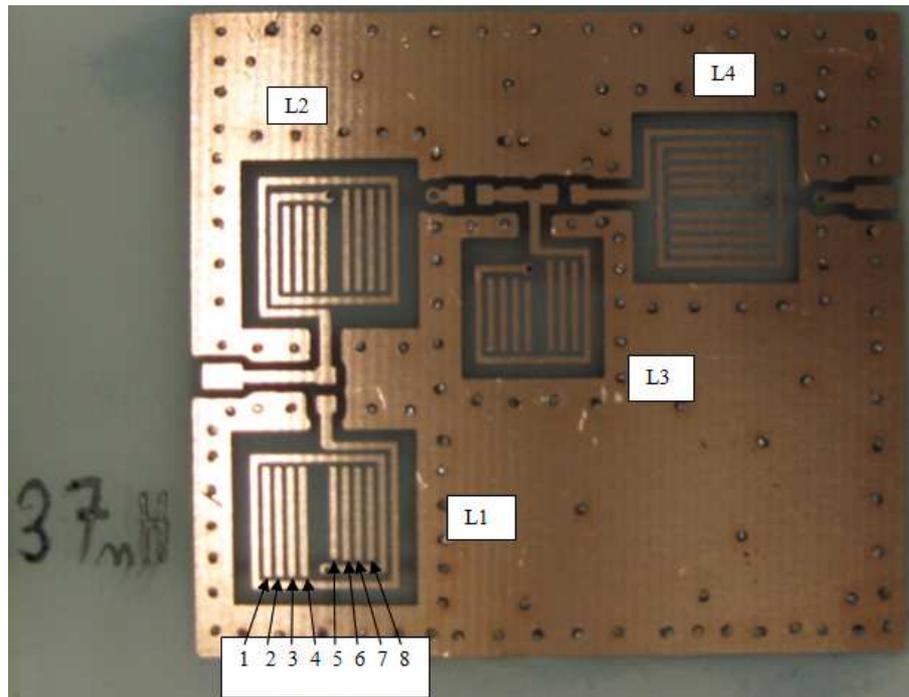


a) Piano top

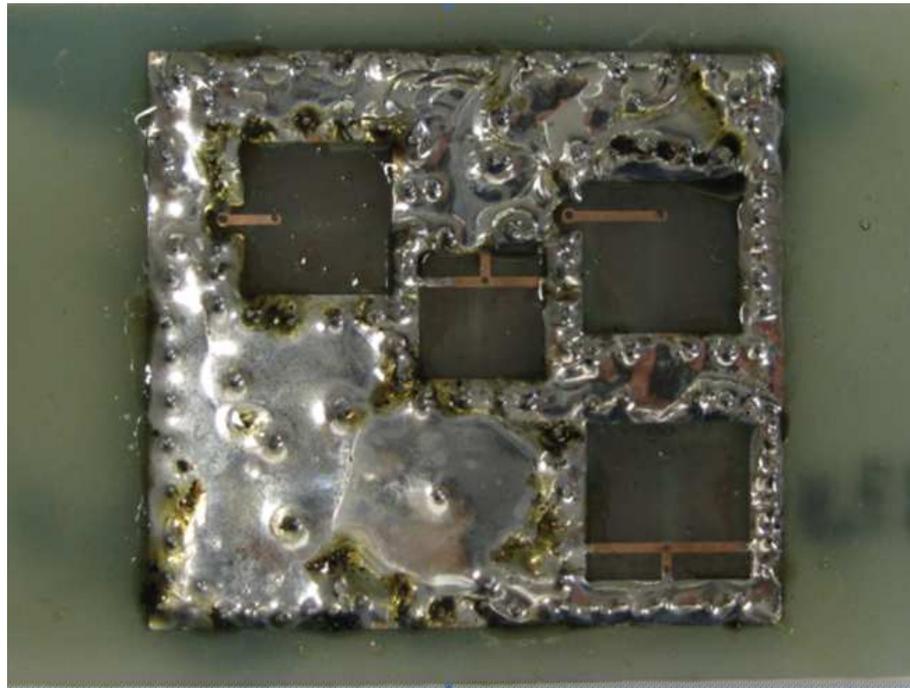


a) Piano bottom

Figura 6.19: Layout del primo prototipo di filtro banda IV.



a) Piano top



a) Piano bottom dopo la saldatura delle vias

Figura 6.20: Layout del secondo prototipo di filtro banda IV.

### 6.2.4 Risultati delle misure e ottimizzazione

Le numerose operazioni e misure eseguite sui prototipi sono state condotte per gradi e per passi successivi. In particolare:

1. Dapprima è stato misurato il prototipo senza eseguire alcuna operazione di taratura sugli induttori planari  $L_2$ ,  $L_3$  ed  $L_4$ . È stata, invece, eseguita la taratura dell'induttore  $L_1$  andando a verificare se, con le posizioni di taratura predisposte, si riesce ad ottenere un taglio di canale preciso;
2. In seguito, è stata eseguita la taratura dell'induttore  $L_3$  cercando di ottenere dal prototipo, per quanto possibile, una frequenza di taglio inferiore vicina ai 470MHz di inizio della banda IV. Le operazioni di taratura e accordo eseguite sull'induttore  $L_3$  hanno dato conferma degli effetti della variazione di  $L_3$  sul comportamento in frequenza del filtro, effetti già peraltro osservati in precedenza in occasione della taratura del filtro in aria a bordo del centralino;
3. Poi, l'attenzione si è spostata sull'induttore  $L_2$ . In particolare, è stato verificato l'effetto di alcune posizioni di taratura sul comportamento in frequenza del filtro. Dalle misure su entrambi i prototipi si è evinto che il comportamento migliore si ha con  $L_2$  non tarato  $\Rightarrow$  è stato individuato il valore di induttanza ottimo per ciò che riguarda  $L_2$ ;
4. Successivamente, l'analisi si è spostata sull'induttore  $L_4$  andando a verificare, anche in questo caso, l'effetto di alcune posizioni di taratura sul comportamento in frequenza del filtro banda IV  $\Rightarrow$  individuazione della posizione di taratura ottima;
5. Infine, dopo aver verificato che agendo solamente sugli induttori non si ottenevano buone prestazioni, è stato accordato il filtro tramite la sostituzione del condensatore  $C_2$ .

#### Misure eseguite sul prototipo di figura 6.19

Agendo solamente sugli induttori, le prestazioni migliori sono state ottenute dal filtro nelle seguenti condizioni:

1.  $L_1$  tarato in posizione 4sx (conferma dei dati di tabella 6.5)
2.  $L_2$  non tarato

3.  $L_3$  tarato in posizione 4
4.  $L_4$  tarato in posizione 5

Il grafico della risposta in frequenza e del parametro  $s_{11}$  ottenuti dal prototipo nelle condizioni di cui ai punti 1÷4 si può osservare in figura 6.21.

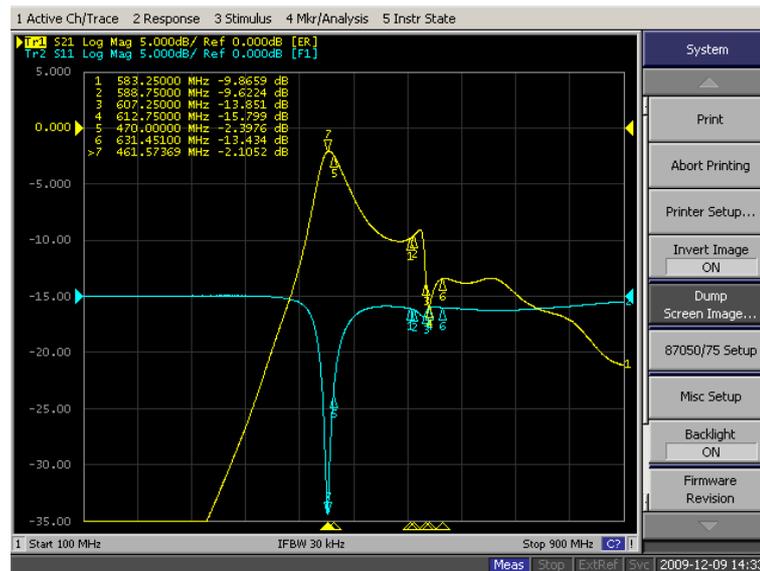


Figura 6.21: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo in esame nelle condizioni di cui sopra ai punti 1÷4.

Osservando la figura 6.21 si comprende come i risultati ottenuti agendo solamente sugli induttori siano buoni in termini di:

- Frequenza di taglio inferiore intorno ai 470MHz grazie alla taratura di  $L_3$  in posizione 4;
- Taglio di canale in corrispondenza della portante audio del canale 38 grazie alla taratura di  $L_1$  in posizione 4sx.

D'altro canto, la figura 6.21 è esemplificativa del fatto che, agendo solamente sugli induttori, il filtro non risultava assolutamente accordato e presentava dei grossi problemi di adattamento di impedenza.

A questo proposito, l'accordo del filtro è stato raggiunto tramite la sostituzione del condensatore  $C_2$  da  $1pF$  con un condensatore da  $2.2pF$ .

Per ciò che riguarda l'induttore  $L_3$ , in questa fase di accordo del filtro si è deciso di propendere verso la posizione di taratura 4+7 (taratura in due

posizioni contemporaneamente), in quanto consente di ottenere una risposta maggiormente piatta in banda ed una frequenza di taglio inferiore più vicina ai 470MHz.

In definitiva, le prestazioni migliori dal prototipo planare di filtro banda IV in questione sono state raggiunte nelle seguenti condizioni:

1.  $L_1$  tarato in posizione 4 da sinistra
2.  $L_2$  non tarato in serie a  $C_2=2.2pF$
3.  $L_3$  tarato nelle posizioni 4+7 contemporaneamente
4.  $L_4$  tarato in posizione 5

	Filtro bIV di figura 6.19 accordato
Frequenza di taglio inferiore	470MHz
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	13.1dB
Frequenza di risonanza del notch	612.75MHz ch.38
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	7dB
Massima attenuazione in banda	5dB
Minima attenuazione in banda	4.3dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-4dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-6.5dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-2dB

Tabella 6.8: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del prototipo planare di figura 6.19 accordato all'ottimo.

I grafici relativi alle misure del prototipo accordato si possono osservare in figura 6.22.

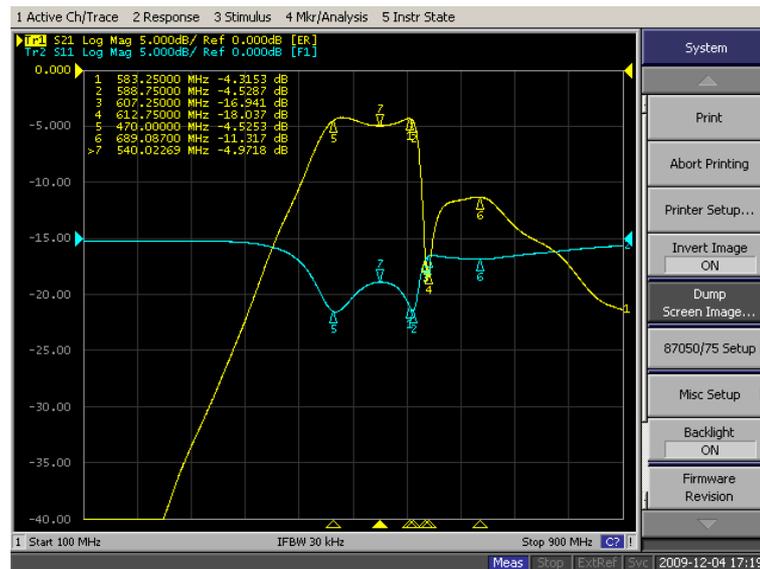


Figura 6.22: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del prototipo planare di figura 6.19 accordato all'ottimo. Come si può vedere, le prestazioni offerte dal filtro sono soddisfacenti per ciò che riguarda la risposta massimamente piatta in banda ed il taglio di canale. Lo stesso non si può dire per ciò che concerne  $s_{11}$  in banda e, soprattutto, la reiezione fuoribanda, aspetti sicuramente da migliorare.

### Misure eseguite sul prototipo di figura 6.20

Le prestazioni migliori dal prototipo planare di filtro banda IV in questione sono state raggiunte nelle seguenti condizioni:

1.  $L_1$  tarato in posizione 2
2.  $L_2$  non tarato in serie a  $C_2=2.2pF$
3.  $L_3$  tarato nelle posizioni 4+7 contemporaneamente
4.  $L_4$  tarato in posizione 5

	Filtro bIV di figura 6.20 accordato
Frequenza di taglio inferiore	470MHz
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	16dB
Frequenza di risonanza del notch	610MHz ch.38
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	8.5dB
Massima attenuazione in banda	4.2dB
Minima attenuazione in banda	2.7dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-3.1dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-9.6dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-1.5dB

Tabella 6.9: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del prototipo planare di figura 6.20 accordato all'ottimo.

I grafici relativi alle misure del prototipo accordato si possono osservare in figura 6.23.



Figura 6.23: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e  $s_{11}$  del prototipo planare di figura 6.20 accordato all'ottimo.

Osservando i dati di tabella 6.9 e confrontandoli con quelli di tabella 6.8 relativi al prototipo precedente, si nota come il secondo prototipo offra

delle prestazioni migliori sia per ciò che riguarda la profondità del taglio di canale sia per ciò che concerne la reiezione fuoribanda e l'adattamento.

### Note conclusive

I risultati ottenuti dai due prototipi planari di filtro banda IV sono da considerarsi buoni soprattutto in termini di:

- Risposta in frequenza massimamente piatta in banda e caratterizzata da *ripple* contenuto;
- Taglio di canale profondo caratterizzato da una buona reiezione tra il canale 35 ed il 38;
- Frequenza di taglio inferiore molto precisa e pari a 470MHz.

Al contrario, gli aspetti da migliorare sono sicuramente:

- L'adattamento di impedenza  $\Rightarrow s_{11}$  minimo in banda e attenuazione del filtro in banda;
- La reiezione fuoribanda  $\Rightarrow$  questo è fondamentalmente l'aspetto meno soddisfacente evidenziato dai prototipi di filtro banda IV  $\Rightarrow$  Possibili soluzioni: realizzazione di un filtro a più celle LC.

Alla luce dei risultati delle misure, sorgono altre importanti considerazioni:

- Le misure hanno evidenziato come l'induttore  $L_2$  da  $35nH$  non necessiti di alcuna taratura. Si può affermare, perciò, che è stato individuato un valore di induttanza ottimo per esso;
- Per ciò che riguarda l'induttore  $L_3$  da  $14nH$ , la taratura ottima scelta per esso consiste nelle posizioni 4+7 contemporaneamente. Si tratta di una taratura molto "forte" che ha richiesto addirittura l'utilizzo contemporaneo di due taratori. Da misure di impedenza successive è emerso come l'induttore tarato in posizione 4+7 assuma il valore di circa  $11 \div 12nH \Rightarrow$  converrebbe perciò realizzare l'induttore  $L_3$  da  $12nH$  a 100MHz al fine di rendere eventualmente non necessaria la taratura del componente;
- Stesso discorso vale per l'induttore  $L_4$  da  $35nH$ . La posizione di taratura ottima scelta per esso è la numero 5, la quale detiene il peso specifico maggiore tra tutte le posizioni di taratura disponibili. Da misure di impedenza successive è emerso come l'induttore

tarato in posizione 5 assuma il valore di circa  $30nH \Rightarrow$  converrebbe perciò realizzare l'induttore  $L_4$  da  $30nH$  a  $100MHz$  al fine di rendere eventualmente non necessaria la taratura anche per questo induttore, velocizzando notevolmente l'operazione di taratura del filtro.

### 6.2.5 Filtro planare banda IV vs Filtro banda IV PTH

	Filtro bIV PTH	Filtro bIV di fig.6.20 accordato
Frequenza di taglio inferiore	470MHz	470MHz
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	14dB	16dB
Frequenza di risonanza del notch	608MHz ch.38	610MHz ch.38
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	10.5dB	8.5dB
Massima attenuazione in banda	3dB	4.2dB
Minima attenuazione in banda	0.6dB	2.7dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-5dB	-4dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-22dBdB	-10dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-5dB	-2dB

Tabella 6.10: Confronto di prestazioni tra filtro planare banda IV e filtro banda IV con induttori PTH.

Si riportano in figura 6.24 i grafici del modulo della risposta in frequenza e di  $s_{11}$  del filtro banda IV a bordo del centralino a confronto con gli stessi ottenuti dai prototipi planari.

Osservando i dati di tabella 6.10 e i grafici di figura 6.24 si nota come le prestazioni offerte dal prototipo planare siano particolarmente brillanti dal punto di vista della risposta massimamente piatta in banda e, soprattutto, del taglio di canale preciso e di profondità paragonabile a quella offerta dal filtro con induttori PTH. D'altro canto, la figura evidenzia come la reiezione fuoribanda offerta dal filtro con bobine in aria sia decisamente migliore. Ciò è un'ulteriore conferma, se ce ne fosse bisogno, delle basse perdite e dell'elevato fattore di merito di cui godono i PTH. La soluzione a questo in forma planare sarebbe la realizzazione del filtro passa-banda a

più celle LC. In questo modo, si otterrebbe una F.D.T con un maggior numero di poli e, di conseguenza, maggior pendenza della risposta in banda di transizione ed in banda attenuata.



Figura 6.24: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda IV PTH a bordo del centralino dopo le operazioni di taratura. Sullo sfondo gli stessi ricavati dal prototipo planare.

### 6.3 Combinazione dei filtri banda IV e V

Dopo aver realizzato e misurato i filtri planari singolarmente, è stato realizzato e misurato un prototipo che prevede la combinazione dei due filtri banda IV e banda V. Queste operazioni sono importanti per comprendere l'influenza reciproca tra i due filtri, visto che il fine ultimo è proprio la loro combinazione ed il loro inserimento a bordo di un centralino. Infatti, la configurazione che presentano i centralini standard in commercio è la seguente: le uscite dei filtri banda IV e banda V vengono semplicemente fatte coincidere tramite l'unione delle piste (senza l'utilizzo di alcun accoppiatore), mentre il collegamento dell'uscita del filtro UHF con l'unione delle uscite dei filtri banda IV+V viene realizzato tramite un accoppiatore direzionale (vedi figura 6.25).

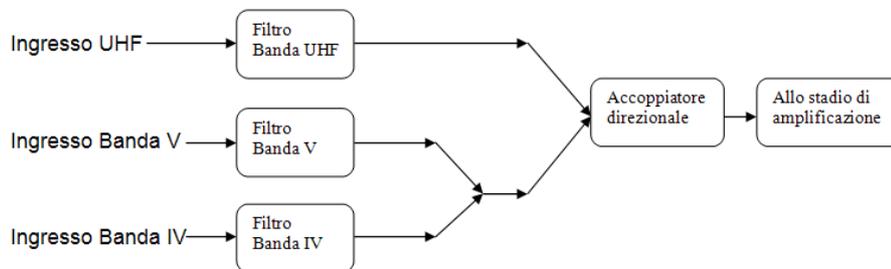


Figura 6.25: Schema a blocchi della struttura di un centralino dagli ingressi UHF, banda IV e V fino allo stadio di amplificazione.

La presenza dell'accoppiatore direzionale presenta fundamentalmente un vantaggio ed uno svantaggio:

- Vantaggio: l'uscita del filtro UHF e l'unione dei filtri banda IV+V non si influenzano reciprocamente;
- Svantaggio: la presenza dell'accoppiatore provoca un'attenuazione del segnale di circa 3dB.

Il fatto che il collegamento tra i filtri banda IV e banda V non sia realizzato tramite accoppiatore direzionale determina proprio l'influenza reciproca tra i due filtri. Perciò, ogni operazione di taratura eseguita su uno dei due filtri si ripercuote inevitabilmente sull'altro; in particolare, la maggior influenza reciproca si osserva in fase di taratura dei filtri *notch* di canale (in quanto i tagli di canale eseguiti dai *notch* a bordo dei due filtri sono molto vicini). Questi problemi di reciproca influenza sarebbero facilmente

risolvibili tramite l'inserimento di un ulteriore accoppiatore a fare da collegamento tra le uscite dei filtri banda IV e V. La motivazione della mancata scelta di questa soluzione comoda ed immediata risiede tutta nell'attenuazione introdotta dall'accoppiatore, in quanto il livello del segnale utile in uscita dai filtri banda IV e V subirebbe una diminuzione di ulteriori 3 dB. Le misure eseguite sui due prototipi hanno evidenziato la presenza di problemi di adattamento, i quali si manifestano rendendo consistente l'influenza reciproca tra i due filtri. In particolare, il comportamento peggiore è stato evidenziato dal filtro banda V: il *notch* del filtro banda IV influenza la risposta del filtro banda V rendendo pessimo il taglio di canale e la risposta in banda.

In figura 6.26 è riportato lo schema elettrico dei due prototipi planari realizzati con l'indicazione della denominazione di riferimento per ogni singolo componente.

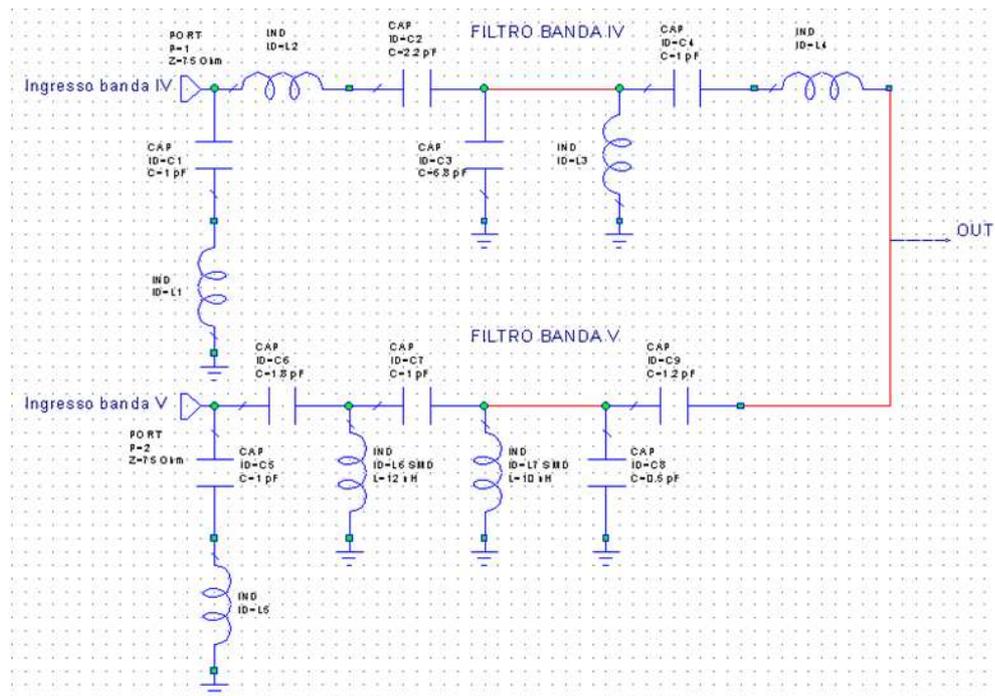


Figura 6.26: Schema elettrico del prototipo realizzato con l'indicazione della denominazione di riferimento per ogni singolo componente.

### 6.3.1 Caratteristiche geometriche degli induttori utilizzati

Gli induttori planari utilizzati sono gli stessi adottati nei prototipi di filtri banda IV e V realizzati e misurati precedentemente tranne i due induttori  $L_3$  ed  $L_4$  del filtro banda IV che sono stati progettati sulla base delle indicazioni riportate nelle *Note conclusive* del paragrafo 6.2.4.

#### Induttore $L_3$

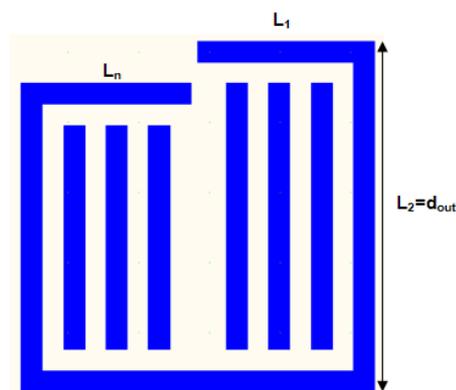


Figura 6.27:  $L = 12nH$   $N = 1$

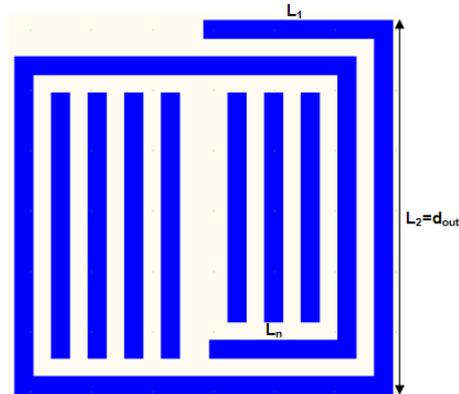
Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore sono:

- $L1=125mils$
- $L2=250mils=d_{out}$
- $Ln=115mils$

I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 12nH$
- $w = s = 15mils$

e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1$  spira al fine di renderlo tarabile.

Induttore  $L_4$ Figura 6.28:  $L = 30nH$   $N = 1.5$ 

Le caratteristiche geometriche principali dell'induttore sono:

- $L_1 = 155mils$
- $L_2 = 305mils = d_{out}$
- $L_n = 130mils$

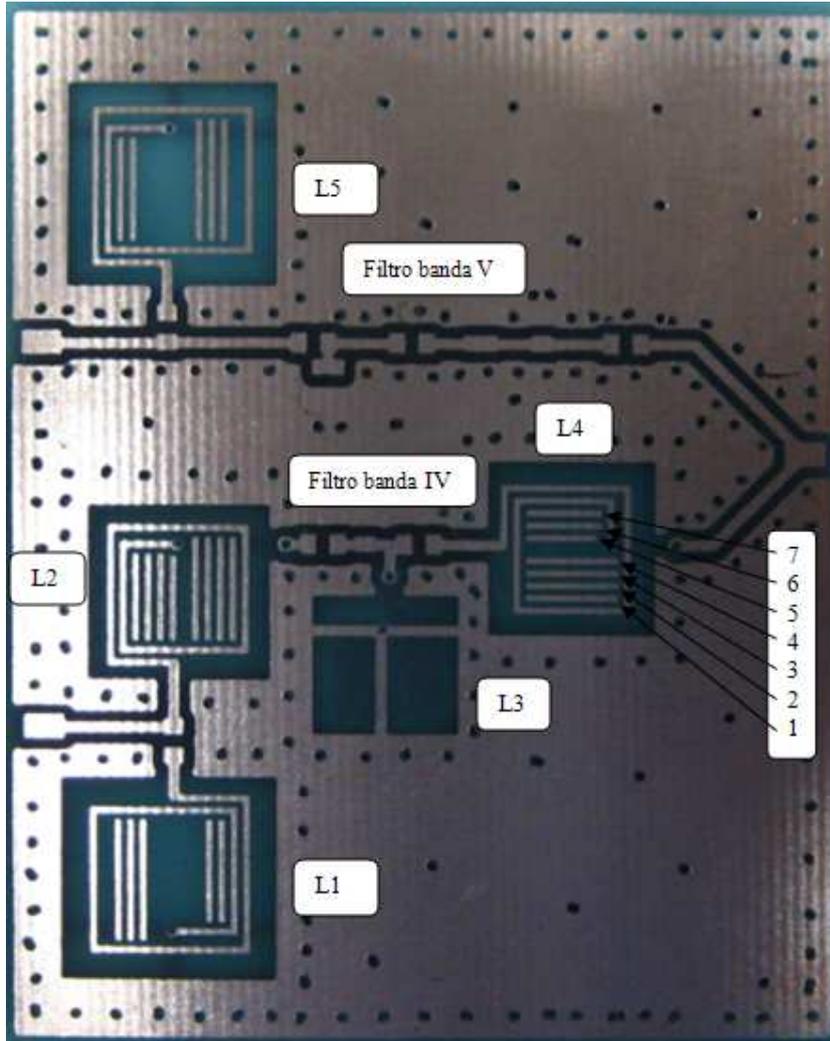
I parametri geometrici sono stati ricavati inserendo all'interno di [1] i valori di ingresso:

- $L = 30nH$
- $w = s = 15mils$

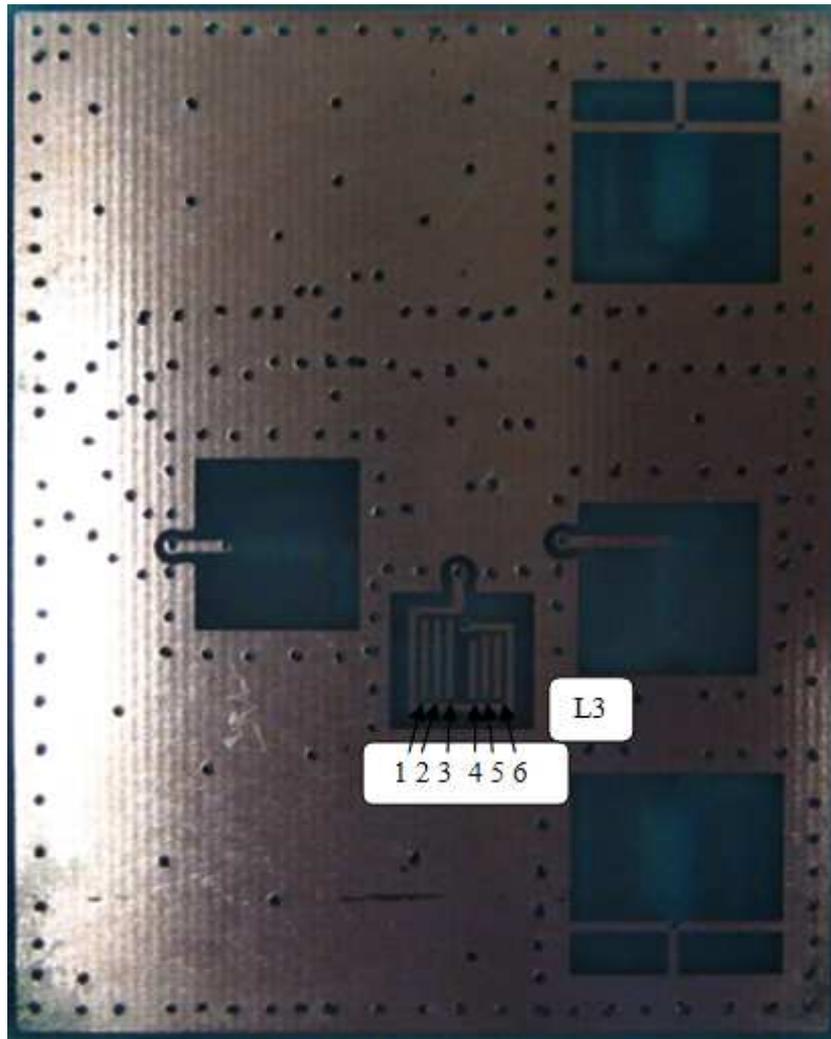
e scegliendo tra le varie alternative la realizzazione con  $N = 1.5$  spire.

### 6.3.2 Layout del prototipo

Le fasi successive sono state il progetto tramite PCAD e l'incisione del prototipo. Il layout del prototipo dopo la fase di incisione si può osservare in figura 6.29 (a) e (b).



a) Piano top



b) Piano bottom

Figura 6.29: Layout del prototipo dopo la fase di incisione. Come si può vedere, l'induttore  $L_3$  è stato predisposto sul piano bottom al fine di evitare influenze reciproche con i flussi degli altri induttori ed eventualmente migliorare la risposta. Per ciò che riguarda gli induttori  $L_1$  ed  $L_5$ , all'interno di essi sono stati predisposti solo i taratori utili ai fini del taglio di canale richiesto.

### 6.3.3 Risultati delle misure

Le misure eseguite sul prototipo sono state nell'ordine:

1. Misura delle prestazioni in frequenza del filtro banda V a bordo del prototipo senza l'influenza del filtro banda IV (è stato interrotto con un taglierino l'ultimo tratto di pista del filtro banda IV che conduce all'uscita);
2. Misura delle prestazioni del filtro banda IV a bordo del prototipo senza l'influenza del filtro banda V (è stato interrotto con un taglierino l'ultimo tratto di pista del filtro banda V che conduce all'uscita);
3. Misura del filtro banda V con l'influenza del filtro banda IV (è stato ristabilito il collegamento di uscita del filtro banda IV tramite un componente da  $0\Omega$ );
4. Misura del filtro banda IV con l'influenza del filtro banda V (è stato ristabilito il collegamento di uscita del filtro banda V tramite un componente da  $0\Omega$ ).

### Fase 1

In tabella 6.11 si riportano i dati riguardanti le prestazioni in frequenza del filtro banda V senza l'influenza del filtro banda IV. In questo caso, per ciò che attiene l'induttore planare  $L_5$ , è stata scelta come posizione di taratura ottima la numero 1 da destra.

	Filtro bV
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	16.5dB
Frequenza di risonanza del notch	588.75MHz ch.35
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	14dB
Massima attenuazione in banda	6.5dB
Minima attenuazione in banda	1.6dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-3.5dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-17dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-1dB

Tabella 6.11: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del filtro banda V a bordo del prototipo senza l'influenza del filtro banda IV.



Figura 6.30: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V senza l'influenza del filtro banda IV.

## Fase 2

In tabella 6.12 si riportano i dati riguardanti le prestazioni in frequenza del filtro banda IV senza l'influenza del filtro banda V. Le condizioni ottime individuate in questo caso sono:

- $L_1$  tarato in posizione 4 da sinistra
- $L_2$  non tarato in serie a  $C_2=2.2pF$
- $L_3$  tarato in posizione 4
- $L_4$  non tarato in serie a  $C_4=1.2pF$  (il condensatore da  $1pF$  è stato sostituito con uno da  $1.2pF$  per migliorare la risposta in banda)

Filtro bIV	
Frequenza di taglio inferiore	circa 470MHz
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	14.5dB
Frequenza di risonanza del notch	607.25MHz ch.38
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	6dB
Massima attenuazione in banda	3.5dB
Minima attenuazione in banda	2dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-6dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-8.5dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-1.5dB

Tabella 6.12: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del filtro banda IV a bordo del prototipo senza l'influenza del filtro banda V.

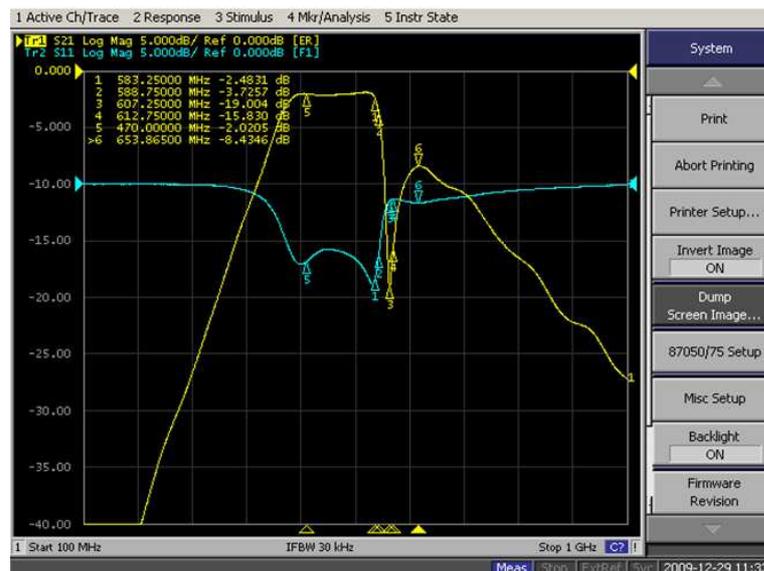


Figura 6.31: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda IV senza l'influenza del filtro banda V.

### Fase 3

In figura 6.32 si riportano i grafici riguardanti le prestazioni in frequenza del filtro banda V con l'influenza del filtro banda IV. Il filtro banda IV è tarato nelle posizioni di taratura riportate nella *Fase 2* ed il suo ingresso

è stato chiuso su un carico da  $75\Omega$  per realizzare le condizioni di adattamento.

Per ciò che riguarda il filtro banda V, l'induttore planare  $L_5$  è sempre tarato in posizione 1 da destra.



Figura 6.32: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V con l'influenza del filtro banda IV.

#### Fase 4

In tabella 6.13 si riportano i dati riguardanti le prestazioni in frequenza del filtro banda IV con l'influenza del filtro banda V.

Le condizioni in cui è stato misurato il filtro banda IV sono quelle riportate nei punti della *Fase 2*. Per ciò che riguarda il filtro banda V, l'induttore planare  $L_5$  è sempre tarato in posizione 1 da destra e l'ingresso del filtro è stato chiuso su un carico da  $75\Omega$  per realizzare l'adattamento.

In figura 6.33 si riportano anche i grafici della risposta in frequenza  $s_{21}$  e di  $s_{11}$  del filtro banda IV con l'influenza del filtro banda V. Sullo sfondo della figura, in secondo piano, sono presenti  $s_{21}$  e  $s_{11}$  del filtro banda V di figura 6.32.

	Filtro bIV con l'influenza del filtro bV
Frequenza di taglio inferiore	circa 470MHz
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	14.5dB
Frequenza di risonanza del notch	607.25MHz ch.38
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	3dB
Massima attenuazione in banda	5dB
Minima attenuazione in banda	1.7dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-4.5dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-23dB
Minimo $s_{11}$ fuoribanda	-1.5dB

Tabella 6.13: Risultati delle misure sul comportamento in frequenza del filtro banda IV a bordo del prototipo con l'influenza del filtro banda V.

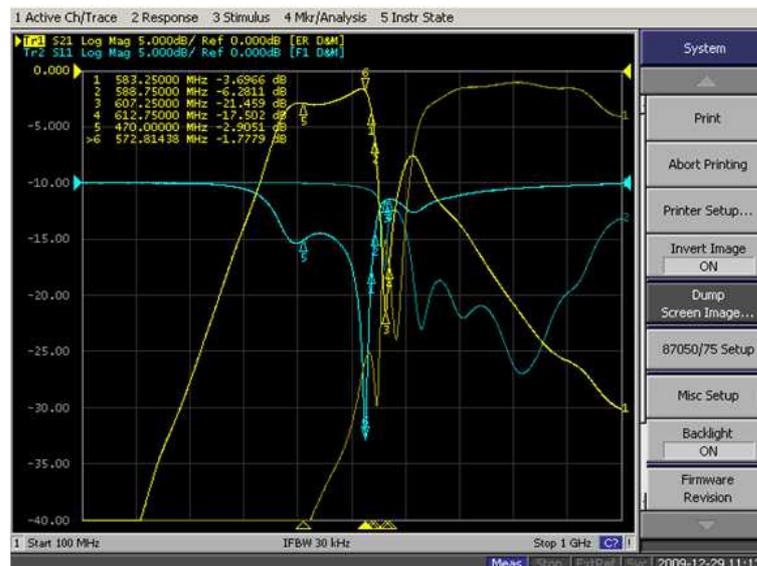


Figura 6.33: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda IV con l'influenza del filtro banda V. In secondo piano, sono presenti  $s_{21}$  e  $s_{11}$  del filtro banda V con l'influenza del filtro banda IV. La sovrapposizione è utile ai fini della comprensione dell'influenza del *notch* del filtro banda IV sulla risposta del filtro banda V.

### 6.3.4 Problematiche riscontrate e possibili soluzioni

Per ciò che riguarda il filtro banda IV, confrontando i grafici di figura 6.33 con quelli di figura 6.31 si possono notare gli effetti dovuti all'influenza del filtro banda V:

- È peggiorata la risposta in banda: si nota un leggero picco in corrispondenza di circa 570MHz  $\Rightarrow$  aumenta il ripple in banda;
- È calato di 3dB il rapporto di reiezione minimo tra banda passante e banda soppressa ma è aumentata la pendenza di discesa del filtro in banda di transizione e in banda attenuata.

Per ciò che concerne invece il filtro banda V, dal grafico di figura 6.32 si nota la pesante influenza del filtro banda IV sul parametro  $s_{21}$  evidenziato dal filtro banda V; infatti, il *notch* del filtro banda IV influenza la risposta in frequenza del filtro banda V andando a rovinare completamente il taglio di canale e la risposta in banda. L'influenza esercitata dal *notch* del filtro banda IV sulla risposta del filtro banda V si manifesta però in modo non completamente prevedibile: il taglio non voluto non è in corrispondenza dei markers 3÷4 (canale 38), ma in corrispondenza del marker 5 (623MHz). Quindi, l'influenza esercitata dal filtro banda IV sul filtro banda V non è dovuta solamente al *notch* del banda IV ma anche ad altri elementi. Probabilmente, l'induttore  $L_1$  del *notch* banda IV si accoppia con altri induttori all'interno del prototipo determinando una risonanza diversa dalle frequenze del canale 38 all'interno della risposta del filtro banda V.

Le possibili soluzioni alle problematiche riscontrate sono:

- Agire sul layout dei prototipi in modo da migliorare l'adattamento;
- Individuare e progettare delle reti adattatrici da inserire all'uscita dei due filtri in modo da migliorare l'adattamento e diminuire così l'influenza reciproca.



# Capitolo 7

## Conclusioni e sviluppi

Gli obiettivi prefissati per questa tesi sono stati raggiunti. In particolare, è stato validato sperimentalmente l'inserimento degli induttori planari tabulari nelle realizzazioni di filtraggio a radiofrequenza. Difatti, i prototipi planari di filtri per le bande IV e V hanno evidenziato buone prestazioni soprattutto per ciò che concerne la risposta massimamente piatta in banda (alla Butterworth) e le frequenze di taglio inferiore e superiore estremamente precise. A questo proposito, i risultati migliori sono da considerarsi nei termini delle frequenze di taglio ottenute dai *notch* planari, particolarmente precise e ripetibili. Gli aspetti migliorabili sono rappresentati, invece, dalla scarsa reiezione fuoribanda e dal parametro  $s_{11}$  non soddisfacente in banda. Questi aspetti sono fundamentalmente legati al fattore di merito limitato dei planari e sono ottimizzabili tramite la realizzazione di filtri a più celle LC.

Nel presente lavoro di ricerca è stato affrontato anche il problema della SRF prematura in frequenza evidenziata dagli induttori planari (in relazione alle prestazioni offerte dai PTH e dagli SMD), proponendo soluzioni progettuali adeguate ai fini della loro applicazione nelle realizzazioni a radiofrequenza. È stata inoltre validata sperimentalmente la bontà della realizzazione *multilayer* come strumento di ottimizzazione della SRF delle suddette strutture distribuite.

Per ciò che riguarda la sostituzione dei componenti discreti con quelli distribuiti, dalle numerose prove e misure eseguite si è evinto che, per ovviare alla SRF molto bassa evidenziata dai planari, in fase di progetto è necessario prevedere un valore di  $L$  a 100MHz inferiore rispetto a quello previsto per un induttore discreto, al fine di ottenere un comportamento simile alle frequenze UHF. A questo proposito, forti dell'esperienza acquisita, vengono proposte due tabelle di conversione per la sostituzione degli induttori discreti (SMD e PTH) con dei corrispettivi planari, al fine di agevolare la

fase di progettazione.

### SMD: Tabella di Sostituzione per filtraggio in banda UHF

È importante sottolineare come la frequenza di riferimento per la sostituzione sia quella di confine tra le bande IV e V (585MHz), mentre in tabella 7.1 sono riportati i valori di induttanza a 100MHz di riferimento. Ad esempio, lo stesso valore di  $L$  a 585MHz ottenuto da un induttore SMD 1008 da  $56nH$  (a 100MHz), lo si ottiene da un induttore planare da circa  $40nH$  (a 100MHz). In figura 7.1 si riporta il grafico rappresentativo dei dati di tabella 7.1.

SMD 1008	Planari $w=s=15mils$ (@ 100MHz)
10nH	8nH
12nH	10nH
15nH	13nH
18nH	14nH
22nH	16nH
27nH	20nH
33nH	24nH
39nH	30nH
47nH	35nH
56nH	40nH
68nH	46nH
82nH	49nH
100nH	54nH

Tabella 7.1

Osservando la figura 7.1, si nota una relazione circa logaritmica tra  $L_{planare}$  e  $L_{smd}$ . Come si può vedere, il grafico tende a saturare per valori di  $L_{smd}$  oltre i  $70\div 80nH \Rightarrow$  il sopraggiungere della SRF rende i planari non più utilizzabili in banda UHF per valori di induttanza a 100MHz così elevati. Naturalmente, questo scalamento sistematico proposto in tabella 7.1 può sussistere solo per filtri di banda (nei quali non è necessaria una precisione assoluta nel taglio tra bande eventualmente distanziate tra loro); un discorso diverso vale, invece, per i filtri di canale, dove la precisione del taglio richiesto non consente una sistematicità nella sostituzione, rendendo necessario un accurato studio del singolo caso.

Non si segnalano invece particolari problematiche per le applicazioni di filtraggio in banda VHF; essendo frequenze decisamente inferiori, l'induttore non è prossimo alla propria SRF (andamento più lineare dell'impedenza al

variare della frequenza e paragone molto più sostenibile tra i valori di  $L$  ed il comportamento assunti dai planari e dagli SMD ed i PTH).

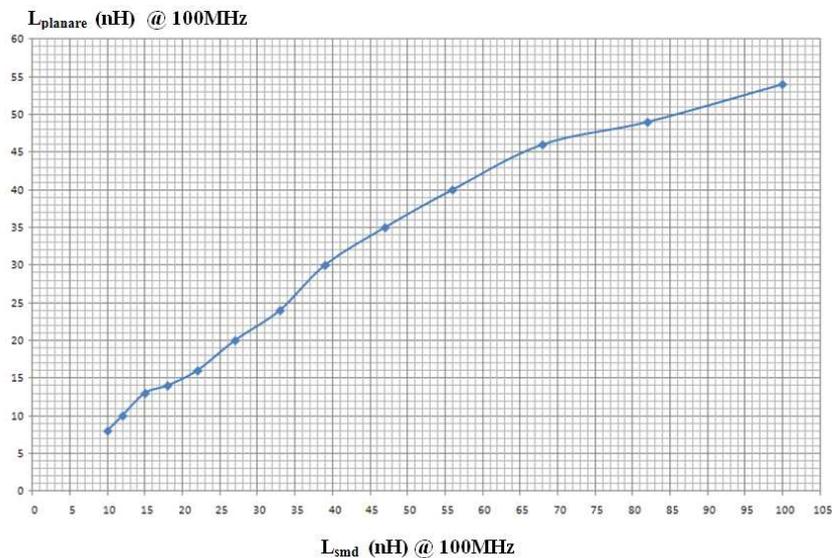


Figura 7.1: Grafico rappresentativo dei dati di tabella 7.1; sull'asse delle ascisse sono riportati i valori di  $L_{smd}$  a 100MHz degli induttori SMD, mentre sull'asse delle ordinate sono riportati i rispettivi valori di  $L_{planare}$  a 100MHz che devono assumere i planari ai fini della sostituzione in banda UHF.

### PTH: Tabella di Sostituzione per filtraggio in banda UHF

Anche in questo caso, la frequenza di riferimento per la sostituzione è quella di confine tra le bande IV e V (585MHz).

Ad esempio, lo stesso valore di  $L$  a 585MHz ottenuto da un PTH da 1.5 spire, lo si ottiene da un induttore planare da circa  $10 \div 12nH$  (a 100MHz).

SMD	Planari $w=s=15mils$ (@ 100MHz)
1.5 spire	10 ÷ 12nH
2.5 spire	16 ÷ 18nH
3.5 spire	26 ÷ 28nH
4.5 spire	35 ÷ 40nH
5.5 spire	40 ÷ 45nH

Tabella 7.2

### Realizzazione di un centralino planare

A conclusione del lavoro di ricerca, è stato progettato e realizzato un centralino completo la cui parte di filtraggio UHF è stata implementata utilizzando induttori planari.



Figura 7.2: Centralino planare.

Il centralino planare è stato strutturato nel modo seguente (da sinistra a destra):

1. Ingresso UHF dotato di filtro per la banda UHF non tarabile. Il filtro presenta due induttori planari non tarabili;
2. Ingresso banda V dotato di filtro per la banda V tarabile. Il filtro presenta cinque induttori planari tarabili;
3. Ingresso banda IV dotato di filtro per la banda IV tarabile. Il filtro presenta quattro induttori planari tarabili;
4. Ingresso per la banda III ( $175\text{MHz} \Rightarrow 230\text{MHz}$ ) e per la banda S ( $230\text{MHz} \Rightarrow 300\text{MHz}$ ) dotato di filtro non tarabile per queste bande di frequenza. Per motivi di spazio, in questo filtro sono stati utilizzati solo induttori di tipo SMD;
5. Uscita.

Gli ingressi per la banda UHF (1, 2 e 3) e l'ingresso per la banda VHF (4) sono dotati di amplificazione separata per evitare la formazione di prodotti di intermodulazione di terzo ordine che creerebbero interferenze tra le bande UHF e VHF (vedi Appendice A).

La vista dall'alto (piano top) e la vista dal basso (piano bottom) del centralino si possono osservare rispettivamente in figura 7.3 e 7.4.

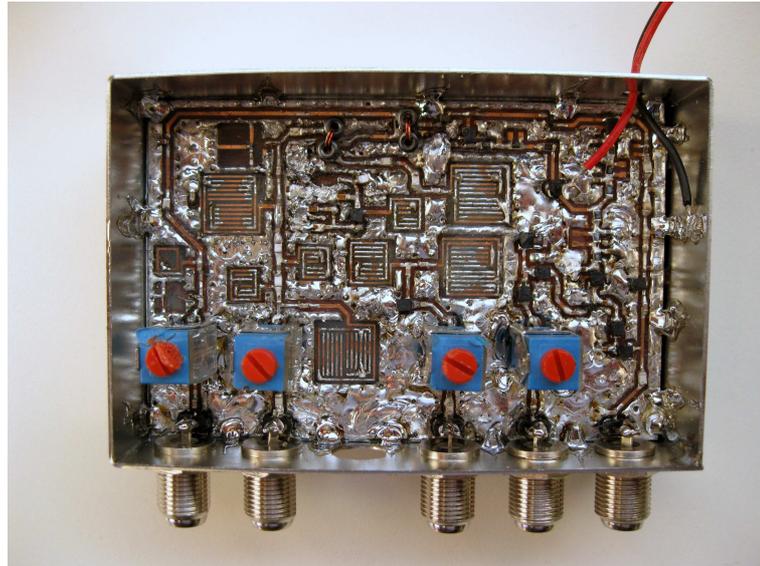


Figura 7.3: Piano top del centralino planare.

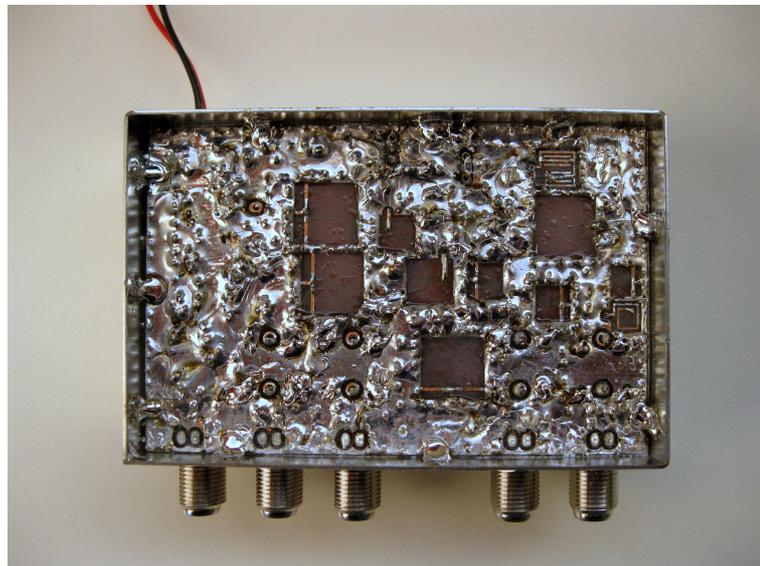


Figura 7.4: Piano bottom del centralino planare.

I risultati delle misure eseguite sulla parte di filtraggio UHF sono riportati di seguito.

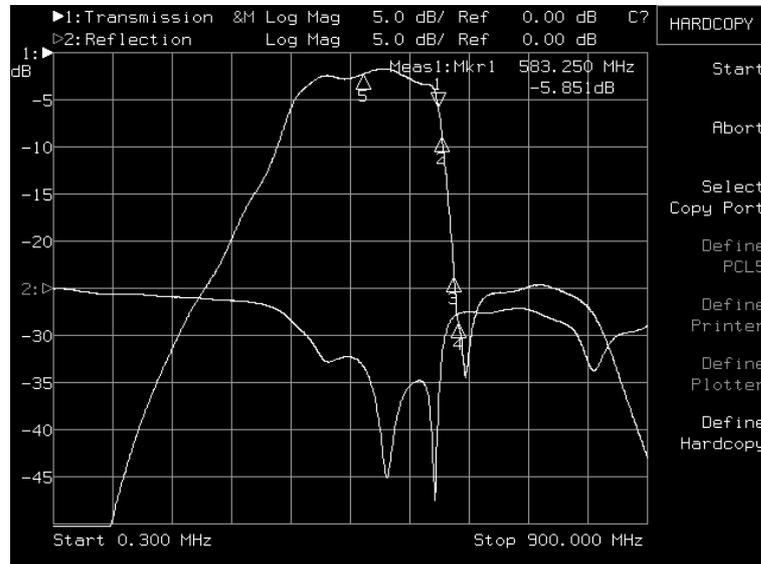


Figura 7.5: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda IV misurato singolarmente.

	Filtro banda IV
Rapporto di reiezione tra il canale 35 ed il 38	20dB
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	18dB
Massima attenuazione in banda	7dB
Minima attenuazione in banda	2dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-10dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-23dB

Tabella 7.3: Risultati delle misure dei parametri  $s_{21}$  ed  $s_{11}$  del filtro banda IV a bordo del centralino planare.

I dati di tabella 7.3 evidenziano come siano stati ottenuti dei buoni risultati soprattutto per ciò che riguarda:

- Taglio di canale profondo e preciso;
- Reiezione fuoribanda;
- $s_{11}$  soddisfacente in banda  $\Rightarrow$  adattamento e basse perdite.

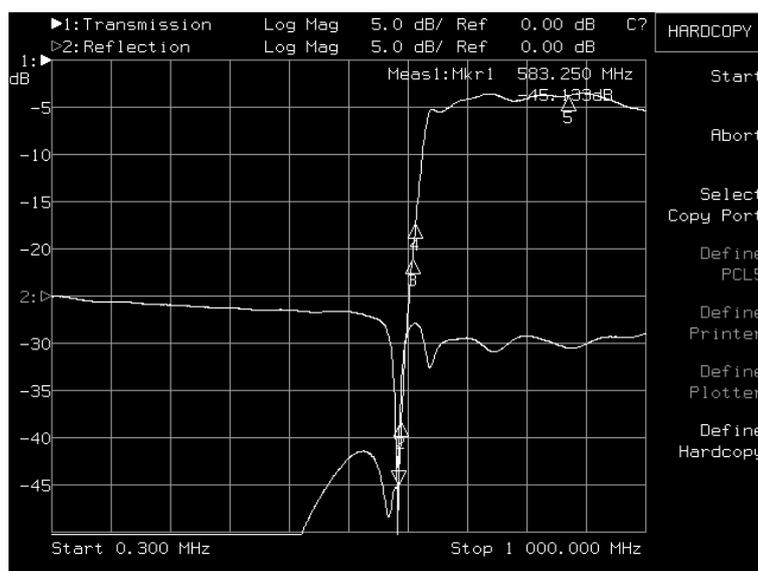


Figura 7.6: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda V misurato singolarmente.

	Filtro banda V
Rapporto di reiezione tra il canale 38 ed il 35	25dB
Reiezione minima tra banda passante e banda soppressa	23dB
Massima attenuazione in banda	15dB
Minima attenuazione in banda	3dB
Massimo $s_{11}$ in banda	-5dB
Minimo $s_{11}$ in banda	-15dB

Tabella 7.4: Risultati delle misure dei parametri  $s_{21}$  ed  $s_{11}$  del filtro banda V a bordo del centralino planare.

I dati di tabella 7.4 evidenziano come siano stati ottenuti dei buoni risultati soprattutto per ciò che riguarda:

- Taglio di canale;
- Reiezione fuoribanda.

Gli aspetti da ottimizzare sono rappresentati, invece, dall'attenuazione eccessiva all'inizio della banda passante e dal parametro  $s_{11}$  non soddisfacente in banda.

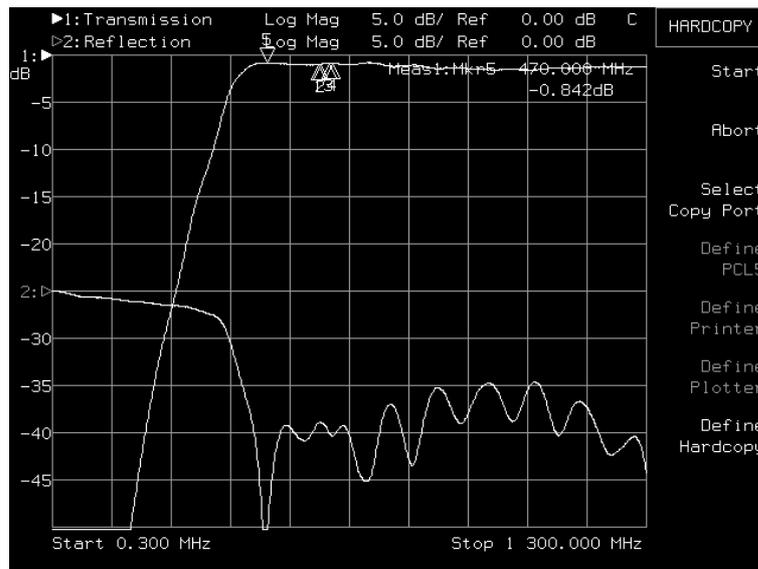


Figura 7.7: Modulo della risposta in frequenza ( $s_{21}$ ) e di  $s_{11}$  del filtro banda UHF misurato singolarmente.

Osservando la figura 7.7 si nota come il filtro per l'intera banda UHF evidenzi delle ottime prestazioni:

- Ottima reiezione fuoribanda;
- Risposta massimamente piatta in banda;
- Minima attenuazione in banda (circa 0.8dB);
- $s_{11}$  soddisfacente in banda (anche oltre -20dB)  $\Rightarrow$  adattamento e basse perdite.

Concludendo, la realizzazione del centralino planare ed i risultati ottenuti da esso rappresentano un'ulteriore conferma della fattibilità dell'inserimento dei planari all'interno dei filtri a radiofrequenza e della validità delle due tabelle di sostituzione proposte.

### Sviluppi futuri

Gli sviluppi futuri vanno nella direzione di una maggior sistematicità nell'applicazione dei planari per gli scopi trattati e di una ulteriore ottimizzazione delle suddette strutture distribuite ai fini di un innalzamento del fattore di merito e della frequenza di autorisonanza.

# Appendice A

## Impianti di ricezione TV

Un impianto di ricezione TV (impianto televisivo) è un insieme di dispositivi che hanno la funzione di captare i segnali televisivi, emessi da apparecchi trasmettitori, e trasferirli fino alle prese d'utenza e, quindi, al televisore. I segnali che costituiscono i canali TV vengono irradiati sotto forma di due lunghezze d'onda portanti di un certo valore (portante video e audio) ed occupano una determinata banda di frequenza. L'intervallo di frequenze, varia da 47 a 870 MHz, suddividendosi in VHF e UHF (banda IV e banda V). Secondo gli standard internazionali, le onde portanti che trasmettono le informazioni devono essere emesse in gamme di frequenza comprese tra:

- 47 e 68 MHz, per la banda I (canali A e B);
- 174 e 230 MHz, per la banda III (canali da D a H2);
- 470 e 590 MHz, per la banda IV (canali da 21 a 35);
- 606 e 870 MHz, per la banda V (canali da 38 a 70);

I limiti tra le bande IV e V (sottobande della banda UHF) riportati sopra sono relativi al taglio di canale standard 35/38. In realtà, il confine tra le due bande di frequenza varia a seconda della posizione geografica in cui si trova l'impianto: ad esempio, si possono avere i tagli 32/34, 33/35, 33/36, 34/36, 35/37, 36/38, 37/39 e molti altri.

Per ciò che riguarda le gamme di frequenza, fino al limite dei 300MHz si parla di VHF; da 470 a 870 MHz vengono identificate dalla sigla UHF.

### A.1 Antenne

Un'antenna ricevente può essere definita come un dispositivo in grado di rilevare l'energia di un campo elettromagnetico e in grado di fornire, ai capi

dei propri morsetti, un segnale fruibile per il ricevitore TV. Nello scegliere e installare un'antenna si deve tenere in considerazione che le prestazioni ottenibili sono condizionate sia da caratteristiche proprie dell'antenna stessa che da un insieme di fattori che variano a seconda delle situazioni. Le caratteristiche intrinseche di un'antenna sono:

- il Guadagno;
- l'Angolo di apertura;
- il Rapporto tra sensibilità nella direzione di ricezione e in quella opposta.

I principali fattori esterni si possono invece suddividere in due tipi:

- Fattori strutturali: comprendono caratteristiche quali l'altezza dell'edificio sul quale viene installata l'antenna, le potenziali barriere (costituite da fabbricati vicini), la lunghezza dell'impianto e la quantità di utenze;
- Fattori di ricezione: sono costituiti dal livello di intensità dei segnali in arrivo, dalla loro lunghezza d'onda e dall'eventuale presenza di disturbi.

La normativa stabilisce che l'impedenza di ingresso e di uscita di tutti gli elementi attivi e passivi sia di  $75\Omega$ .

Le antenne devono essere costruite con materiali inossidabili ed in lega leggera, in modo da poter resistere alle sollecitazioni atmosferiche. In linea generale, sono costituite da elementi di alluminio o acciaio zincocromato e verniciato.

Esistono in commercio vari tipi di antenne la cui conformazione è strettamente legata alla banda di frequenza che devono ricevere. L'elemento costitutivo più importante di ogni antenna è il *dipolo*, il quale è in grado di captare le onde elettromagnetiche, di rendere disponibile ai suoi capi un segnale di tensione e di inviarlo all'impianto televisivo. Il dipolo può essere realizzato in versione semplice (rettilinea), ripiegata o in altre forme che, comunque, consentano un suo orientamento perpendicolare al piano di provenienza del segnale. Ai capi del dipolo viene collegato il cavo coassiale, il quale, a sua volta, viene connesso al miscelatore o al centralino dell'impianto TV. Il dipolo non viene utilizzato da solo ma si combina generalmente con un *riflettore* (situato posteriormente) e con uno o più *direttori* (posti anteriormente).

In linea generale, si costruiscono antenne per la ricezione di canali VHF e

UHF. Le antenne VHF possono essere strutturate sia per la ricezione di un solo canale (monocanali) sia per la ricezione di più canali della stessa banda (a larga banda). Le antenne UHF si distinguono, invece, in direttive a larga banda, a pannelli, per gruppi di canali e a larga banda con riflettore a cortina o diedro.

## A.2 Terminale di testa

Il terminale di testa è quell'insieme di apparecchiature interposto tra l'antenna e la rete di distribuzione dei segnali. La sua funzione è di adattare i segnali entranti e distribuirli alle varie prese d'utenza. Il terminale di testa può essere costituito, a seconda dello specifico impianto, da miscelatori, demiscelatori, filtri, attenuatori, convertitori di canale, amplificatori e preamplificatori d'antenna.

### A.2.1 Miscelatori

I miscelatori sono dei dispositivi che sommano i segnali applicati ai loro ingressi e li convogliano sull'unica uscita. La risposta in frequenza dei singoli ingressi può essere:

- a larga banda, quando gli ingressi consentono il transito di segnali appartenenti a qualunque banda televisiva;
- di banda, se i segnali possono appartenere a bande televisive diverse;
- di canale, se i segnali miscelabili appartengono a singoli canali TV.

I miscelatori possono essere in versione da palo, da sottotetto, oppure essere incorporati direttamente sull'antenna.

Le caratteristiche più importanti che definiscono le prestazioni offerte da questi dispositivi sono:

- L'attenuazione tra ingresso e uscita (attenuazione di passaggio);
- Il disaccoppiamento o separazione tra gli ingressi; tale disaccoppiamento è misurato dalla frazione di segnale che, entrando da un ingresso, è trasmessa all'altro ingresso.

L'importanza di realizzare un disaccoppiamento elevato può essere evidente con qualche esempio.

Quando il disaccoppiamento è elevato (almeno 20dB), cioè un ingresso influisce poco sull'altro, anche il cattivo funzionamento delle apparecchiature collegate ad un ingresso permette a quelle connesse all'altro di funzionare regolarmente e di trasferire il segnale in uscita. In molti casi pratici accade che ad un ingresso del miscelatore siano applicati segnali fortemente amplificati, mentre l'altro ingresso è collegato direttamente ad un'antenna ricevente; senza una buona separazione, i segnali amplificati potrebbero venir reirradiati dalla seconda antenna, captati dalla prima e nuovamente amplificati con conseguenti possibili inneschi.

### A.2.2 Demiscelatori

I demiscelatori sono dispositivi dotati di un ingresso e più uscite che hanno la funzione di dividere, in base alle frequenze, i diversi segnali presenti al loro ingresso, rendendoli disponibili sulle uscite.

Dal punto di vista elettrico, i demiscelatori sono uguali ai miscelatori e ne differiscono solo per l'inversione tra i morsetti d'ingresso e quelli di uscita. Per questo motivo, nella maggioranza dei casi, per le necessità di demiscelazione si ricorre all'impiego di miscelatori, utilizzando l'uscita come ingresso.

### A.2.3 Filtri

Sono dispositivi che hanno la funzione di modificare la risposta in frequenza delle linee su cui sono inseriti. A seconda del loro comportamento, si distinguono in:

- Filtri passa-canale e passa-banda: questi tipi di filtri permettono il passaggio, senza sensibile attenuazione, dei soli segnali che hanno frequenze comprese in un determinato intervallo; generalmente, i filtri hanno lo scopo di impedire che certi segnali, appartenenti a canali indesiderati, amplificati separatamente, vengano inoltrati in un particolare stadio amplificatore.

I filtri passa-canale possono avere lo scopo di canalizzare un impianto basato su amplificatori a larga banda o di migliorare la selettività di amplificatori di canale in situazioni particolarmente critiche; essi funzionano grazie all'accoppiamento di un certo numero di circuiti accordati, tarati in modo da realizzare il passaggio della banda richiesta con un'elevata attenuazione delle frequenze laterali.

I filtri passa-banda consentono il passaggio delle frequenze appartenenti ad una banda televisiva, attenuando nel contempo quelle re-

lative alle altre bande. Questi filtri vengono realizzati combinando celle passa-alto e celle passa-basso con frequenze di taglio opportune. La pendenza dei fianchi di transizione tra le bande di passaggio e di blocco è determinata dal fattore di merito  $Q$  degli elementi reattivi utilizzati e viene migliorata in UHF con l'impiego di linee risonanti.

- Filtri soppressori di canale: i filtri soppressori di canale, detti anche trappole, sono dei quadrupoli che vengono inseriti interrompendo la linea di trasmissione allo scopo di lasciar passare tutti i segnali, salvo quelli corrispondenti a canali indesiderati; su tali frequenze vengono regolati i circuiti accordati di cui essi sono dotati.

### A.2.4 Attenuatori

Gli attenuatori sono dispositivi che, inseriti su una linea coassiale, attenuano il segnale in transito di un fattore prefissato, in modo indipendente dalla frequenza e mantenendo un perfetto adattamento di impedenza. Questi sono normalmente impiegati in tutte quelle situazioni in cui un segnale in arrivo è troppo intenso e crea interferenze su altri canali. Essi sono realizzati con elementi resistivi che costituiscono un quadrupolo a  $T$  o a  $\pi$ , disposti in modo tale da minimizzare la dipendenza dalla frequenza dovuta agli elementi reattivi parassiti.

Esistono in commercio degli attenuatori regolabili che permettono attenuazioni variabili con continuità da 0 a 20dB; sono realizzati mediante tre potenziometri schermati accoppiati meccanicamente: ruotando il pomello di comando, una slitta si sposta variando contemporaneamente il valore delle tre resistenze che costituiscono l'attenuatore.

### A.2.5 Convertitori

I convertitori di canale sono dei dispositivi che hanno il compito di traslare la frequenza del canale ricevuto su valori diversi, in genere corrispondenti a quelli di un canale standard, non peggiorando in modo sensibile la qualità del segnale e senza indurre disturbi secondari nell'impianto.

I casi principali in cui è opportuno ricorrere alla conversione sono i seguenti:

- Canali trasmessi fuori banda: in tal caso la conversione in un canale ricevibile dai normali televisori è l'unica soluzione possibile;
- Si vogliono ricevere più canali incompatibili tra loro, oppure con frequenze molto vicine;

- Vicinanza ad un trasmettitore di forte potenza con intensi segnali che raggiungono direttamente i televisori, di livello confrontabile con quello fornito dall'impianto centralizzato e conseguente formazione di doppia immagine; in questo caso, anzichè aumentare il livello del segnale distribuito, può essere opportuno convertirne la frequenza.

### A.2.6 Amplificatori

Gli amplificatori sono dispositivi in grado di aumentare il livello del segnale applicato all'ingresso e di trasmetterlo all'uscita, o alle due uscite nel caso di amplificatori automiscelanti. Le caratteristiche più importanti di questi dispositivi sono:

- il Guadagno (dB)
- la Larghezza di banda (MHz)
- il Rumore proprio (dB)
- il Massimo livello dei segnali in ingresso e in uscita ( $\text{dB}\mu\text{V}$ )

In relazione alla larghezza di banda, sono classificabili in amplificatori di canale e amplificatori a larga banda; in relazione al rumore ed al livello dei segnali accettabili, possono essere distinti in preamplificatori, detti anche amplificatori d'antenna (rumore ridotto al minimo, livelli di ingresso e di uscita modesti) e amplificatori (che trattano segnali di livello maggiore e quindi risultano meno critici per quanto riguarda il rumore).

#### Preamplificatori di canale e di banda

Questi amplificatori vengono generalmente impiegati quando i segnali raccolti dall'antenna relativa ad un particolare canale sono insufficienti per alimentare direttamente gli apparecchi successivi (televisori o, negli impianti centralizzati, gli ingressi del centralino). Poiché è opportuno il loro impiego il più vicino possibile alle antenne per non peggiorare il rapporto segnale-rumore (SNR), essi vengono generalmente montati in contenitori stagni, adatti per essere posti all'aperto, e sono telealimentati tramite il cavo di discesa per una maggior praticità d'impiego.

Le loro caratteristiche principali sono: l'amplificazione massima, che solitamente è compresa tra 10dB e 30dB; il massimo segnale tollerabile in uscita prima che intervengano fenomeni non lineari (saturazione) e la figura di rumore (solitamente non superiore a 4÷5dB).

### Mix-amplificatori

La necessità di amplificare e miscelare un numero notevole di segnali appartenenti a bande diverse, raccolti da più antenne, ha stimolato i costruttori a produrre preamplificatori dotati di più ingressi amplificati e/o miscelati, che sono chiamati mix-amplificatori. Con il loro impiego è possibile realizzare impianti singoli o in grado di servire un numero limitato di prese/utenze adeguatamente separate in modo semplice.

Il panorama dei modelli disponibili è piuttosto ampio e tiene conto delle realtà locali più frequenti e del fatto che i segnali RAI sono nella maggior parte dei casi ricevibili senza amplificazione, mentre quelli delle emittenti private necessitano quasi sempre di adeguata amplificazione.

Anche i mix-amplificatori, essendo dei preamplificatori, sono telealimentabili e consentono, con l'inserimento di un'induttanza di blocco, l'alimentazione di eventuali componenti attivi posti a monte degli ingressi. A volte incorporano dei filtri *notch* tarabili (trappole) per la soppressione di segnali disturbanti; in alcuni casi sono presenti degli attenuatori regolabili che consentono di modificare il guadagno delle relative linee amplificate.

### Amplificatori di canale

Questi amplificatori vengono utilizzati per aumentare il livello dei segnali disponibili in antenna, oppure già preamplificati o convertiti, in modo tale da immettere nella rete di distribuzione di un impianto centralizzato segnali di livello adeguato per sopperire alle perdite di distribuzione e di separazione. Essi sono caratterizzati da un'amplificazione, generalmente regolabile, che raggiunge valori massimi tipici di  $30 \div 50$  dB; in altri casi, gli amplificatori sono dotati di un controllo automatico che provvede a diminuire il guadagno per non superare il valore massimo del livello d'uscita previsto, generalmente compreso tra  $100 \text{ dB}\mu\text{V}$  e  $120 \text{ dB}\mu\text{V}$ . Il segnale in ingresso, a differenza di quanto accade nei preamplificatori, deve essere sufficientemente elevato per ottenere il livello di uscita voluto in relazione all'amplificazione massima disponibile o all'intervallo di funzionamento del controllo automatico, quindi il livello minimo di ingresso non è generalmente determinato dal rapporto segnale-rumore.

I valori tipici di rumore in questi casi sono generalmente più elevati in conseguenza delle più gravose condizioni di funzionamento dei transistor, arrivando a circa  $7 \div 8$  dB.

Per caratterizzare la selettività degli amplificatori di canale, i costruttori indicano l'attenuazione delle portanti audio e video dei canali adiacenti. La conoscenza di questi dati è particolarmente importante nella situazione di

forte affollamento che caratterizza la banda UHF, in quanto un amplificatore di canale poco selettivo, pur essendo utilizzato in modo apparentemente corretto, può assumere le caratteristiche di un larga banda per un certo gruppo di canali, generando fenomeni non previsti di modulazione incrociata ed eventualmente di intermodulazione. La selettività è determinata principalmente dal numero di celle, e dalla loro qualità (fattore di merito), che costituiscono i filtri d'entrata e di uscita del modulo amplificatore.

### Filtri attivi

I *filtri attivi* sono degli amplificatori di canale molto selettivi e perciò dotati di più celle fra loro accoppiate, raggruppate in filtro d'entrata e filtro d'uscita, e separate da un amplificatore che ha la funzione di recuperare le perdite introdotte dai due filtri. Questa filosofia realizzativa permette di allestire centralini canalizzati ad alta selettività con una spesa contenuta, richiedendo solamente, oltre ai filtri attivi, un preamplificatore a larga banda a monte (per elevare il livello dei segnali) e un amplificatore a larga banda di alto guadagno e appropriato livello di uscita a valle. La regolazione manuale del guadagno di ciascun modulo permette di livellare correttamente i segnali di diversi canali prima di inoltrarli all'amplificatore a larga banda.

### Amplificatori a larga banda

Gli amplificatori a larga banda di potenza vengono impiegati nei centralini canalizzati, realizzati con moduli a medio-basso livello di uscita, per portare i segnali da distribuire al livello richiesto dalla rete di distribuzione, senza introdurre disturbi apprezzabili.

Questa soluzione, alternativa a quella che impiega moduli di canale ad alto livello di uscita, risulta più economica all'aumentare del numero dei canali distribuiti ma, come in tutti i casi in cui viene eseguita un'amplificazione a larga banda, richiede attenzioni e cautele per evitare fenomeni di modulazione incrociata fra i vari canali distribuiti, ma anche la nascita di disturbi di intermodulazione che possono risultare oltremodo fastidiosi nel caso di particolari combinazioni di canali.

### Centralini

Negli impianti di ricezione televisivi, il centralino è il vero e proprio cuore dell'impianto e viene posizionato in un'apposita scatola di derivazione.

I centralini d'antenna da utilizzare negli impianti sia singoli, dove ormai ci sono più prese d'utente, che centralizzati, devono avere delle caratteristiche

ben definite in modo da permettere una buona amplificazione dei canali TV, siano essi analogici o digitali.

Essenzialmente i centralini si possono suddividere in due tipologie:

- a **LARGA BANDA**
- **CANALIZZATI**

I centralini a larga banda sono dotati di più ingressi di banda (generalmente fino a cinque) e le loro caratteristiche essenziali sono:

- Amplificazione VHF-UHF separata per evitare la formazione di prodotti di intermodulazione di terzo ordine che creano interferenze tra le bande UHF e VHF. Infatti, ad esempio, quando due segnali a frequenza rispettivamente  $f_1$  ed  $f_2$  vengono sommati e trattati da un amplificatore che presenta una certa distorsione, si generano i prodotti di intermodulazione del secondo ordine:  $f_1+f_2$ ,  $f_2-f_1$ ; del terzo ordine:  $2f_1+f_2$ ,  $2f_1-f_2$ ,  $2f_2+f_1$ ,  $2f_2-f_1$  e degli ordini successivi, oltre naturalmente alle armoniche multiple delle frequenze fondamentali. Sono proprio tali frequenze spurie generate all'interno dell'amplificatore a produrre interferenze non volute tra le bande;
- Alto livello di uscita per fornire alla distribuzione segnali ben amplificati e per evitare prodotti di intermodulazione e interferenze anche tra canali appartenenti alla stessa banda UHF;
- Possibilità di regolazione del livello degli ingressi tramite trimmers per un'equalizzazione ottimale dei canali nelle varie bande;
- Elevata linearità su tutta la banda per una ottimale amplificazione di tutti i canali sia a frequenze basse che a frequenze più alte.

L'utilizzo di questi centralini è consigliato per gli impianti medio-piccoli, in quanto rappresentano la soluzione più economica per questo tipo di impieghi.

Per impianti medio-grandi, invece, è consigliato l'utilizzo di centralini *canalizzati* (a filtri attivi). Questi centralini permettono di filtrare tutti i canali che si vuole distribuire, con la possibilità di equalizzarli uno ad uno in modo che siano distribuiti tutti con il medesimo livello di amplificazione. Questo è molto importante sui grandi impianti dove la rete distributiva è molto estesa. Le principali caratteristiche di questi centralini si possono così riassumere:

- Amplificazione VHF-UHF separata per gli stessi motivi citati per quelli a larga banda;

- Alto livello di uscita;
- Alta selettività dei filtri di canale per avere la possibilità di trattare canali adiacenti con relativo bilanciamento;
- Elevata linearità su tutta la banda;
- Possibilità di regolare non solo i filtri, ma anche il livello degli amplificatori.

Per ciò che riguarda i centralini a larga banda, essi, di solito, sono dotati di cinque ingressi ed un'unica uscita nella quale arrivano i cinque ingressi filtrati, equalizzati, amplificati e miscelati in base alle esigenze della zona in cui si trova l'impianto d'antenna. Infatti, a seconda della zona da cui si riceve, può essere necessario l'utilizzo di più antenne riceventi per ottenere una buona ricezione di tutti i canali disponibili. A seconda della zona, infatti, il ventaglio di canali disponibili nelle varie bande potrebbe presentarsi all'impianto con livelli di amplificazione diversi. Questo rende necessaria la presenza di più antenne (e quindi di più ingressi nel centralino) per gestire in modo separato le bande di frequenza e ottenere una buona equalizzazione di tutti i canali.

Questo trattamento separato consente di ottenere un segnale in uscita alla distribuzione (che è il risultato del filtraggio, amplificazione e miscelazione dei vari ingressi di banda) il più possibile lineare su tutta la banda televisiva con medesimi livelli di amplificazione alle varie frequenze.

Nel dettaglio, un centralino standard in commercio presenta di solito i seguenti ingressi dotati di relativo stadio di amplificazione:

1. Ingresso UHF (470MHz $\Rightarrow$ 870MHz) dotato di filtro per la banda UHF non tarabile.
2. Ingresso banda V (606MHz $\Rightarrow$ 870MHz) dotato di filtro per la banda V accordabile al fine di ottenere soprattutto una buona selettività di canale (il taglio standard è 35/38 ma, come affermato precedentemente, si possono realizzare molti altri tagli a seconda della zona dell'impianto). Nel caso standard, ciò significa che il filtro deve presentare una elevata reiezione verso il canale 35 e deve invece presentare una bassa attenuazione di passaggio per il canale 38 e successivi appartenenti alla banda V.
3. Ingresso banda IV (470MHz $\Rightarrow$ 606MHz) dotato di filtro per la banda IV accordabile, ad esempio, tramite la deformazione delle spire

dei PTH di cui è composto. L'obiettivo è quello di ottenere una risposta massimamente piatta in banda,  $s_{11}$  minimo, elevata reiezione fuoribanda ed una buona selettività di canale. Nel caso standard, ciò significa che il filtro deve presentare una elevata reiezione verso il canale 38 e presentare invece una bassa attenuazione di passaggio per il canale 35 e precedenti appartenenti alla banda IV.

4. Ingresso per la banda III (175MHz $\Rightarrow$ 230MHz) e per la banda S (230MHz $\Rightarrow$ 300MHz) dotato di filtro non tarabile per queste bande di frequenza.
5. Ingresso per la banda I (47MHz $\Rightarrow$ 68MHz) dotato di filtro per la banda I non tarabile.

Le bande IV e V, come anticipato, sono sottobande della banda UHF, mentre le bande I, III ed S appartengono alla gamma VHF.

Analizzando gli ingressi del centralino, viene da porsi la domanda sul perché della presenza di due ingressi separati per le bande IV e V, pur avendo già la gestione della gamma UHF per intero tramite l'ingresso UHF. La risposta viene dal fatto che, in certe zone particolarmente critiche, si rende necessario gestire separatamente segnali appartenenti alla banda IV e alla banda V, in quanto arrivano all'impianto con amplificazioni diverse o da sorgenti diverse. In questo caso, poiché si devono gestire (cioè filtrare, equalizzare, amplificare e miscelare) segnali appartenenti a bande contigue, si utilizzano appunto filtri passa-alto e passa-basso accordabili a più celle LC. In questo modo, si ottengono FDT con elevato numero di poli e, dunque, caratterizzate da elevata pendenza della risposta in corrispondenza delle frequenze di confine. Tuttavia, per la maggiore attenuazione di passaggio e per la limitata separazione che si manifesta ai limiti delle due bande, vengono di solito sacrificati 3÷4 canali a cavallo delle frequenze di confine.

Dopo essere passati attraverso lo stadio di filtraggio, gli ingressi di banda vengono convogliati agli stadi di amplificazione. Gli ingressi appartenenti alla banda UHF e gli ingressi appartenenti alla banda VHF sono dotati di amplificazione dedicata e quindi separata appunto per evitare la formazione di prodotti di intermodulazione e, quindi, interferenze tra le bande UHF e VHF.

L'ultimo trattamento che subiscono gli ingressi di banda consiste nella fase di miscelazione e, quindi, di convogliamento di essi verso l'unica uscita che andrà alla distribuzione. In questa fase, il canale o i canali ricevuti da una o più antenne nella gamma UHF vengono miscelati con il o i canali ricevuti da una o più antenne nella gamma VHF. In particolare, lo stadio

di miscelazione può essere costituito, ad esempio, da due filtri LPF e HPF ai cui ingressi arrivano le uscite dei due stadi di amplificazione relativi alle gamme UHF e VHF e le cui uscite coincidono entrambe con l'uscita finale.

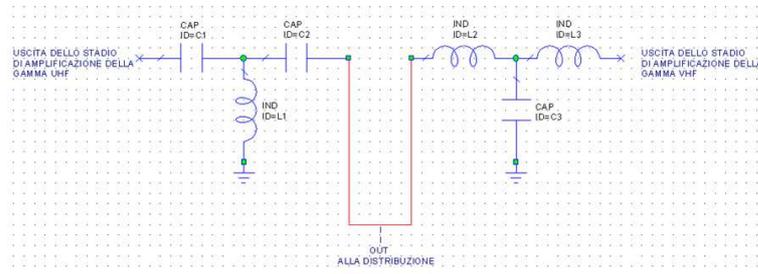


Figura A.1: Schema circuitale dello stadio di miscelazione di un centralino preso come esempio.

Di solito, lo stadio di miscelazione è strutturato secondo quanto riportato in figura A.1 ed in particolare:

- Filtro passa-basso LC progettato per avere un'impedenza trascurabile (rispetto ai  $75\Omega$  che è il carico adattato visto in uscita) nella gamma VHF ( $47\text{MHz} \Rightarrow 230\text{MHz}$ ) e, invece, un'impedenza molto alta nella gamma UHF ( $470\text{MHz} \Rightarrow 870\text{MHz}$ ).
- Filtro passa-alto LC progettato per avere un'impedenza trascurabile, rispetto ai  $75\Omega$ , nella gamma UHF e, invece, un'impedenza molto alta nella gamma VHF.

Pertanto, i segnali VHF giungono con una buona amplificazione all'uscita e non raggiungono l'altro ingresso, e lo stesso avviene per i segnali UHF applicati all'ingresso appropriato; si realizza quindi, oltre ad una buona amplificazione, anche una forte separazione o disaccoppiamento tra gli ingressi appartenenti alle gamme UHF e VHF.

La semplicità dello stadio di miscelazione descritto dipende dal fatto che le due gamme da miscelare sono sufficientemente separate dall'intervallo  $230\text{MHz} \Rightarrow 470\text{MHz}$ ; in tale gamma, all'aumentare della frequenza, peggiorano progressivamente le caratteristiche del filtro passa-basso, mentre migliorano quelle del filtro passa-alto. Perciò, in questa gamma di frequenze, i due filtri LC a T non rispondono ai propri valori caratteristici, ma ciò non è un inconveniente, poiché non è prevista la ricezione di alcun canale TV in tale intervallo di frequenze.

Talvolta, nella pratica, non tutti gli ingressi del centralino vengono utilizzati soprattutto in casi non particolarmente critici; è buona norma,

quindi, chiudere con  $75\Omega$  i morsetti liberi affinché il dispositivo possa continuare a funzionare in condizioni di adattamento secondo le sue caratteristiche ottimali; solo la perfetta conoscenza del dispositivo permette di sapere quando questo accorgimento è indispensabile e quando, soprattutto nel caso di ingressi o uscite fortemente disaccoppiati, si rivela inutile.

### A.3 Componenti per la rete di distribuzione

Nella realizzazione della rete di distribuzione, oltre al cavo coassiale di collegamento, vengono impiegati dei componenti passivi con precise funzioni:

- Partitori: hanno il compito di formare le linee principali;
- Derivatori di linee secondarie: permettono di derivare una o più linee secondarie da quella principale;
- Derivatori d'utente: collegano l'utente alla distribuzione, con un'adeguata separazione;
- Prese: consentono il collegamento fisico dell'utente alla rete di distribuzione.

Per tutti questi dispositivi, il principio di funzionamento può ricondursi sostanzialmente a tre categorie principali: resistivo, induttivo e ibrido-direzionale.

Nella prima, una frazione del segnale applicato all'ingresso viene trasferito all'uscita (o alle uscite) attraverso un collegamento resistivo. Le resistenze impiegate hanno valore tale da assicurare il migliore adattamento d'impedenza. Naturalmente, questa condizione è raggiunta a spese di una dissipazione di potenza che si traduce in una perdita d'inserzione, che spesso non è tollerata.

Una valida alternativa è rappresentata dalla tecnica induttiva, con la quale l'entità del prelievo e le condizioni di adattamento sono ottenute con trasformatori a larga banda opportunamente progettati. Poiché le perdite introdotte dal trasformatore sono minime, i componenti realizzati con questa tecnica presentano attenuazioni d'inserzione molto più basse rispetto ai corrispondenti resistivi.

Un'altra tecnica utilizzata è quella che si basa sull'accoppiamento direzionale tra due linee. La particolarità consiste nel fatto che vi è buon trasferimento di segnale all'uscita derivata solo quando il derivatore viene alimentato con un segnale che dal morsetto di ingresso attraversa la linea

principale verso il morsetto d'uscita (segnale diretto). Per questo motivo, i morsetti di ingresso e di uscita sono chiaramente contrassegnati e non devono essere invertiti. Le caratteristiche di funzionamento di questi dispositivi possono risultare dipendenti dalla frequenza, a differenza dei derivatori induttivi e resistivi che presentano un comportamento pressoché indipendente da essa. Questa caratteristica può essere sfruttata ad esempio dimensionandoli in modo che l'attenuazione di prelievo sia minore nella gamma UHF rispetto alla banda VHF, consentendo così di compensare le maggiori perdite che i cavi presentano in UHF.

### A.3.1 Partitori o divisori

Il partitore viene utilizzato per ottenere da una linea in entrata due o più linee in discesa. Detto in altri termini, esso è utilizzato per dispensare l'energia del segnale tra due o più linee di distribuzione.

I partitori possono essere realizzati mediante elementi resistivi o induttivi; in quest'ultimo caso spesso contengono anche elementi resistivi e capacitivi di compensazione e allora vengono detti ibridi.

Le caratteristiche del partitore o divisore sono:

- La quantità di uscite, che rappresenta il numero di linee uscenti che si possono utilizzare e sfruttare;
- L'attenuazione, che indica la perdita di segnale, misurata in dB, dovuta all'apparecchiatura; essa è tanto maggiore quanto più elevato è il numero di derivazioni;
- Il disaccoppiamento, che rappresenta il rapporto tra segnale in entrata e segnale di disturbo: è espresso come una diminuzione o attenuazione che il rumore subisce passando da una presa all'altra. Operativamente, tanto maggiore è il disaccoppiamento, tanto più elevata è l'attenuazione del segnale di disturbo.

Vengono prodotti partitori a una, due o più vie; nel caso che una delle uscite non venga utilizzata, essa deve essere chiusa con una resistenza terminale del valore di  $75\Omega$ .

### A.3.2 Derivatori o deviatori

I derivatori vengono impiegati per prelevare da una delle linee principale o secondaria della rete di distribuzione una frazione del segnale in transito che verrà poi inoltrato a uno o più utenti. Se l'entità del prelievo è la

stessa per i segnali diretti e per quelli riflessi, il derivatore è detto bidirezionale. In caso contrario è detto direzionale. Tralasciando di parlare dei derivatori resistivi, ormai non più impiegati a causa dell'alto valore di attenuazione di passaggio presentato, in commercio oggi sono disponibili dispositivi ibridi ad accoppiamento direzionale e di tipo induttivo. I primi, per il principio stesso del loro funzionamento, presentano un comportamento sensibilmente dipendente dalla frequenza per quanto riguarda l'attenuazione di derivazione, che può risultare inaccettabile in banda I. I secondi manifestano invece una risposta praticamente costante per tutte le frequenze televisive, con un'attenuazione di passaggio leggermente superiore rispetto ai primi.

Le caratteristiche che contraddistinguono il derivatore sono:

- Perdita di passaggio;
- Disaccoppiamento;
- Perdita di prelievo.

### A.3.3 Prese d'utente

Le prese d'utente rappresentano i punti dell'impianto accessibili agli utilizzatori per il collegamento del televisore.

Nell'impianto singolo la presa è diretta, senza attenuazione, e trasferisce direttamente al televisore il segnale della linea di discesa.

Nell'impianto centralizzato, se viene realizzata una distribuzione a nodi, si usano ancora prese dirette non attenuate, singolarmente alimentate da opportuni derivatori inseriti sulle linee principali; in questo caso, è il derivatore a garantire la richiesta separazione tra gli utenti.

Nel caso di una distribuzione con linee passanti, le prese possiedono un morsetto d'ingresso e uno di uscita per la linea principale e contengono internamente gli elementi per la separazione. L'ultima presa della colonna deve essere terminale, deve cioè chiudere la linea principale con la sua resistenza caratteristica, pur mantenendo le proprietà di disaccoppiamento. Ciò viene attuato inserendo una resistenza di  $75\Omega$  in corrispondenza del morsetto di uscita della presa.

La parte elettrica delle prese d'utente ricalca quella dei derivatori e quindi per esse vale quanto detto precedentemente.

Trascurando le prese resistive ormai non più utilizzate, nelle quali il prelievo dalla linea principale veniva fatto per mezzo di un partitore resistivo, quelle reperibili oggi in commercio sono di tipo direzionale o induttivo. Le prime basano il funzionamento sul principio dell'accoppiatore direzionale,

con accoppiamento mutuo realizzato in pratica mediante uno spezzone di linea bifilare, o utilizzando un nucleo di ferrite o ancora per mezzo di due *strip-line* realizzate su circuito stampato. Le prese induttive contengono un piccolo trasformatore con nucleo in ferrite tramite il quale viene prelevata una frazione del segnale in transito, la cui entità è determinata dal rapporto spire tra gli avvolgimenti primario e secondario. La presenza di elementi reattivi e resistivi permette di livellare la risposta in frequenza e migliorare l'adattamento.

Nel caso delle prese direzionali, i morsetti d'entrata e uscita sono chiaramente identificabili, in modo da evitare che vengano connessi erroneamente al cavo di distribuzione.

### A.3.4 Cavo coassiale

Per collegare i vari elementi di un impianto di ricezione TV viene utilizzato un cavo denominato coassiale; in linea generale esso presenta una impedenza di  $75\Omega$ . Questa caratteristica si rivela necessaria per evitare disturbi di qualsiasi genere che si potrebbero verificare se si utilizzassero cavi non schermati o piattine. Il cavo coassiale è formato da due parti:

- un'anima interna di filo di rame;
- una calza, concentrica rispetto al conduttore interno.

I due conduttori sono isolati tra loro mediante una guaina di polietilene (espanso o compatto).

Secondo le norme CEI l'attenuazione in un cavo coassiale non deve superare i 12dB per ogni 100 metri di lunghezza. La sua impedenza deve risultare costante e quindi si deve aver cura di chiudere tutte le colonne montanti di distribuzione con una resistenza di  $75\Omega$  e, inoltre, si devono evitare curve troppo strette.

Infine è da evitare l'installazione nelle stesse condutture e scatole di derivazione di conduttori elettrici e cavi di distribuzione TV; se ciò non risultasse possibile, la tensione deve essere inferiore a 50V.

# Bibliografia

- [1] F. Pigozzo, *Filtri e Induttori.xls*. July 2009.
- [2] S. Bolzonello, "Studio e progettazione di induttori planari per applicazioni a radiofrequenza," December 2008.
- [3] H.A.Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils." *Proceedings of the I.R.E.*, pp. 1398-1400, October 1928.
- [4] S.S.Mohan, M. del Mar Hershenson, S.P.Boyd, and T.H.Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances." *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.34, no.10, October 1999.
- [5] E.B.Rosa, "Calculation of the self-inductances of single-layer coils." *Bull. Bureau Standards*, vol.2, no.2, pp. 161-187, 1906.
- [6] W. K. Chen, *Analog Circuits and devices*. CRC Press, 2003.
- [7] S.S.Mohan, *The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits*. December 1999.
- [8] C.P.Yue, C.Ryu, J.Lau, T.H.Lee, and S.S.Wong, "A physical model for planar spiral inductors on silicon." *IEDM Tech. Dig.*, pp. 155-158, 1996.
- [9] S.Verma and J.M.Cruz, "On-chip inductors and transformers," December 1999. Sun application notes.
- [10] M. Gaggio, "Accoppiamento tra strutture guidanti e accoppiatori in microstriscia," March 2008.
- [11] E. Salerno, "Appunti di microonde." Corso di laurea in Ingegneria delle telecomunicazioni a.a. 2003-04.
- [12] "S-parameter techniques for faster, more accurate network design." Application Note 95-1, Agilent Technologies.

- [13] A.Sutono, A. V. H. Pham, J.Laskar, and W.R.Smith, "Rf/microwave characterization of multilayer ceramic-based mcm technology." *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 22, no. 3, August 1999.
- [14] J.E.Ewen, S.Ponnappalli, and M.Soyuer, "High-q inductors in silicon technology without expensive metalization." United States Patent, September 1994.
- [15] H.W.Swanson, "Development of high reliability planar chip inductors," August 1994.
- [16] A.Deotto, *Manuale degli impianti d'antenna TV e SAT*. CO.EL., 2000.
- [17] C.G.Someda, *Onde Elettromagnetiche*. Utet, 1986.

# Ringraziamenti

Innanzitutto, il primo e doveroso ringraziamento va alla mia famiglia per avermi sostenuto in tutti questi anni di studio e soprattutto nei momenti di difficoltà che la vita, purtroppo, molte volte ci pone innanzi.

Un ringraziamento d'obbligo va al mio relatore, il Prof. Alessandro Sona, in quanto mi ha dato l'opportunità di conoscere una realtà aziendale offrendomi la sua grande disponibilità e la sua costante gentilezza.

Un sentito ringraziamento va al mio correlatore Ing. Tristano Dal Canton, per i suoi consigli e per il bagaglio di conoscenze che mi ha fornito durante il percorso di tesi.

Infine, l'ultimo ringraziamento va a me stesso, per la costanza e l'impegno da sempre profusi nello studio.