



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

Tesi di laurea

Caratterizzazione e
ottimizzazione di un banco di test
per prove EMC irradiate nella
banda 2-6 GHz

Relatore: Prof. Alessandro Sona

Laureando: Francesco Masieri



Sommario

Nell'ultimo decennio si è assistito alla diffusione sempre più massiccia e capillare di sistemi di comunicazione senza fili; tali sistemi occupano le bande di frequenza nei quali operano [1] rischiando di provocare interferenze reciproche e malfunzionamenti. Inoltre la coesistenza di una moltitudine di sistemi che comunicano utilizzando un mezzo condiviso (l'etere) provoca un aumento della complessità del segnale utilizzato e quindi dell'apparecchio di comunicazione [2].

Lo studio della compatibilità elettromagnetica nasce e si evolve per rispondere alle problematiche derivanti dalle precedenti considerazioni: è necessario garantire che un apparecchio sia immune ad un certo livello di disturbo esterno e che esso non sia di disturbo per altri apparecchi. I metodi e gli strumenti utilizzati nello studio della compatibilità elettromagnetica devono quindi evolversi per rispondere alle esigenze di progetto che diventano sempre più complesse.

Lo strumento principale per affrontare un problema dal punto di vista della compatibilità è la misura: è necessario quindi perfezionare le metodologie utilizzate e ricercare nuovi strumenti che siano in grado di descrivere tutti gli aspetti sotto indagine.

Lo studio presenta la realizzazione e l'ottimizzazione di un banco di test per condurre misure nella banda di frequenza 2-6 GHz, l'obiettivo principale è indagare le potenzialità del banco di test utilizzato in un ambiente dalle caratteristiche comuni, in questo caso il laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione.

Nel primo capitolo verranno riprese le esperienze condotte in precedenza che sono considerate il punto di partenza per lo studio intrapreso; nel secondo capitolo si affronta il progetto di un dispositivo che generi un segnale adatto alle esperienze proposte; nel terzo capitolo si descrive il software di simulazione utilizzato nel progetto dei dispositivi; nel quarto capitolo vengono progettati alcuni dispositivi le cui caratteristiche saranno prima simulate e successivamente misurate attraverso il banco di test. Nel quinto capitolo si risolve il problema dell'automazione di una parte delle operazioni di misura; infine nel sesto capitolo vengono presentati i risultati delle misure e si evidenziano le potenzialità del metodo di lavoro utilizzato.

Indice

Sommario	iii
Indice analitico	v
1 Proseguimento del lavoro precedente	2
1.1 Ambiente circostante	2
1.2 Descrizione del banco	3
1.3 Antenna di misura	5
1.4 Strumenti di misura	7
1.5 Prime misure	7
1.6 Effetto delle riflessioni su una parete	11
2 Generazione di segnali oltre 4GHz	17
2.1 Phase Locked Loop	18
2.2 Scelta dei componenti	19
2.3 Calcolo dell' involuppo del segnale d'uscita	20
2.4 Schema elettrico	23
2.5 Layout e pcb	27
2.6 Test e schermatura	31
3 Software di simulazione CST	34
3.1 descrizione dell'ambiente CST	34
3.2 Metodo di calcolo alle differenze finite	35
3.3 presentazione dei risultati	38
4 Progetto degli EUT per le prove	40
4.1 Prima esperienza: piste differenziali	41
4.2 Seconda esperienza: piano di massa	45
4.3 Realizzazione delle basette	49
5 Automazione delle misure	53
5.1 Motivazione e descrizione	53
5.2 Labview	53
5.3 Logica del programma	54
5.4 Interfaccia Gpib	58
5.4.1 Caratteristiche elettriche	58
5.4.2 Interfaccia logica	59
5.5 Realizzazione del sistema automatico	60

6	Misure di potenza irradiata dai pcb	61
6.1	Descrizione del banco di test	62
6.2	Analisi del segnale utilizzato	63
6.3	Posizionamento degli EUT	64
6.4	Confronto tra simulazione e misura	66
6.4.1	Differenze tra EUT loop ed EUT diff	66
6.4.2	Differenze tra EUT moat ed EUT ponti	69
6.4.3	Differenze tra EUT moat ed EUT massa	73
6.5	Incertezza e analisi statistica delle misure	76
7	Conclusioni	81
7.1	Risultati ottenuti	81
7.1.1	Incertezza associata alle misure	81
7.1.2	Semplicità del metodo	82
7.2	Problemi rilevati e sviluppi futuri	82
7.2.1	Potenza ricevuta	82
7.2.2	Allineamento dell' EUT	83
7.2.3	Caratteristiche dell' EUT	83
	Bibliografia	85
	Elenco delle tabelle	87
	Elenco delle figure	89

Capitolo 1

Proseguimento del lavoro precedente

Questo lavoro di tesi si pone come proseguimento e sviluppo del lavoro precedente; il quale si poneva come obiettivo l'ideazione di un banco di test e uno studio preliminare delle potenzialità dello stesso nell'ambito delle misure di potenza a frequenze oltre il GHz.

Lo studio iniziato si basa sull'analisi delle norme in vigore [3] per la valutazione delle emissioni irradiate. La norma presa in esame suggerisce in modo chiaro tutte le caratteristiche che il sito e la strumentazione devono soddisfare per condurre misure che descrivano il fenomeno in esame in modo corretto.

1.1 Ambiente circostante

Le caratteristiche dell'ambiente nel quale si intende eseguire le misure influenzano la misura stessa e dovrebbero rispettare certe caratteristiche; la norma prevede due tipologie di ambiente: la camera anecoica e l'OATS, (Open Area Test Site).

La camera anecoica è in assoluto l'ambiente più adatto per misure di radiofrequenza poiché è una camera di dimensioni adeguate schermata da interferenze esterne e assorbitiva rispetto alle radiazioni interne; la proprietà delle pareti di assorbire le onde incidenti è fondamentale per non creare riflessioni e quindi simulare uno spazio indefinitamente grande e libero da ostacoli. Una struttura con queste caratteristiche è molto onerosa in termini di progettazione, costo di realizzazione, manutenzione e uso; per questo un'alternativa ragionevole è di mettersi letteralmente in uno spazio aperto in ogni direzione per un raggio molto grande; ovviamente anche questo scenario pone dei limiti in quanto spazi del genere sono molto rari, spesso si trovano in luoghi isolati e difficilmente raggiungibili ed essendo all'aperto si è sempre vincolati alle condizioni meteorologiche.

Si rende quindi ragionevole la ricerca di un metodo e degli strumenti per fare misure in un ambiente più comodo, meno oneroso e meno soggetto a vincoli, pur mantenendo un certo livello di precisione e attendibilità dei risultati.

1.2 Descrizione del banco

La norma definisce le dimensioni del sito, le posizioni degli oggetti coinvolti nella misura (antenna di misura, dispositivo sotto test, strumenti di misura e operatore) e la possibilità o meno di accettare sorgenti di disturbo esterne e in quale entità. Le dimensioni e le distanze sono funzione della minima frequenza coinvolta nella misura poiché le principali relazioni che descrivono il comportamento di un campo elettromagnetico valgono a distanza *grande*, dove con grande si intende una distanza maggiore di alcune lunghezze d'onda, regione in cui si assume che le componenti elettriche e magnetiche del campo siano perpendicolari tra loro, entrambe si sviluppino su piani perpendicolari alla direzione di propagazione del campo e che ci sia proporzionalità diretta tra i valori di campo elettrico e magnetico per ogni dato istante temporale e posizione spaziale, questa zona dello spazio viene chiamata *campo lontano*. Per quanto riguarda le sorgenti di disturbo esterne nella norma si chiede che la regione in cui si operano le misure e una certa area circostante siano prive di sorgenti di campo elettromagnetico e siano prive di oggetti che possano interagire con il campo in modo da evitare fenomeni di riflessione delle onde, di rifrazione e assorbimento.

Seguendo le indicazioni della norma si è operata una scalatura delle misure minime dichiarate in modo da dimensionare un ambiente adatto alle misure nel range di frequenza scelto, che in questo caso è 2-6 GHz. Il banco di misura è stato realizzato seguendo le precedenti indicazioni: esso è composto da un piano metallico sopra il quale vengono posizionate l'antenna e l'oggetto sotto test (*Device Under Test*); il piano metallico ha la funzione di isolare gli oggetti sovrastanti dall'ambiente sottostante cosicché si possano considerare ininfluenti gli oggetti sotto al banco stesso. Il piano metallico inoltre presenta caratteristiche elettromagnetiche ben definite e non influenzabili dalle condizioni dell'ambiente nel quale ci si trova, esso offre quindi una condizione precisa e riproducibile anche quando si cambia ambiente od operatore; infine il piano metallico è approssimabile con un errore minima ad un piano elettrico perfetto rendendo lo studio delle riflessioni di un'onda elettromagnetica semplice ed affidabile. Si è scelto di usare alluminio come materiale il piano date le sue buone caratteristiche elettriche, la sua leggerezza e la facile reperibilità.

Sopra al piano vengono posizionate l'antenna e l'EUT sollevandoli dal piano metallico attraverso due treppiedi di legno multistrato, in questo caso la scelta è ricaduta sul multistrato date la sua facile lavorabilità, la robustezza e la scarsa interazione con i campi elettromagnetici. I treppiedi possono essere posizionati in ogni punto del piano.

Il piano metallico può essere appoggiato sopra qualsiasi struttura di dimensioni adeguate a sostenerlo, in questo caso è stato appoggiato sopra due scrivanie.

Le misure del piano e dei treppiedi sono state scelte scalando le dimensioni suggerite dalla norma per un oats di un fattore $2/3$; in questo modo il banco si considera adatto per frequenze oltre 2 GHz. Le misure del banco sono di 3x1 metri e i treppiedi sono alti 67 cm.

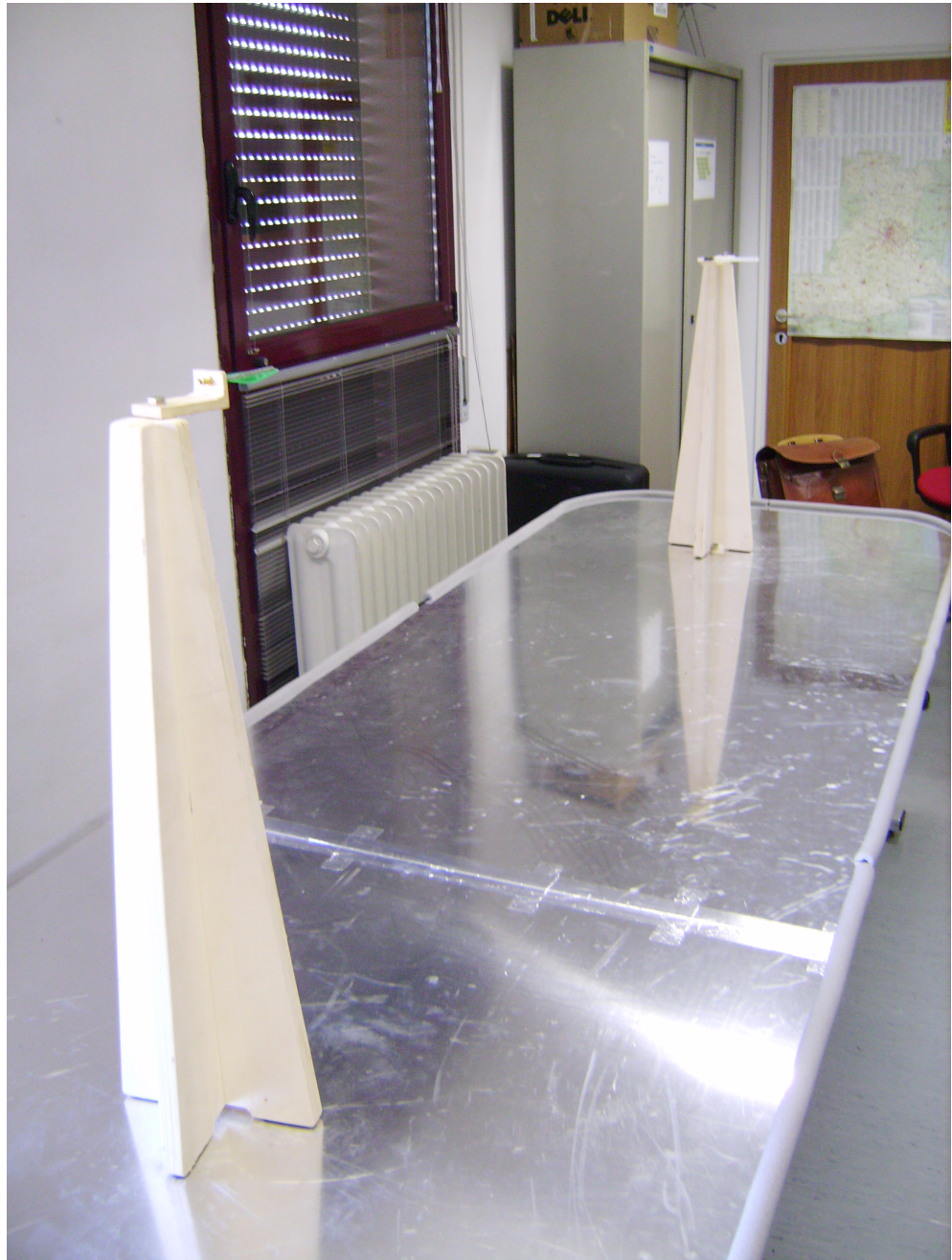


Figura 1.1: Banco di misura in laboratorio

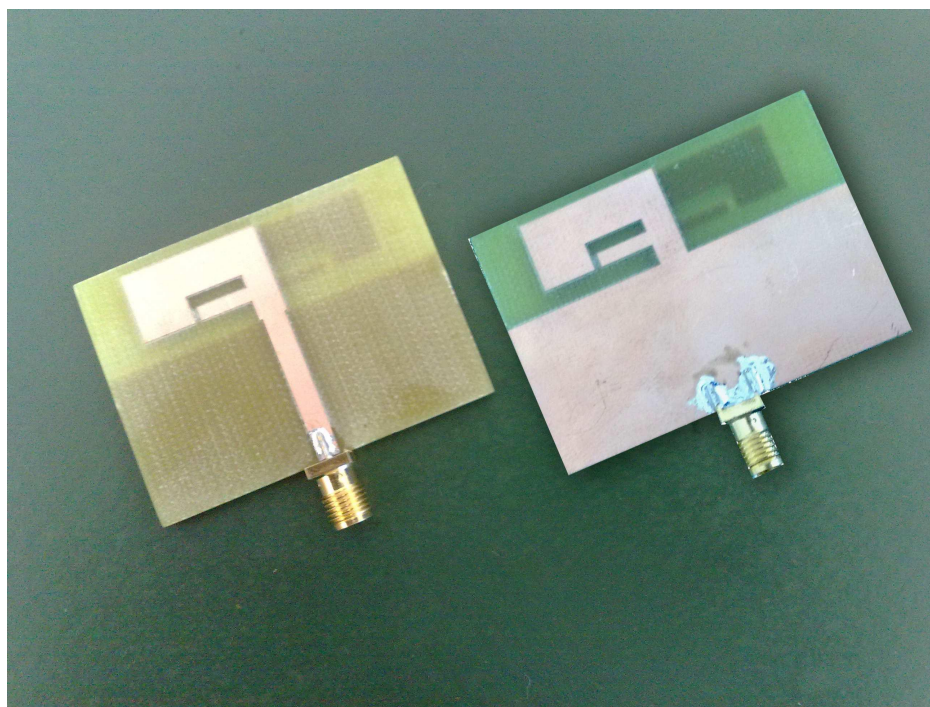
1.3 Antenna di misura

Lo studio precedente si è occupato di scegliere la migliore antenna di misura possibile per lo scopo; per prima cosa l'antenna deve avere una banda sufficientemente ampia per coprire l'intervallo di frequenza scelto, una seconda caratteristica apprezzabile è che l'antenna abbia un buon rapporto fronte/retro, cioè che il guadagno della stessa lungo la direzione di massimo sia molto maggiore del guadagno nelle altre direzioni in particolare nella direzione opposta, cioè l'antenna deve essere molto sensibile se puntata verso l'EUT e poco sensibile verso altre sorgenti di segnale che non siano l'EUT, infine si vuole che il guadagno e il diagramma di radiazione varino poco in funzione della frequenza in modo da semplificare notevolmente le considerazioni sulle misure.

Accettate le considerazioni precedenti sono state selezionate due tipologie di antenne candidate ad un'analisi più approfondita: il dipolo stampato su pcb con riflettore e l'antenna log-periodica stampata su pcb; ci si è concentrati su antenne stampate su pcb per la loro robustezza e semplicità di realizzazione, inoltre si è potuta sfruttare la fresa per circuiti stampati in dotazione al dipartimento per una realizzazione rapida e precisa. Le due tipologie di antenne hanno caratteristiche intrinsecamente diverse [4], mentre il dipolo si adatta bene per lavorare ad una sola frequenza l'antenna logperiodica viene progettata appositamente per avere una banda estremamente elevata, di contro la progettazione di un'antenna a larga banda presuppone conoscenze tutt'altro che banali, mentre un dipolo è di facile progettazione e studio [5]. E' stata fatta una ricerca bibliografica sulle varianti del dipolo per cercare di allargare la banda nella quale potesse essere utilizzato mantenendo un buon compromesso tra semplicità e prestazioni [6]; la ricerca ha portato a scegliere un dipolo adatto a lavorare in due bande di frequenza differenti: 2.45 e 5.8 GHz. L'antenna è stata prima simulata attraverso il software CST Microwave Studio, le prestazioni si sono rivelate buone e sono stati realizzati diversi esemplari.

Per quanto riguarda l'antenna logperiodica le considerazioni sono state differenti: l'obiettivo del lavoro precedente non è lo studio e la progettazione di un'antenna, e considerando l'onerosità del progetto di un dispositivo a larga banda si è optato per l'utilizzo di un'antenna già adatta agli scopi preposti. La ricerca si è conclusa con l'acquisto di due esemplari di antenne costruite da un progettista inglese [7] attivo in quest'ambito da molto tempo e quindi in possesso di un'ottima esperienza in materia [8].

L'antenna acquistata ha una banda dichiarata che si estende da 2 a 11 GHz; dagli esemplari in possesso si è ricavato un modello CST per permettere uno studio simulato; le simulazioni hanno confermato in parte le prestazioni dell'antenna; è doverosa però una precisazione: sebbene il modello dell'antenna fosse fedele alla realtà ci si è accorti che i risultati della simulazione si scostano dai valori misurati, la discrepanza è da attribuire in gran parte alla natura intrinseca di una simulazione che è capace di stimare il comportamento un sistema reale compiendo però delle approssimazioni; queste ultime risiedono sia sul modello di partenza che nel calcolo [9] (CST è un software di simulazione agli elementi finiti, per il momento non si hanno a disposizione strumenti per lo studio di una struttura radiante che dia risultati in forma



chiusa). In figura 1.3 si vede il confronto tra il parametro S_{11} del dipolo simulato e misurato: per prima cosa si nota che la banda non è estesa a tutto il range di frequenze di interesse ma è concentrata nell'intorno delle due frequenze per le quali il dipolo è stato progettato, cioè a 2.45 GHz e 5.8 GHz; si nota inoltre che al crescere della frequenza la simulazione si discosta dalla realtà, questo comportamento non stupisce data la natura della simulazione. In figura 1.4 si può vedere il confronto tra il parametro S_{11} dell'antenna logperiodica misurato e simulato, anche qui si nota che i due comportamenti sono simili soprattutto per frequenze basse e si discostano al crescere della frequenza. La differenza crescente tra simulazione e misura al crescere della frequenza si spiega ricordando che il software di simulazione discretizza lo spazio in una matrice tridimensionale di elementi chiamata mesh; dato che la mesh una volta calcolata è la stessa al crescere della frequenza gli elementi vengono visti come se fossero sempre più grandi poichè la lunghezza della radiazione diminuisce.

In ogni caso i risultati della simulazione si adattano piuttosto bene alle misure delle stesse grandezze compiute sull' antenna, si sceglie quindi di considerare attendibili i risultati del simulatore anche rispetto a grandezze non misurabili; nello specifico si è misurato e simulato il return loss o S_{11} dell'antenna, mentre si considera valido il diagramma di radiazione simulato poichè non si è in grado con gli strumenti a disposizione di misurare questa caratteristica. In figura 1.5 viene riportato il diagramma di radiazione dell'antenna logperiodica disposta orizzontalmente per la frequenza di 2.45GHz.

Le simulazioni e le misure delle due antenne hanno evidenziato le superiori caratteristiche della log-periodica che è diventata l'antenna di misura per lo studio precedente, quello attuale e probabilmente per i successivi.

L'antenna log-periodica ha evidenziato un ottimo adattamento di impedenza in tutta la banda (l'antenna è stata caratterizzata da 2 a 15 GHz dimostrando un S_{11} minore di -10dB fino a 8.7 GHz), un guadagno piuttosto piatto da

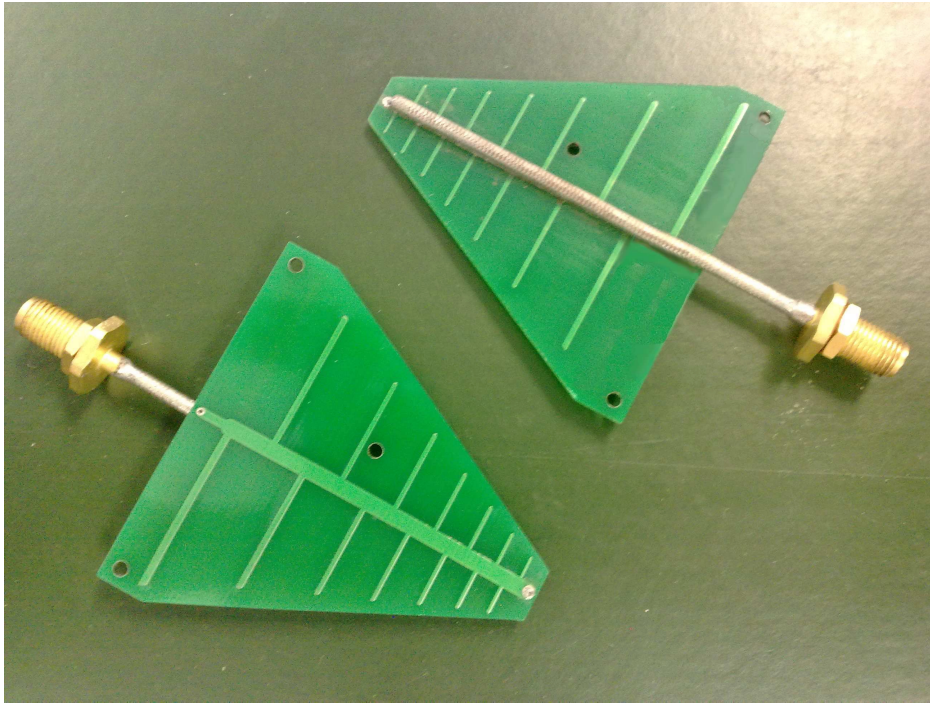


Figura 1.2: foto dell'antenna logperiodica acquistata

2.5 a 6 GHz e un ottimo rapporto fronte/retro, con il guadagno del massimo lobo non principale di -26 dB dB, si ricorda che l'S11 è stato misurato mentre il diagramma di radiazione, il guadagno e il rapporto fronte/retro sono risultato di simulazioni.

1.4 Strumenti di misura

La norma di riferimento specifica le caratteristiche degli strumenti utilizzati nelle misure; in questa fase di messa a punto del banco e dei metodi di prova non è utile rispettare le indicazioni della norma in quanto l'obiettivo è di mettere a punto il banco, non di eseguire effettivamente delle misure valide in senso assoluto, quindi gli strumenti usati e il loro setup sono scelti con criteri differenti.

In particolare nel precedente lavoro sono stati usati un generatore di segnali e un analizzatore di spettro in dotazione al laboratorio EMC; il generatore è uno strumento della serie ESG di Agilent, è capace di generare modulazioni analogiche e digitali fino alla frequenza di 4GHz, ma nel caso in esame ci si è limitati a generare un segnale non modulato a frequenza di 2.5 GHz.

L'analizzatore di spettro è della serie ESA di Agilent, è uno strumento supereterodina con banda fino a 26GHz, nel caso in esame è stato usato per misure di potenza a banda stretta.

1.5 Prime misure

Per continuare il lavoro precedente è stato necessario prima prendere confidenza con il banco di misura e con il metodo utilizzato, per questo sono state

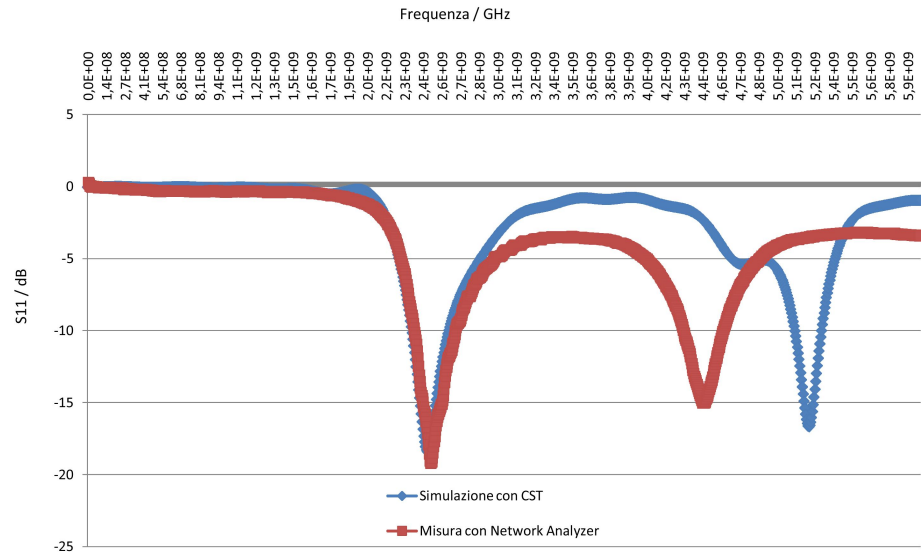


Figura 1.3: confronto tra S11 misurato e simulato per l' antenna a dipolo

rifatte tutte le misure esattamente come descritto nella precedente tesi. Il banco è stato allestito in laboratorio EMC, posizionato sopra due scrivanie, distante 1.98 metri da una parete e 0.9 metri dall' altra; sopra al banco sono stati posizionati i due treppiedi con le due antenne logperiodiche, la prima antenna è stata alimentata con il generatore e l'altra connessa all' analizzatore di spettro, il tutto mediante 2 cavi tipo RG223 lunghi circa 2 metri intestati con connettori SMA. Il generatore è stato impostato per generare una frequenza di 2.5 GHz con potenza di -10dBm; l'analizzatore è stato centrato a frequenza di 2.5 GHz, span di 10MHz e ResBw di 100kHz; inoltre le misure sono state mediate su 100 campioni. Le antenne sono state poste a distanza di 1.8 metri e allineate in modo che ognuna puntasse verso l'altra, lo scopo di queste misure è di verificare la ripetibilità del fenomeno, in questo caso della semplice trasmissione del segnale generato, allestendo e smontando il banco; per fare ciò sono state eseguite diverse serie di misure smontando e rimontando i treppiedi, scambiandoli di posto, staccando e riconnettendo i cavi, scambiando e riallineando le antenne; sono state ripetute le misure con polarizzazione orizzontale e verticale delle antenne, sia con il dipolo che con l'antenna logperiodica e con le antenne polarizzate in modo opposto, cioè una verticale e una orizzontale. Con i valori misurati si è calcolata la media e la deviazione standard, si riportano ora i risultati delle esperienze.

Si nota che nonostante i supporti, le antenne e i cavi siano stati smontati e invertiti la potenza ricevuta ha una deviazione standard molto contenuta, da qui la conclusione che il banco è stato assemblato con cura e il suo uso non incide sul fenomeno osservato. Questa considerazione vale per entrambe le polarizzazioni, ciò nonostante nella situazione in cui le antenne sono verticali la deviazione standard è maggiore rispetto alla situazione di polarizzazione orizzontale: la spiegazione è da ricercarsi nella maggiore difficoltà dell'allineamento delle antenne sul piano verticale e nelle diversa forma del diagramma di radiazione orizzontale e verticale.

Si riportano ora i risultati delle prove di ripetibilità condotti con il dipolo, sempre per polarizzazione orizzontale e verticale:

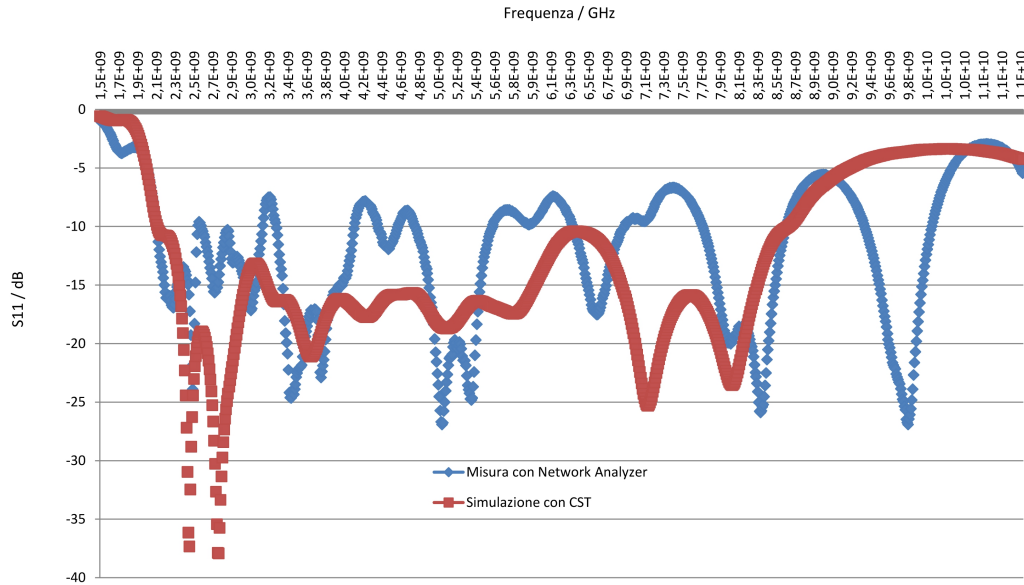


Figura 1.4: confronto tra S_{11} misurato e simulato per l' antenna logperiodica

situazione	Potenza ricevuta
scambio cavi	-50.3 dBm
scambio cavi	-50.77 dBm
scambio cavi	-50.4 dBm
scambio supporti	-50.38 dBm
scambio supporti	-50.35 dBm
scambio supporti	-50.28 dBm
scambio antenne	-50 dBm
scambio antenne	-50.12 dBm
scambio antenne	-50.08 dBm
scambio supporti e cavi	-50.66 dBm
scambio supporti e cavi	-50.27 dBm
scambio supporti e cavi	-50.2 dBm
scambio antenne e cavi	-50.09 dBm
scambio antenne e cavi	-50.25 dBm
scambio antenne e cavi	-50.12 dBm
media	deviazione standard
-50.28 dBm	0.21 dBm

Tabella 1.1: logperiodica orizzontale

Anche in questo caso si nota che la dispersione dei risultati dovuta allo scambio dei supporti, delle antenne e dei cavi è piuttosto contenuta, si nota però che l'uso del dipolo porta ad una deviazione standard maggiore rispetto all'uso dell'antenna logperiodica; si nota infine che anche usando il dipolo la deviazione standard aumenta nel caso di polarizzazione verticale rispetto a quella orizzontale: si attribuisce questo risultato sia alla maggiore difficoltà di allineamento delle antenne quando sono disposte verticalmente, sia al diagramma di radiazione che è meno direttivo sul piano verticale. Le misure appena descritte suggeriscono di utilizzare l'antenna logperiodica

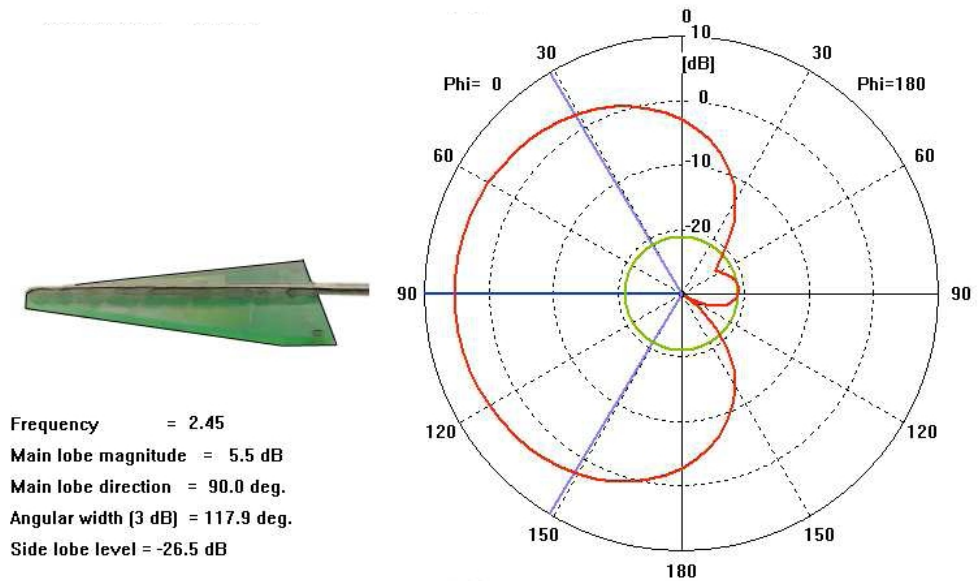


Figura 1.5: diagramma di radiazione simulato dell'antenna logperiodica

situazione	Potenza ricevuta
scambio cavi	-58.01 dBm
scambio cavi	-59.4 dBm
scambio cavi	-58.3 dBm
scambio supporti	-58.99 dBm
scambio supporti	-58.8 dBm
scambio supporti	-58.65 dBm
scambio antenne	-58.65 dBm
scambio antenne	-58.86 dBm
scambio antenne	-58.91 dBm
scambio supporti e cavi	-59.04 dBm
scambio supporti e cavi	-58.72 dBm
scambio supporti e cavi	-59.3 dBm
scambio antenne e cavi	-58.12 dBm
scambio antenne e cavi	-58.3 dBm
scambio antenne e cavi	-58.33 dBm
media	deviazione standard
-58.69 dBm	0.41 dBm

Tabella 1.2: logperiodica verticale

che dimostra di contribuire all'incertezza del risultato in maniera più contenuta rispetto al dipolo, e di usarla in polarizzazione orizzontale se non ci sono altri motivi per utilizzarla in polarizzazione verticale.

D'ora in avanti il metodo seguito per indagare i fenomeni non conosciuti riguardo l'uso del banco sarà proprio questo, cioè si indagherà un solo aspetto del problema alla volta con lo scopo di stabilire se la variazione della condizione osservata incide sul risultato della misura e in che peso.

situazione	Potenza ricevuta
scambio cavi	-45.28 dBm
scambio cavi	-45.22 dBm
scambio cavi	-45.6 dBm
scambio supporti	-44.62 dBm
scambio supporti	-44.8 dBm
scambio supporti	-44.8 dBm
scambio antenne	-45.79 dBm
scambio antenne	-44.85 dBm
scambio antenne	-45.76 dBm
scambio supporti e cavi	-46.62 dBm
scambio supporti e cavi	-45.58 dBm
scambio supporti e cavi	-45.95 dBm
scambio antenne e cavi	-45.3 dBm
scambio antenne e cavi	-46.65 dBm
scambio antenne e cavi	-45.22 dBm
media	deviazione standard
-45.46 dBm	0.59 dBm

Tabella 1.3: dipolo orizzontale

situazione	Potenza ricevuta
scambio cavi	-51.54 dBm
scambio cavi	-51.37 dBm
scambio cavi	-52.07 dBm
scambio supporti	-51.46 dBm
scambio supporti	-50.6 dBm
scambio supporti	-51.08 dBm
scambio antenne	-52.45 dBm
scambio antenne	-51.35 dBm
scambio antenne	-52.33 dBm
scambio supporti e cavi	-51.15 dBm
scambio supporti e cavi	-51.7 dBm
scambio supporti e cavi	-53.29 dBm
scambio antenne e cavi	-52.05 dBm
scambio antenne e cavi	-52 dBm
scambio antenne e cavi	-51.78 dBm
media	deviazione standard
-51.75 dBm	0.66 dBm

Tabella 1.4: dipolo verticale

1.6 Effetto delle riflessioni su una parete

L'ambiente che ospita il banco di misura non ha le caratteristiche richieste dalla norma non essendo nè una camera anecoica nè un OATS; l'ambiente quindi influenzerà le misure riflettendo il segnale in modo difficilmente prevedibile [10] [11]; ciò nonostante è utile quantificare l'effetto delle riflessioni

come se fossero un'incertezza sulla misura in quanto non è desiderabile essere vincolati alle caratteristiche dell'ambiente; se si cambia ambiente o posizione del banco all'interno della stessa stanza è necessario che la misura condotta non perda di validità; si considera quindi l'effetto dell'ambiente come un'incertezza in modo da svincolare i risultati ottenuti dall'ambiente nel quale li si è ottenuti.

Si è scelto di concentrare l'analisi sulla parete verticale parallelo al banco di misura poichè è l'oggetto più vicino al banco capace di influenzarne il comportamento; anche gli altri oggetti presenti nel laboratorio influenzano i risultati delle misurazioni ma per caratterizzare in maniera dettagliata l'interazione tra l'oggetto e la misura è necessario concentrare l'analisi su un solo oggetto per volta. Il metodo consiste nel variare una grandezza e valutare l'effetto della variazione sulla misura, in particolare per la parete si varia la distanza tra essa e il banco, la parete riflette parte del segnale che va ad interferire sull'antenna ricevente con il segnale che arriva in linea retta dall' EUT, ci si aspetta quindi un' interferenza costruttiva o distruttiva in funzione della distanza della parete.

I fenomeni di interferenza avvengono quando due onde della stessa frequenza si sommano tra loro con una certa differenza di fase, se l'interferenza è dovuta alla differenza di cammino tra i percorsi delle due onde la fase è funzione della differenza di cammino tramite la relazione:

$$\phi_1 = \left(\frac{2\pi}{\lambda} (l_1 - l) \right) \quad (1.1)$$

con l e l_1 le lunghezze dei due percorsi; per evidenziare che l'interferenza è funzione della distanza tra il banco e il muro, e per valutare l'effetto dell'interferenza qualsiasi sia l'angolo, è necessario far variare la distanza di un valore sufficientemente ampio per coprire almeno un giro completo; si è fatta variare quindi la distanza tra un minimo di 50cm ad un massimo di 66cm. Con il teorema di Pitagora si calcola la lunghezza del cammino riflesso sul muro che risulta rispettivamente di 269,75 cm e 294,25 cm; la differenza di fase associata al percorso riflesso nel caso minimo e massimo è quindi:

$$\phi_{1m} = \left(\frac{2\pi}{12} (269.75 - 181) \right) \quad (1.2)$$

$$= 14.79\pi \quad (1.3)$$

$$\phi_{1M} = \left(\frac{2\pi}{12} (294.25 - 181) \right) \quad (1.4)$$

$$= 18.87\pi \quad (1.5)$$

La differenza di fase tra i due casi è di circa 4π , quindi ci si aspetta che l'andamento della potenza ricevuta sia periodico e che si possano apprezzare due periodi interi nei quali la potenza aumenta e diminuisce.

Il setup per la misura prevede l'uso delle due antenne logperiodiche utilizzate con polarizzazione orizzontale; le due antenne sono puntate una verso l'altra, collegate una al generatore e una all'analizzatore con due cavi intestati SMA-SMA, l'antenna collegata al generatore ha la funzione di simulare l'EUT mentre quella connessa all' analizzatore è l'antenna di misura; le due antenne sono sorrette dai due treppiedi utilizzati in precedenza e posizionate

a 181 cm l'una dall'altra. Le impostazioni degli strumenti sono quelle utilizzate in precedenza: la potenza trasmessa è di -10dBm , la frequenza di 2.5GHz , lo span dell'analizzatore è stato impostato a 10MHz e le misure sono state mediate su 100 campioni.

La distanza del banco dalla parete è stata misurata in punti diversi del banco per assicurarsi che il bordo del piano metallico fosse parallela alla parete; la distanza è stata aumentata di un centimetro alla volta partendo da un minimo di 50cm arrivando ad una distanza massima di 66cm , ad ogni step si è misurata la potenza ricevuta. La prova è stata ripetuta in tre giorni diversi sempre nelle stesse condizioni; la prova è stata fatta sia con le antenne log-periodiche polarizzate orizzontalmente che verticalmente; in tabella 1.5 sono riportati i risultati della misura con le antenne orizzontali.

distanza	1 misura	2 misura	3 misura	media
50 cm	-52.2 dBm	-50.68 dBm	-51.36 dBm	-51.41 dBm
51 cm	-51.55 dBm	-49.32 dBm	-50.86 dBm	-50.91 dBm
52 cm	-51.1 dBm	-49.9 dBm	-49.72 dBm	-50.24 dBm
53 cm	-50.75 dBm	-50.03 dBm	-49.85 dBm	-50.21 dBm
54 cm	-50.95 dBm	-50 dBm	-49.89 dBm	-50.28 dBm
55 cm	-51.1 dBm	-50.48 dBm	-50.3 dBm	-50.63 dBm
56 cm	-51.25 dBm	-50.74 dBm	-50.55 dBm	-50.84 dBm
57 cm	-50.9 dBm	-50.5 dBm	-50.63 dBm	-50.68 dBm
58 cm	-50.8 dBm	-49.86 dBm	-50.37 dBm	-50.34 dBm
59 cm	-50.1 dBm	-49.95 dBm	-50.09 dBm	-50.05 dBm
60 cm	-50.25 dBm	-50.79 dBm	-50.3 dBm	-50.45 dBm
61 cm	-50.65 dBm	-51.56 dBm	-51.05 dBm	-51.08 dBm
62 cm	-51.25 dBm	-52.06 dBm	-51.88 dBm	-51.73 dBm
63 cm	-52.02 dBm	-52.38 dBm	-52.76 dBm	-52.39 dBm
64 cm	-52.1 dBm	-52.31 dBm	-53.1 dBm	-52.50 dBm
65 cm	-51.8 dBm	-51.31 dBm	-52.45 dBm	-51.85 dBm
66 cm	-51.3 dBm	-50.01 dBm	-51.67 dBm	-50.99 dBm

Tabella 1.5: potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete

In figura 1.6 si riporta il grafico dei valori di potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete:

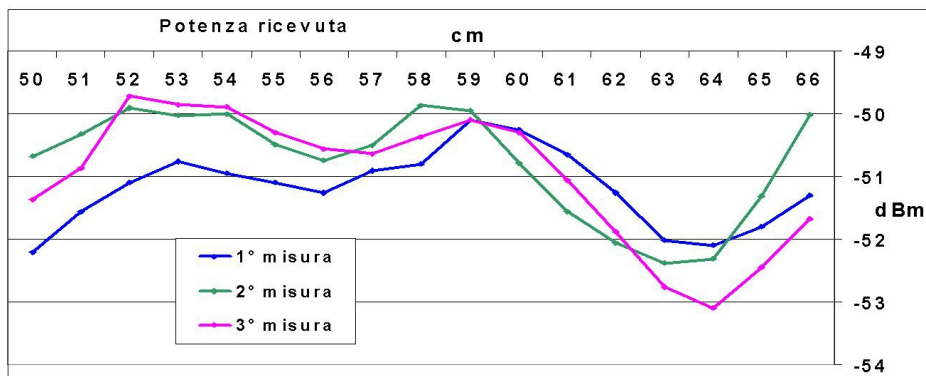


Figura 1.6: andamento delle potenze ricevute in funzione della distanza

Come si può notare dal grafico l'andamento delle potenze ricevute è chiaramente influenzato dalla distanza dalla parete, e anzi l'andamento ricalca quello di due periodi di una senoide come ci si aspettava, si nota inoltre che per la medesima distanza dalla parete i valori misurati nei diversi momenti variano in media di poco, ciò conferma la ripetibilità delle misure a condizione di mettersi con il banco nella stessa posizione. Per quanto riguarda l'influenza della distanza dalla parete si calcola la media e la deviazione standard per tutte le misure eseguite:

media	deviazione standard	valore minimo	valore massimo
-50.97 dBm	0.86 dBm	-53.1 dBm	-49.72 dBm

Tabella 1.6: media, deviazione standard, valori minimo e massimo in funzione della distanza dal muro

La deviazione standard è molto più alta rispetto al caso in cui il banco non è stato spostato, tuttavia è un risultato trovato ha una grande importanza poichè indica che anche se si sposta il banco e non si tiene conto dell'effetto delle riflessioni sugli oggetti vicini l'errore che si introduce è poco inferiore ad 1 dB, infine se si considerano i valori estremi (il massimo e i minimo) ci si accorge che tutte le misure cadono dentro una fascia di incertezza di ± 2 dB.

La serie di misure viene ripetuta con lo stesso procedimento per l'antenna logperiodica in polarizzazione verticale: anche in questo caso le misure sono state ripetute in 3 giorni diversi con lo stesso setup; il banco è stato allineato al muro e spostato di un centimetro per volta. In tabella 1.7 si riassumono i risultati delle prove e si calcola la media delle tre misure per ogni variazione della distanza dalla parete:

distanza	1 misura	2 misura	3 misura	media
50 cm	-53.6 dBm	-53.2 dBm	-53.44 dBm	-53.41 dBm
51 cm	-54.75 dBm	-53.73 dBm	-54.38 dBm	-54.29 dBm
52 cm	-54.75 dBm	-54.8 dBm	-55.02 dBm	-54.86 dBm
53 cm	-54.13 dBm	-54 dBm	-53.95 dBm	-54.03 dBm
54 cm	-53.85 dBm	-53.06 dBm	-53.39 dBm	-53.43 dBm
55 cm	-53 dBm	-53.25 dBm	-53.08 dBm	-53.11 dBm
56 cm	-53.98 dBm	-52.95 dBm	-53.53 dBm	-53.49 dBm
57 cm	-54.55 dBm	-53 dBm	-53.5 dBm	-53.68 dBm
58 cm	-55.8 dBm	-54 dBm	-54.8 dBm	-54.87 dBm
59 cm	-58.3 dBm	-55.5 dBm	-57.16 dBm	-56.99 dBm
60 cm	-57.25 dBm	-56 dBm	-56.71 dBm	-56.65 dBm
61 cm	-55.52 dBm	-54.78 dBm	-55.35 dBm	-55.22 dBm
62 cm	-54.8 dBm	-53.62 dBm	-54.04 dBm	-54.27 dBm
63 cm	-53.15 dBm	-52.55 dBm	-52.58 dBm	-52.76 dBm
64 cm	-53 dBm	-51.88 dBm	-52.58 dBm	-52.49 dBm
65 cm	-53.38 dBm	-52.35 dBm	-52.67 dBm	-52.8 dBm
66 cm	-55 dBm	-54.28 dBm	-54.44 dBm	-54.57 dBm

Tabella 1.7: potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete

in figura 1.7 sono stati graficati i valori di potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete:

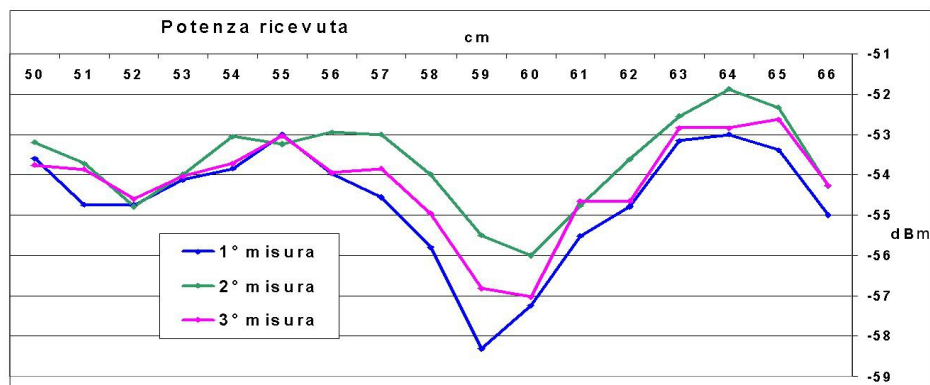


Figura 1.7: andamento delle potenze ricevute in funzione della distanza

Anche in questo caso il grafico evidenzia una chiara relazione tra la distanza del banco dalla parete e la potenza ricevuta dall'antenna di misura, relazione che si spiega con l'interferenza tra le onde che giungono all' antenna attraverso cammini diversi; nella serie di misure con antenna verticale le misure nei diversi giorni per la medesima distanza sono distribuite in un intervallo

maggiore, segno che il sistema è più sensibile alle variazioni delle condizioni al contorno, questa osservazione conferma i risultati ottenuti in precedenza e riassunti in tabella 1.2; ora si calcola la media e la deviazione standard dell'intera popolazione di misure, e si evidenziano i valori minimo e massimo:

media	deviazione standard	valore minimo	valore massimo
-54.17 dBm	1.34 dBm	-58.3 dBm	-51.88 dBm

Tabella 1.8: media, deviazione standard, valori minimo e massimo in funzione della distanza dal muro

In questo caso la deviazione standard è molto maggiore rispetto alle misure condotte con antenna orizzontale, e come si nota dai valori minimo e massimo la popolazione di misure è distribuita in una fascia di incertezza molto più ampia, dell'ordine di ± 3.2 dB.

L'indicazione che si trae dalle serie di misure effettuate è di utilizzare l'antenna in polarizzazione orizzontale per limitare l'incertezza, se ciò non fosse possibile è stata stimata l'incertezza associabile ad una misura con antenna verticale accettando la variazione di posizione del banco; nel caso in cui il banco e tutti gli oggetti vengano mantenuti sempre nelle stesse posizioni le incertezze a cui fare riferimento sono riportate nelle tabelle 1.1 e 1.2.

Capitolo 2

Generazione di segnali oltre 4GHz

La necessità di indagare il comportamento del sistema appena messo a punto spinge a cercare un nuovo modo per generare segnali; infatti l'uso del generatore del laboratorio limita il campo di frequenze fino a 4GHz, limite che si vuole superare. Inoltre la ricerca di una soluzione per generare segnali a radiofrequenza avvicina lo studio precedente ad un caso realistico, in quanto la sostituzione del generatore con un altro oggetto che irradia approssima meglio un tipico EUT in prova.

I vantaggi che si ottengono nel sostituire il generatore con un oggetto piccolo che irradia sono molteplici; vengono qui discussi in breve i principali:

- si approssima uno scenario realistico
- si può estendere lo studio a frequenze più alte
- si evita l'uso del generatore e del cavo che lo connette all' EUT (ci possono essere fenomeni di irradiazione dal cavo non previsti)
- il dispositivo può essere simulato e poi misurato, instaurando un confronto tra risultati di una simulazione e misure
- si possono applicare le regole della compatibilità elettromagnetica al dispositivo in fase di progetto così da confrontare scelte corrette e scelte meno attente al problema delle emissioni irradiate

Ci sono diversi modi per generare un segnale ad alta frequenza più o meno complessi e costosi, il costo e l'impegno necessari sono proporzionali alle prestazioni del circuito; alcune tipologie di circuito possono essere basate su:

- oscillatori in catena aperta alla frequenza desiderata
- oscillatori in catena aperta a frequenza più bassa che producano un elevato numero di armoniche
- oscillatori basati su cristalli YIG (Yttrium Iron Garnet)
- sintetizzatori del tipo DDS (Direct Digital Synthesis)
- oscillatori quarzati che generino un elevato contenuto armonico

- PLL (Phase Locked Loop)

Si escludono subito i sintetizzatori DDS per la complessità di progetto, e gli oscillatori YIG per il costo e la difficile reperibilità; le restanti tipologie restano delle possibili scelte poichè sono basate sull' uso di componenti di dimensioni e costo molto contenuto.

Nel capitolo precedente si è fatto cenno a misure a banda stretta, il motivo della scelta risiede nel fatto di poter abbassare il rumore di fondo misurato dall' analizzatore usando un filtro a frequenza intermedia molto stretto; l'uso di un filtro stretto obbliga ad usare segnali molto stabili in frequenza, quindi oscillatori non retroazionati sono da escludersi. Per quanto riguarda le due ultime tipologie rimaste è necessario ricordare che gli oscillatori basati su quarzo possono essere usati per generare segnali dell'ordine di decine di MHz, generare quindi segnali con un contenuto armonico che si estende fino a diversi GHz diventerebbe piuttosto sconveniente. La scelta naturale quindi porta a concentrarsi su un *anello ad aggancio di fase* o *PLL*.

2.1 Phase Locked Loop

Un anello ad aggancio di fase (*Phase Locked Loop*) è una tipologia di circuito che sfrutta le proprietà della retroazione negativa per stabilizzare la frequenza del segnale generato senza che l'oscillatore sia stabile per sua natura [12]; in questo modo si coniugano le qualità di un oscillatore libero che può arrivare a generare frequenze molto alte con la stabilità di un riferimento a frequenza molto più bassa di quella desiderata.

Con riferimento allo schema a blocchi di figura 2.1 si descrive il funzionamento dettagliato:

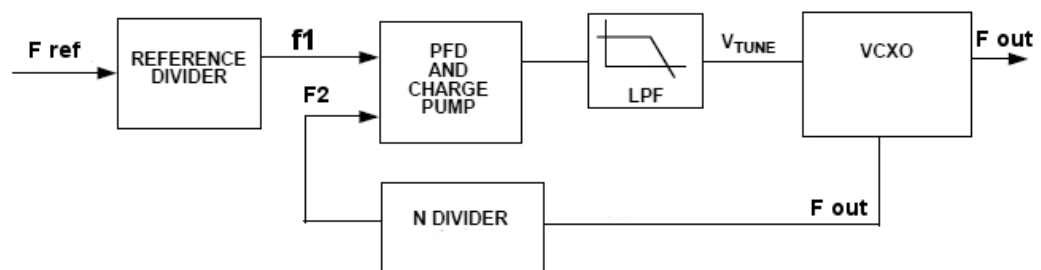


Figura 2.1: Schema a blocchi di un pll

Si supponga di confrontare i segnali $F1$ e $F2$ di figura per ottenere un segnale proporzionale alla differenza di frequenza tra i due; il confronto può essere fatto moltiplicando i due segnali tra loro e filtrando il segnale risultante con un filtro passa basso; l'uscita del filtro è un segnale proporzionale all' errore della frequenza $F2$ rispetto al riferimento $F1$; questo segnale di errore comanda un oscillatore controllato in tensione, cioè la frequenza di oscillazione dell' uscita è funzione della tensione di ingresso; ora il segnale $F2$ ha frequenza $1/N$ la frequenza di uscita poichè tra F_{out} e $F2$ è inserito un blocco che divide F_{out} per N , quando il sistema raggiunge l'equilibrio risulta quindi $F1 = F2$ e $F_{out} = N * F1$. In questo modo l'uscita F_{out} è agganciata a $F1$ e quindi ha la stessa stabilità, al tempo stesso F_{out} è multipla di $F1$ di

un valore N a piacere.

Un secondo divisore tra F_{ref} e F_1 aumenta la risoluzione con cui F_{out} può essere generata partendo da F_1 , infatti in questo caso vale la relazione $F_{out} = F_{ref} * N / R$; infine grazie all' utilizzo del secondo divisore R si può abbassare la frequenza di lavoro del comparatore di fase che essendo un circuito piuttosto complesso viene progettato per lavorare a frequenze inferiori a qualche decina di MHz. Normalmente tutti gli elementi per costruire un pll si possono trovare integrati in un unico chip, eccezione fatta per il filtro passa basso (da qui in poi *loop filter*) e il vco; è prassi comune per i costruttori di circuiti integrati lasciare all' esterno del chip il loop filter sia per lasciare libertà al progettista sia perchè il loop filter è composto da componenti passivi come resistenze e capacità che poco si adattano ad essere integrate; ancora il VCO viene lasciato all' esterno soprattutto per lasciare libertà al progettista.

2.2 Scelta dei componenti

La prima fase di progetto del circuito è la ricerca dei possibili componenti in commercio e la scelta del candidato più adatto allo scopo; in questo caso ci si è concentrati sull' integrato Max3674 a causa delle sue peculiarità [13]: il componente integra tutti i blocchi necessari per realizzare il pll, compresi il loop filter e il vco; questa situazione è piuttosto insolita, ciò nonostante è comprensibile dato che il componente è stato pensato per un uso ben specifico.

Nel nostro caso la scelta di integrare vco e loop filter semplifica in maniera drastica il progetto; inoltre le caratteristiche del componente si adattano ottimamente all' uso previsto. Qui di seguito si riportano le principali caratteristiche dichiarate per poi discuterle in dettaglio:

frequenza di uscita	da 21 a 1360 MHz
tipo di uscita	LVPECL
tempo di salita e discesa del segnale di uscita	da 45 a 340 ps
frequenza di riferimento	da 15 a 20 MHz
tensione di alimentazione	3.3v
programmazione divisori	parallela o I2C
banda dell'anello di retroazione	da 75 a 450 kHz
PLL lock time	6 ms

Tabella 2.1: Caratteristiche Max3674

le caratteristiche che hanno spostato la scelta verso questo componente sono la frequenza di uscita sufficientemente alta, ma soprattutto le uscite di tipo LVPECL e il tempi di salita e discesa molto brevi.

La sigla LVPECL sta per Low Voltage Positive Emitter Coupled Logic, è una famiglia logica derivata dalla famiglia ECL (Emitter Coupled Logic); la logica di tipo ECL è stata ideata per garantire velocità di commutazione molto elevate, dell' ordine delle centinaia di MHz e tempo di propagazione all'interno delle porte logiche molto contenuto [14] [15]; in dettaglio l'uscita di una porta ECL è composta da una coppia di transistor NPN collegati come inseguitori di emettitore (vedi figura 2.2); il punto di lavoro di tutti i

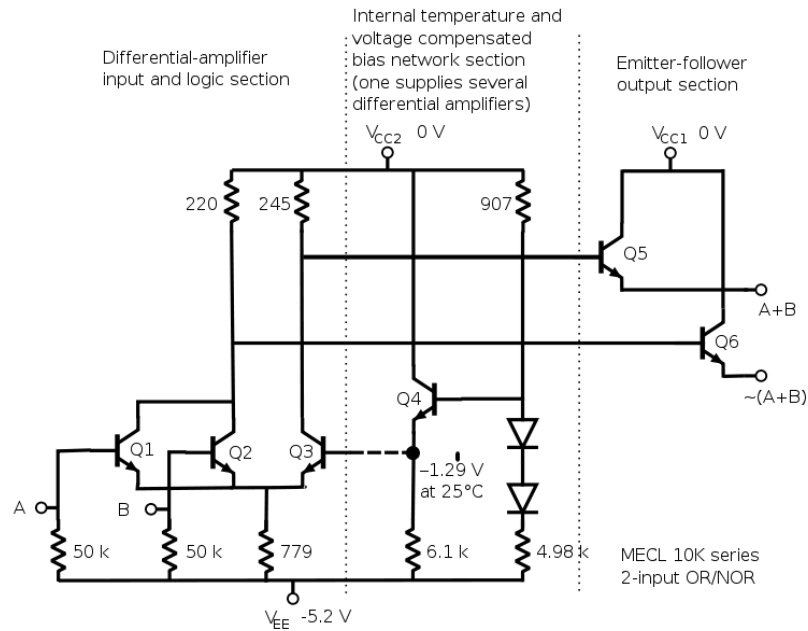


Figura 2.2: Schema semplificato di porta ECL

transistor della porta è calcolato in modo che nessuno di essi entri mai in zona di saturazione, in questo modo il passaggio dalla condizione logica 1 alla condizione 0 è molto veloce; il più grande svantaggio di questa soluzione è il continuo consumo di corrente anche in assenza di commutazioni.

La logica PECL ha le stesse caratteristiche ma usa transistor di polarità opposta, mentre l'attributo Low Voltage indica l'abbassamento del voltaggio di alimentazione dai tradizionali 5 volts usati dalle prime famiglie agli odierni 3.3 volts. L'escursione della tensione di uscita è molto contenuta, si parla di due decimi di volt, mentre la porta è capace di erogare ed assorbire una considerevole quantità di corrente, le uscite sono quindi a bassa impedenza; gli ingressi invece sono pensati per essere ad alta impedenza in modo tale da avere un fan-out elevato.

Le uscite sono naturalmente differenziali, caratteristica apprezzabile nel momento in cui diventa necessario trasportare il segnale a distanza; si nota che gli accorgimenti adottati da questa famiglia logica sono stati pensati per renderla molto robusta dal punto di vista della compatibilità elettromagnetica, scelta non certo casuale viste la velocità in gioco.

L'adozione della logica ECL in uscita all'integrato permette di sfruttare i fronti ripidi del segnale di uscita per avere un elevato contenuto armonico ed evitare l'uso di vco nella regione 2-6 GHz i quali sarebbero di difficile progettazione e realizzazione.

2.3 Calcolo dell' involuppo del segnale d'uscita

Un qualsiasi segnale periodico $s(t)$ può essere espresso come somma finita della sua serie di Fourier :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \quad (2.1)$$

dove T è il periodo del segnale, a_0 , a_n e b_n sono i coefficienti della serie calcolati come:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt \quad (2.4)$$

cioè il segnale è approssimabile con un termine di valore medio calcolato in (2.2), una somma di sinusoidi di ampiezza calcolata mediante (2.3) e (2.4), ognuna di pulsazione $\left(\frac{2\pi n}{T}\right)$, con n intero a piacere; il termine con $n = 1$ si dice fondamentale e quelli con $n > 1$ si dicono armoniche. Per comodità spesso si esprime la serie di Fourier in modo equivalente per mezzo dell'esponenziale complesso al posto dei termini coseno e seno:

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.5)$$

con c_n calcolato come

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (2.6)$$

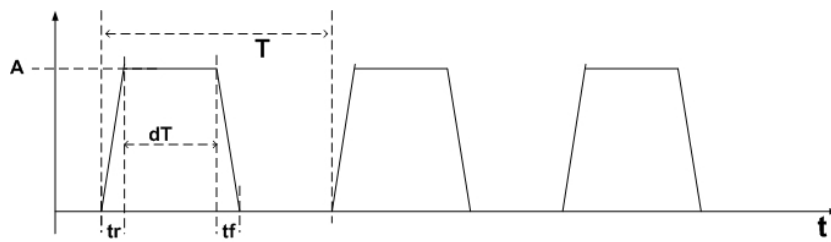


Figura 2.3: segnale trapezoidale

Con riferimento ad un segnale trapezoidale come quello in figura (2.3) si calcola il coefficiente c_n della serie associata al segnale:

$$c_n = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_r} \frac{A}{t_r} t e^{-jn\omega_0 t} dt + \int_{t_r}^{t_r+dT} A e^{-jn\omega_0 t} dt + \int_{t_r+dT}^{t_r+dT+t_f} (t-T) \frac{A}{t_f} e^{-jn\omega_0 t} dt + \int_{t_r+dT+t_f}^T 0 e^{-jn\omega_0 t} dt \right) \quad (2.7)$$

in cui A è l'ampiezza del segnale, t_r e t_f sono i tempi di salita e discesa del segnale, d è il duty cycle dell'onda e T è il periodo. Esprimendo il risultato

in modo opportuno e calcolando il modulo dei coefficienti c_n si ottiene la seguente espressione [16]:

$$|c_n| = 2A \frac{dT}{T} \left| \frac{\sin(n\pi dT/T)}{n\pi dT/T} \right| \left| \frac{\sin(n\pi t_r/T)}{n\pi t_r/T} \right| \quad (2.8)$$

La relazione appena calcolata esprime l'ampiezza (attraverso il valore di $|c_n|$) delle armoniche che compongono il segnale trapezoidale preso in esame; ora si calcola l'involuppo dello spettro sostituendo la variabile continua f ai valori discreti $\frac{n}{T}$; si ottiene:

$$Inv(f) = 2Ad \left| \frac{\sin(\pi dTf)}{\pi dTf} \right| \left| \frac{\sin(\pi t_r f)}{\pi t_r f} \right| \quad (2.9)$$

E' possibile stimare il limite superiore dell' involuppo in forma asintotica se si considera il logaritmo dello stesso:

$$\begin{aligned} 20 \log_{10}(Inv(f)) &= 20 \log_{10}(Ad) \\ &+ 20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi dTf)}{\pi dTf} \right| \\ &+ 20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi t_r f)}{\pi t_r f} \right| \end{aligned} \quad (2.10)$$

Il limite superiore si compone quindi di 3 rami corrispondenti ai tre addendi della somma appena calcolata; i punti di spezzamento sono rispettivamente a $\frac{1}{dT\pi}$ e $\frac{1}{tr\pi}$, l'andamento dell'involuppo e del limite superiore sono visibili in figura 2.4 [17] : Questo risultato evidenzia che è possibile ottenere un segnale

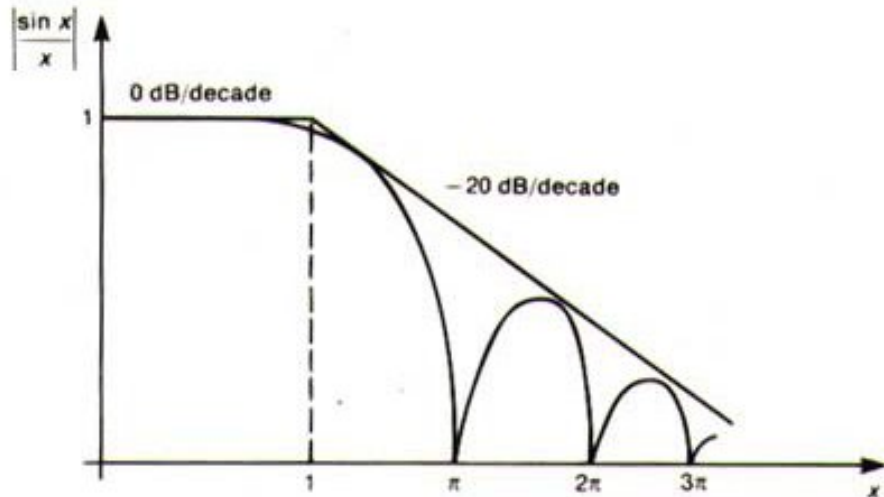


Figura 2.4: involuppo dello spettro di un onda periodica quadra

dal contenuto armonico interessante nella banda 2-6 GHz partendo da un segnale a frequenza fondamentale inferiore.

Ora verrà stimato il comportamento del pll preso in esame dal punto di vista del contenuto armonico del segnale generato: il costruttore dichiara una frequenza fondamentale massima di 1360MHz e i tempi di salita e discesa

del segnale compresi tra 45 e 340 pS, prendendo come valori realistici una frequenza fondamentale di 850MHz e tempi di salita di 260 pS si calcolano le ampiezze delle armoniche usando l'equazione 2.10, per calcolare i valori di ampiezza si è preso come riferimento un'ampiezza del segnale trapezoidale pari ad 1 volt.

frequenza	ampiezza normalizzata
850MHz	-4.6dB
1700MHz	-35.9dB
2550MHz	-16.9dB
3400MHz	-50.8dB
4250MHz	-34.5dB
5100MHz	-46.8dB
5950MHz	-30.7dB

Tabella 2.2: calcolo della potenza delle armoniche

La stima indica che il componente è un buon candidato per la realizzazione del generatore, in quanto i fronti di salita del segnale sono abbastanza ripidi da generare armoniche di potenza sufficiente ad essere utilizzate nelle esperienze.

2.4 Schema elettrico

Lo schema elettrico del generatore è stato progettato seguendo le indicazioni fornite nel datasheet dal costruttore; la scelta di integrare il loop filter e il vco all'interno del chip semplificano di molto la progettazione in quanto non è necessario valutare la funzione di trasferimento dell'anello di retroazione. Il chip necessita di un'alimentazione stabilizzata di 3.3V in grado di erogare una corrente di 150mA, si è scelto di usare un semplice integrato lineare, il max1658, che non necessita di resistenze per il controllo della tensione di uscita in quanto essa è stabilita all'interno di esso; quest'ultimo assorbe una corrente di polarizzazione di $70\mu A$ e permette una dissipazione massima di 1.2W se si garantisce il montaggio sopra un'adeguata superficie di scambio termico; le tecnologie disponibili per la realizzazione dello stampato non prevedono l'uso di fori passanti metallizzati per aumentare la superficie di scambio termico, nel layout quindi è stata lasciata la maggiore area di rame possibile a contatto con i piedini dell'integrato.

Il costruttore dichiara la resistenza termica tra giunzione e ambiente di $170C/W$ senza l'uso di aree di rame per la dissipazione connesse ai pin dell'integrato, supponendo una tensione di alimentazione di 5V e un assorbimento pari a 150mA la dissipazione termica prevista è:

$$\begin{aligned}
 P_d &= (V_{in} - V_{out}) I_{out} + I_q V_{in} \\
 P_d &= (5 - 3.3) \cdot 0.15 + 70 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \\
 P_d &= 0.255W
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

con una resistenza termica R_j di $170C/W$ e una temperatura ambiente T_a di 25 C° la temperatura raggiunta dalla giunzione è di:

$$\begin{aligned} T_j &= P_d \cdot R_j + T_a \\ T_j &= 0.255 \cdot 170 + 25 \\ T_j &= 68.4\text{ C} \end{aligned} \tag{2.12}$$

che è un valore accettabile. Questa è comunque una stima che non tiene conto della dissipazione termica attraverso le aree di rame, il caso reale quindi sarà più favorevole in quando la migliore dissipazione abbassa la resistenza termica tra giunzione e ambiente.

Lo stesso calcolo è applicato per stimare la dissipazione termica del pll: la potenza che il chip deve dissipare è data dal prodotto della tensione di alimentazione per la corrente assorbita: il costruttore dichiara un assorbimento pari a $135mA$; il costruttore tuttavia non dichiara la resistenza termica di questo integrato perciò si può considerare valida la resistenza termica dichiarata da un altro costruttore per lo stesso tipo di package; la R_j usata in questa stima è di $33C/W$, usando la (2.12) si ottiene:

$$\begin{aligned} T_j &= P_d \cdot R_j + T_a \\ T_j &= 41.3\text{ C} \end{aligned} \tag{2.13}$$

valore tutt'altro che preoccupante.

Per impostare il valore dei divisori interni al pll, da cui dipende la frequenza di uscita, si è scelto di usare la programmazione parallela in modo da non aver bisogno di un altro oggetto che comunichi il valore dei registri attraverso l'interfaccia seriale; in questo modo il cambio di frequenza è molto agevole e può essere eseguito dall'operatore ogni volta sia necessario. Nel modo di programmazione parallela ogni pin corrispondente ai bit dei registri dei divisori è stato collegato ad una resistenza di pull-up e ad un interruttore verso massa: quando l'interruttore è chiuso il bit corrispondente prende valore logico 0; non si è fatto uso di filtri passabasso per evitare commutazioni spurie perchè in questo caso non interessano le commutazioni dei pin ma il valore statico a cui il pin è portato.

Il chip deve essere alimentato mediante la tensione stabilizzata attraverso più pin, per ogni pin di alimentazione è stato previsto un condensatore di bypass da $100nF$ in modo da filtrare quanto più possibile il rumore entrante ed uscente dall'integrato; inoltre il costruttore suggerisce di filtrare ulteriormente un particolare pin di alimentazione: il pin in questione è l'alimentazione della parte analogica interna: per calcolare il filtro necessario il costruttore fornisce i seguenti dati [13]:

La resistenza del filtro si calcola come :

$$\begin{aligned} V_{in\ min} &= V_{in} - 0.05 \cdot V_{in} \\ R_f &= \frac{V_{in\ min} - V_{out}}{i_{in}} \\ R_f &= \frac{3.135 - 3.035}{10^{-2}} \\ R_f &= 10\Omega \end{aligned} \tag{2.14}$$

ordine del filtro	passa basso di primo ordine
attenuazione	40dB 100kHz
assorbimento attraverso il pin	10mA
minima tensione applicabile al pin	3.035 V
tensione di alimentazione	3.3V±5%

Tabella 2.3: specifiche per il filtro della parte analogica del pll

Si è scelto di usare un filtro del primo ordine, quindi la sua pendenza è $-20dB/dec$; avendo le specifiche sull' attenuazione alla frequenza desiderata si calcola la frequenza di taglio del filtro:

$$n_{decadi} = \frac{-40dB}{-20dB/dec} \quad (2.15)$$

$$n_{decadi} = 2$$

quindi la frequenza di taglio sarà due decadi prima di 100kHz, esattamente a $f_t = 1kHz$; con i valori appena trovati si calcola la capacità come:

$$C_f = \frac{1}{2\pi R_f f_t} \quad (2.16)$$

$$C_f = 15.9 \cdot 10^{-6} F$$

valore che si arrotonda per eccesso al valore commerciale prossimo di $22\mu F$. La frequenza di riferimento del pll può essere fornita dall' esterno tramite un apposito pin o può essere sfruttato un oscillatore presente a bordo dell' integrato. Per utilizzare l'oscillatore interno è necessario connettere all'integrato un quarzo che abbia la frequenza fondamentale desiderata. La scelta tra l' uso dell'oscillatore interno e il riferimento esterno è dipende dallo stato di un pin di controllo.

Nel progetto si è scelto un quarzo con una frequenza fondamentale di 16MHz, inoltre è stato previsto un connettore per fornire una frequenza di riferimento esterna nel caso si renda necessario.

Il chip presenta 2 uscite differenziali di tipo PECL, per questo motivo è necessario progettare una rete di polarizzazione adeguata che consenta di mantenere l'adattamento di impedenza tra i pin di uscita e il carico esterno, e fornire le condizioni necessarie per il funzionamento delle uscite. In letteratura [14] si trovano reti di polarizzazione diverse in funzione del tipo di carico collegato in uscita, nel caso in esame si è scelto di realizzare la rete più semplice che mantenga l'impedenza dei pin dato che non si hanno vincoli sul carico da collegare.

La rete che risponde a questa esigenza si compone di una resistenza connessa tra ognuno dei pin e la massa, in quanto i pin di uscita sono connessi direttamente agli emettitori dei transistor di uscita della porta ed è necessario che scorra una corrente per mantenere i transistor in zona attiva come richiesto dalle specifiche ECL. Il valore della resistenza è suggerito dal costruttore, in questo caso è di 143Ω . Infine per evitare che la condizione di polarizzazione ai pin venga influenzata dal carico che si connette è necessario inserire due condensatori di blocco della componente continua.

La scelta della capacità merita particolare attenzione poichè dovrà lasciar passare il segnale che si vuole generare provocando la minima alterazione su di esso. Le principali considerazioni sulla scelta del valore di capacità riguardano la reattanza che il condensatore offre al segnale e la sua frequenza di risonanza [18] [16]: in questo caso si vuole che la reattanza sia *piccola* poichè la capacità è in serie al segnale, dove per piccola si intende che il modulo della reattanza sia molto minore dell'impedenza di uscita della porta. La reattanza di un condensatore è inversamente proporzionale alla capacità e si calcola come $X_c = j \cdot \frac{1}{2\pi fC}$.

Ogni componente passivo reale ha una propria frequenza di risonanza dovuta ai fenomeni di induttanza parassite che devono essere tenuti in considerazione. Nel caso delle capacità la non idealità più importante è l'induttanza parassita che si manifesta come se fosse in serie alla capacità; l'induttanza parassita è legata alla dimensione del componente e alla sua struttura interna, e in misura minore ai materiali con i quali è realizzato. In questo caso si desidera che la frequenza di risonanza del componente sia superiore, o almeno paragonabile alla frequenza del segnale da generare, in modo che il componente offra un comportamento capacitivo o "neutro" al segnale che lo attraversa. La frequenza di risonanza è inversamente proporzionale alla capacità e si calcola come $f_{ris} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Il costruttore dei condensatori utilizzati dichiara la frequenza di risonanza dei componenti senza indicare esplicitamente i valori di resistenza e induttanza parassite[19], ad esempio in figura 2.5 si può vedere un tipico grafico dell'impedenza di un condensatore di 220 nF della famiglia utilizzata in questo progetto, si nota che in corrispondenza della frequenza di risonanza l'impedenza è minima, a conferma che l' induttanza parassita è in serie alla capacità.

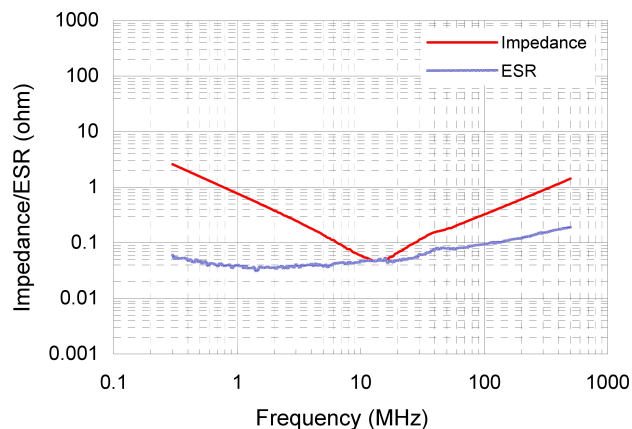


Figura 2.5: grafico dell' impedenza di un condensatore da 220nF

I due aspetti appena citati porterebbero a scelte diverse della capacità in quanto si vorrebbe reattanza bassa e frequenza di risonanza alta, la scelta del valore della capacità sarà quindi un compromesso che soddisfi entrambe le considerazioni quanto più possibile. Il costruttore del pll mostra a titolo di esempio l'uso di una capacità di disaccoppiamento da 220 nF; in figura 2.5 si osserva che la frequenza di risonanza è a circa 20MHz e che questo condensatore non è adatto a lavorare a frequenze superiori al GHz

Se invece si usa una capacità da 100 pF la situazione è decisamente più favorevole: dalla figura 2.6 si osserva che la frequenza di risonanza è di circa 700MHz e che la capacità può lavorare con segnali a frequenze almeno di 3 GHz.

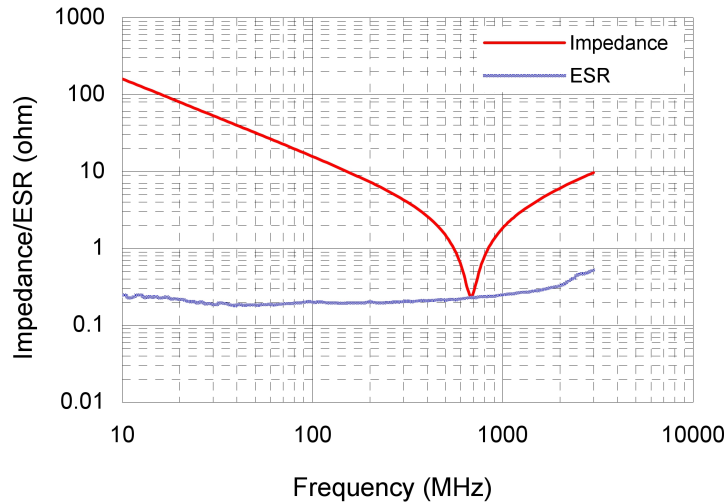


Figura 2.6: grafico dell'impedenza di un condensatore da 100pF

Per questo motivo sono stati scelti condensatori da 100 pF come capacità di bypass [20].

2.5 Layout e pcb

Una volta definito lo schema elettrico e scelto i componenti si passa al disegno del circuito stampato che li ospita; nella realizzazione di un circuito il layout, cioè la disposizione dei componenti e delle piste, è fondamentale soprattutto nel caso siano coinvolti segnali ad alta frequenza: per alta frequenza si intende la situazione in cui le dimensioni degli oggetti (in questo caso i componenti e le piste) sono dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda del segnale che deve essere gestito; in questa condizione le piste non sono più semplici connessioni elettriche ma diventano linee di trasmissione e come tali devono essere considerate. Una linea di trasmissione introduce un certo sfasamento tra il segnale entrante ed uscente in funzione della sua lunghezza, inoltre è necessario prestare attenzione che l'impedenza della linea sia adattata al circuito alla quale è connessa.

Per valutare le dimensioni delle linee di trasmissione si ricorre alla teoria delle linee [21] [22] qui ripresa solo nei punti di interesse:

le dimensioni degli oggetti sono intese come dimensioni elettriche, cioè rapportate alla lunghezza d'onda del segnale coinvolto; vale la relazione $\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$ dalla quale si evince che la lunghezza d'onda elettrica è funzione della costante dielettrica del mezzo nel quale è immersa la linea di trasmissione, o del materiale con cui è composta; ad esempio la stessa linea immersa in aria o in un fluido con una diversa costante dielettrica avrà lunghezza d'onda elettrica diversa.

La tecnologia a disposizione permette di realizzare circuiti stampati su due facce usando come substrato un foglio di fr4, perciò le linee di trasmissione

sono del tipo a microstriscia.

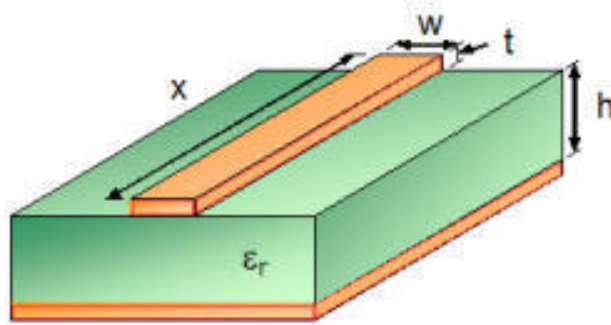


Figura 2.7: struttura di una linea a microstriscia

In figura 2.7 è schematizzata la struttura di una linea a microstriscia: essa è costituita da un substrato formato da un dielettrico sulle cui facce sono realizzati i conduttori; su una faccia è realizzato un conduttore metallico di dimensione opportuna che veicola il segnale e sulla seconda faccia un piano conduttore di dimensione infinita che funge da massa. In realtà è sufficiente che il piano conduttore di massa si estenda per 3-4 volte la larghezza della pista di segnale[18]. Per uno studio approssimato ma ragionevole delle caratteristiche della microstriscia è richiesto che lo spessore t del conduttore sia trascurabile rispetto alle altre grandezze [23] .

Seguendo la trattazione sulle microstriscie in [18] [23] si calcola la costante dielettrica effettiva ϵ_{eff} , il calcolo di ϵ_{eff} si rende necessario poichè la guida è immersa in parte in aria e in parte nel materiale del substrato; ci si aspetta che la costante dielettrica effettiva sia minore di quella del materiale che compone il substrato poichè il campo elettromagnetico guidato dalla linea si estende in parte in aria e in parte nel substrato, la frazione del campo che si estende in aria o nel substrato è funzione della dimensione della guida.

La costante dielettrica effettiva si calcola come :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{w}\right)}} + 0.4 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad \text{con } \frac{w}{h} < 1 \quad (2.17)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{w}\right)}} \quad \text{con } \frac{w}{h} > 1$$

dove ϵ_r è la costante dielettrica relativa del substrato che in questo caso vale 4.3, h è lo spessore del substrato e w è la larghezza della pista. Lo spessore del substrato a disposizione è 1.6 mm, le piste di rame hanno altezza $t = 0.035$ mm; i pin dell'integrato sono larghi 0.2 mm, con spazio tra un pin e quello adiacente di 0.3 mm, la dimensione dei componenti quali resistenze e condensatori varia da un minimo di 0.5 mm ad un massimo di 1.25 mm, quindi le piste usate per connettere i vari componenti avranno una larghezza compresa tra 0.2 e 1.25 mm.

Con questi dati si calcola ϵ_{eff} minimo e massimo associato alle piste con

larghezza minima e massima:

$$\begin{aligned}\epsilon_{effmax} &= \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{1.6}{0.2}\right)}} + 0.4 \left(1 - \frac{0.2}{1.6}\right)^2 \right] \\ \epsilon_{effmax} &= 3.32 \\ \epsilon_{effmin} &= \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{1.6}{1.25}\right)}} + 0.4 \left(1 - \frac{1.25}{1.6}\right)^2 \right] \\ \epsilon_{effmin} &= 3.08\end{aligned}\quad (2.18)$$

Ora si calcola il rapporto tra la lunghezza d'onda massima e minima corrispondenti alla dimensione minima e massima della microstriscia:

$$\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{max}}{\epsilon_{min}}}\quad (2.19)$$

$$\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} = 1.038\quad (2.20)$$

cioè la differenza tra λ_{max} e λ_{min} è solo del 3.8%, si sceglie quindi di considerare nelle stime seguenti una sola ϵ_{eff} media tra la massima e le minima, si sceglie $\epsilon_{eff} = 3.2$.

Una linea di trasmissione si considera tale quando la sua lunghezza è grande rispetto alla lunghezza d'onda del segnale trasportato, questo fatto si giustifica immaginando che le distribuzioni di corrente e tensione lungo la linea si considerano costanti se la linea è corta rispetto a λ , in letteratura [18] [23] si riporta il limite sopra il quale è necessario considerare la connessione come linea di trasmissione, tale limite è di 0.1λ .

Nelle condizioni sopra descritte, e prendendo come riferimento la lunghezza d'onda più corta, cioè quella del segnale a frequenza maggiore, si ottiene che le piste sul pcb si comporteranno da linee di trasmissione se la loro lunghezza sarà superiore a

$$l = \frac{1}{10} \cdot \frac{c}{f_{max} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}\quad (2.21)$$

$$l = 2.82 \text{ mm}\quad (2.22)$$

La precedente considerazione è applicata solo alle piste che portano il segnale a radiofrequenza, la limitazione è inutile se si considerano le piste di alimentazione o di controllo del chip.

Per quanto riguarda l'alimentazione del chip si seguono le classiche regole della progettazione EMC: le piste di alimentazione dovranno essere adeguatamente filtrate da alcune capacità disposte più vicino possibile ai pin di alimentazione del chip.

Lo sbroglio delle piste avviene utilizzando due piani, da qui in poi chiamati rispettivamente *Top* il piano superiore e *Bottom* il piano inferiore della scheda; si è cercato quanto più possibile di mantenere un solo piano per il

passaggio di tutte le piste, e l'altro piano solo per la massa; in pratica non è stato possibile raggiungere questo obiettivo a causa dell' elevato numero di piste; si è quindi scelto di posizionare le piste di alimentazione nel bottom insieme al piano di massa; questa soluzione semplifica lo sbroglio senza inficiare l'efficacia di un piano dedicato solo alla massa; c'è un ulteriore vantaggio in questa scelta: i condensatori di bypass delle linee di alimentazione sono stati posizionati sotto il chip nel bottom, questa soluzione è ottima dal punto di vista del filtraggio dato che lo spazio tra i condensatori e i pin del chip è il minimo possibile.

il risultato dello sbroglio si può vedere in figura 2.8: in azzurro il top e in rosso il bottom

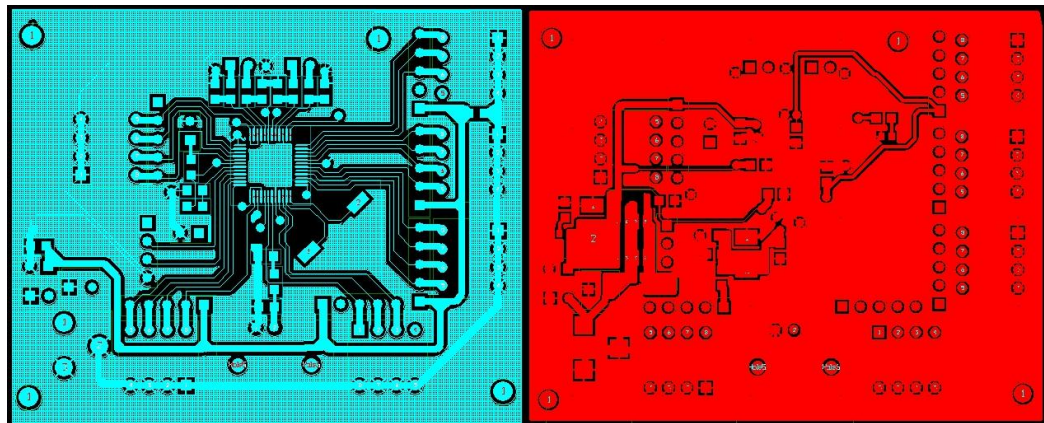


Figura 2.8: lati Top e Bottom del pcb

Il montaggio non ha comportato particolari problemi; è stata usata particolare cautela nel saldare i pin del chip data la piccola dimensione, il montaggio è stato fatto a mano con l'ausilio degli strumenti in dotazione al Laboratorio di Elettronica di Potenza. Per realizzare i vias, cioè i collegamenti tra le due facce del pcb, sono stati effettuati dei fori ed è stato usato un filo conduttore saldato ad entrambi i lati. Per l'alimentazione e per l'uscita del segnale a radiofrequenza sono stati usati dei pin-strip standard con passo di 2.54mm . Il circuito montato è visibile in figura 2.9

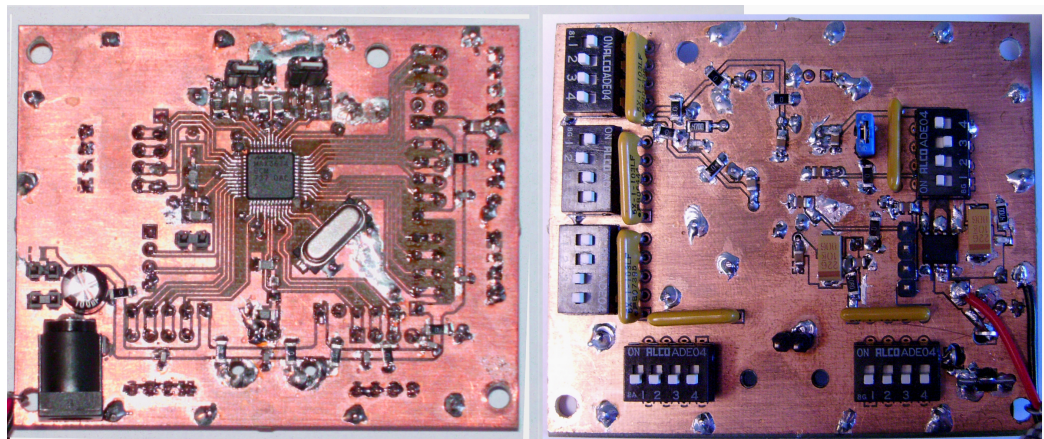


Figura 2.9: foto del circuito montato

2.6 Test e schermatura

Dopo aver montato il circuito in tutte le sue parti esso è stato testato: le motivazioni del test sono:

- verificare che il segnale prodotto sia stabile in frequenza
- verificare che il segnale abbia il contenuto spettrale previsto
- verificare che non sorgano problemi di affidabilità del circuito dovuti al montaggio
- verificare che il circuito non irradi o che irradi una potenza sufficientemente bassa da non influenzare le misure

Per verificare le caratteristiche del segnale il pll è stato connesso ad un power meter in modo da valutare la totale potenza in uscita al circuito: la potenza misurata è stata di -0.53 dBm. La misura preliminare della potenza è utile per stabilire l'attenuazione da utilizzare per connettere l'uscita del circuito all'analizzatore di spettro; infatti sebbene la dinamica dell'analizzatore sia elevata si consiglia di effettuare misure con segnali la cui potenza non superi i -30 dBm per evitare fenomeni di saturazione e distorsione degli stadi interni; per questo motivo il circuito è stato connesso all'analizzatore di spettro tramite un cavo coassiale e un attenuatore da 30 dB.

I dip switch nel circuito sono stati impostati per generare diverse frequenze fondamentali e misurare le potenze relative alle singole armoniche, inoltre per ogni segnale generato si è verificato che la frequenza non subisca variazioni nel tempo. Le prove sono state condotte impostando una frequenza fondamentale di 318.059 MHz, 636.118 MHz, 830.180 MHz e 833.147 MHz, corrispondenti ad un valore di moltiplicazione rispettivamente di 19.875, 39.75, 51.875 e 52.125; è stata osservata la frequenza di tutti i segnali ad intervalli di 5 minuti per un tempo di un ora e non si sono verificate variazioni di frequenza misurabili. Successivamente per ogni segnale generato è stata misurata la potenza delle prime 7 armoniche e si è verificato che nel tempo la potenza non subisse variazioni: la potenza di ogni armonica è stata misurata ad intervalli di 5 minuti per un'ora e si è verificato che la variazione di potenza è di ± 0.05 dB. In tabella 2.4 si riportano a titolo di esempio le potenze relative alle prime 8 armoniche per un segnale a frequenza fondamentale di 830.18 MHz:

Una volta verificato che il circuito ha un comportamento stabile nel tempo e che il contenuto spettrale del segnale è sufficiente per le esperienze future la faccia del circuito che ospita le piste e il chip è stata schermata: lo scopo dello schermo è quello di evitare l'irradiazione di potenza dal circuito. Per schermare efficacemente il pcb è stato usato un lamierino di rame sagomato in modo da formare un parallelepipedo la cui dimensione è sufficiente per coprire tutta l'area di pcb contenente le piste; in corrispondenza dei pin strip per l'uscita del segnale il parallelepipedo è stato tagliato in modo da lasciare lo spazio necessario alla connessione sui pin.

Il parallelepipedo è alto 5 mm, tra il pcb e la faccia superiore della schermatura è stata inserita una spugna conduttiva con lo scopo di assorbire la potenza irradiata e quindi evitare la formazione di una cavità risonante: la struttura

frequenza	potenza
830.18 MHz	-1.0 dBm
1660.36 MHz	-38.0 dBm
2490.54 MHz	-23.4 dBm
3320.72 MHz	-59 dBm
4150.90 MHz	-47.8 dBm
4981.08 MHz	-76.7 dBm
5811.26 MHz	-64.6 dBm
6641.44 MHz	-83.7 dBm

Tabella 2.4: potenza misurata relativa alle prime 8 armoniche del segnale

che si verrebbe a creare infatti sarebbe un'intercapedine vuota le cui pareti sono degli ottimi conduttori, per evitare che si instaurino delle oscillazioni stazionarie all'interno della cavità è necessario abbassare il fattore di merito della cavità stessa inserendo un materiale dissipativo.

Le pareti del parallelepipedo sono state saldate al piano di massa del pcb per tutta la loro lunghezza, gli unici punti in cui non si è potuta realizzare la saldatura sono i punti di uscita del segnale.

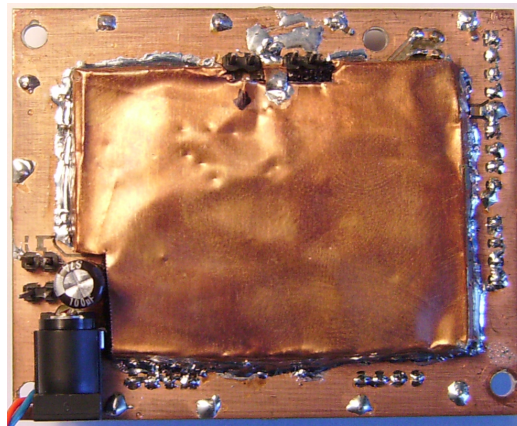


Figura 2.10: circuito del pll con schermatura

Dopo aver realizzato la schermatura sono state ripetute tutte le prove precedentemente eseguite per verificare che lo schermo non abbia influenzato il comportamento del circuito, dal confronto con le precedenti misure non sono emerse variazioni.

Infine si è verificato che il pll irradi una potenza trascurabile: il circuito pll è stato montato sul treppiede utilizzato per sostenere l'antenna connessa al generatore così da sostituirla: in questo modo il pll è diventato il primo EUT sotto test. Dalla parte opposta del banco l'antenna di misura è stata connessa all'analizzatore di spettro mediante un cavo coassiale, poi il pll è stato alimentato da un alimentatore stabilizzato presente in laboratorio mediante una coppia di cavi. Ai pin di uscita del circuito sono state connesse due resistenze SMD di carico dal valore di 100Ω .

L'analizzatore è stato impostato con un'attenuazione in ingresso pari a 0 dB, la frequenza centrale stata impostata di volta in volta pari alla frequenza

dell'armonica da misurare e lo span è stato impostato a 100 kHz; il reference level è stato aggiustato ad ogni misura in modo da posizionare il picco del segnale in prossimità del fondoscala dello strumento, infine ogni misura è stata mediata su 30 campioni.

Le misure della potenza ricevuta sono riportate in tabella 2.5:

frequenza	potenza ricevuta
830.18 MHz	-106 dBm
1660.36 MHz	<-120 dBm
2490.54 MHz	-105 dBm
3320.72 MHz	<-120 dBm
4150.9 MHz	<-120 dBm
4981.08 MHz	<-120 dBm
5811.26 MHz	<-120 dBm
6641.44 MHz	<-120 dBm

Tabella 2.5: Potenza irradiata dal circuito pll schermato

Le misure confermano l'efficacia dello schermo e della buona progettazione del layout del circuito: infatti con gli strumenti a disposizione è stato possibile misurare la potenza di 2 armoniche, mentre per quanto riguarda le restanti armoniche la loro potenza è inferiore al rumore di fondo dello strumento, che in questo caso è di -120 dBm.

Capitolo 3

Software di simulazione CST

La complessità della progettazione di dispositivi a radiofrequenza e il bisogno di contenere i costi di sviluppo cercando le maggiori prestazioni porta inevitabilmente ad usare sempre più lo strumento della simulazione numerica piuttosto che la realizzazione di prototipi della struttura da realizzare; l'uso di simulazioni è cresciuto negli ultimi decenni parallelamente allo sviluppo di codici di calcolo efficienti e di calcolatori capaci di gestire la complessità richiesta [24].

Oggi il livello di precisione raggiunto dai simulatori è sufficientemente elevato da permettere tutto lo studio e l'ottimizzazione della struttura al calcolatore, necessitando solamente la realizzazione di uno o due prototipi per le misure, che nella maggior parte dei casi confermano i risultati previsti.

Negli anni sono stati sviluppati diversi codici di calcolo e diversi ambienti di simulazione spesso modellati su problemi di natura diversa, per questo lavoro si è scelto il software di simulazioni CST Microwave Studio adottato dal dipartimento di Ingegneria dell' Informazione.

Il software di simulazione CST Microwave Studio è stato usato per progettare e simulare la parte radiante degli EUT usati per le misure.

CST è un simulatore elettromagnetico alle differenze finite che permette di simulare il comportamento dal punto di vista elettrico ed elettromagnetico di qualsiasi oggetto [9], cioè permette di simulare il comportamento ai morsetti di una struttura elettrica in funzione di corrente e tensione, e simulare anche la generazione e l'interazione con un campo elettromagnetico della stessa struttura nelle stesse condizioni; si può definire qualunque tipo di struttura senza limiti nelle dimensioni, nella complessità o nelle caratteristiche dei materiali, le limitazioni sono date dal tempo e dalle risorse di calcolo necessarie alla risoluzione del problema.

3.1 descrizione dell'ambiente CST

La struttura è disegnata per mezzo di un ambiente CAD integrato nel simulatore il quale permette di definire gli oggetti, le proprietà dei materiali e le condizioni al contorno riguardanti la struttura da simulare. L'ambiente CAD contiene una serie di forme tridimensionali semplici predefinite come parallelepipedi, cilindri, tori, sfere; è inoltre possibile definire oggetti la cui forma è definita mediante una poligonale. Gli oggetti e le strutture più complesse

si realizzano combinando opportunamente elementi più semplici attraverso operazioni di unione, intersezione e differenza. Ad ogni oggetto possono essere applicate trasformazioni come rotazioni, traslazioni e deformazioni lineari, inoltre le facce degli oggetti possono essere estruse e gli spigoli arrotondati mediante i comandi presenti nell'interfaccia del programma.

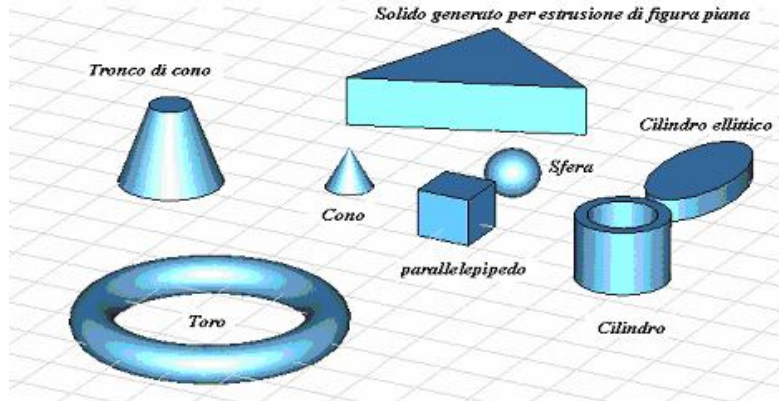


Figura 3.1: esempi di solidi di base creati nell'interfaccia grafica di CST

Ogni oggetto è composto da un materiale che può essere scelto tra quelli disponibili in una libreria interna o può essere definito attraverso le sue proprietà: le proprietà che definiscono il materiale sono le costanti dielettrica realtiva e la permeabilità magnetica relativa, il coefficiente di perdita dielettrica o la conducibilità, l'omogeneità del materiale o il comportamento privilegiato lungo una direzione spaziale, esempi di materiali già definiti in CST sono in Vuoto, il Conduttore Elettrico Perfetto, una varietà di metalli come rame, argento, ferro, alluminio ecc., una serie di dielettrici comunemente utilizzati nell'industria elettronica come silicio cristallino, ossido di silicio, ossido di rame, allumina, vetronite, varie plastiche di tipo ABS, PVC, PTFE, teflon, ecc.

Una volta definiti gli oggetti e le loro proprietà è necessario definire le condizioni al contorno, cioè l'intervallo di frequenze per le quali simulare il problema, e le condizioni alla frontiera del dominio: il dominio di simulazione è un parallelepipedo nel quale è racchiusa la struttura di interesse, i 6 piani che delimitano il parallelepipedo hanno la funzione di descrivere l'ambiente che ci sarebbe al di fuori del dominio stesso; in questo modo viene definita la condizione con la quale un'onda elettromagnetica incidente interagisce con la frontiera: ad esempio la condizione può essere *Aperta* per indicare un coefficiente di riflessione pari a 0 e un coefficiente di trasmissione pari a 1, oppure *Chiusa Elettrica* per indicare un coefficiente di riflessione pari a -1; in questo modo è possibile simulare la condizione in cui la struttura sia immersa in uno spazio aperto o sia racchiusa in un contenitore metallico. Infine è necessario definire le porte attraverso le quali un segnale eccita la struttura e la risposta della struttura può essere osservata.

3.2 Metodo di calcolo alle differenze finite

Il simulatore risolve le equazioni di Maxwell nel dominio definito dalla struttura; uno dei modi più efficaci per risolvere le equazioni è la tecnica delle

differenze finite conosciuta come FDTD (finite difference time domain); tale tecnica è stata sviluppata dagli anni '60 da Yee [25] e Taflove [26] che intuirono le potenzialità dei calcolatori elettronici che in quell'epoca cominciarono a diffondersi per risolvere problemi numerici non affrontabili a mano data la loro complessità.

Per conoscere il valore di campo elettrico e magnetico in qualsiasi punto della struttura è necessario risolvere le equazioni di Maxwell per ogni punto di interesse partendo da condizioni al contorno note; si ricorda che il problema elettromagnetico è riassunto tramite un sistema di quattro equazioni differenziali lineari vettoriali alle derivate parziali:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu \vec{J} + \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.4)$$

il sistema è vettoriale quindi va espanso nelle tre componenti spaziali:

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z} = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\frac{\partial B_x}{\partial t} \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\frac{\partial B_y}{\partial t} \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B_z}{\partial t} \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial y} - \frac{\partial B_y}{\partial z} = \mu J_x + \mu \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial B_x}{\partial z} - \frac{\partial B_z}{\partial x} = \mu J_y + \mu \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial B_y}{\partial x} - \frac{\partial B_x}{\partial y} = \mu J_z + \mu \epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (3.12)$$

quindi diventa un sistema di otto equazioni differenziali in quattro variabili, calcolate per ogni punto della struttura. Da questa considerazione si intuisce la complessità del problema.

Il metodo proposto da Yee e Taflove si basa sulla riedizione delle equazioni differenziali in equazioni alle differenze finite, trasformando quindi l'operazione di derivazione in moltiplicazione per un elemento differenziale opportuno;

le equazioni diventano quindi:

$$\frac{E_{xn+1} - E_{xn}}{\Delta x_n} + \frac{E_{yn+1} - E_{yn}}{\Delta y_n} + \frac{E_{zn+1} - E_{zn}}{\Delta z_n} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.13)$$

$$\frac{B_{xn+1} - B_{xn}}{\Delta x_n} + \frac{B_{yn+1} - B_{yn}}{\Delta y_n} + \frac{B_{zn+1} - B_{zn}}{\Delta z_n} = 0 \quad (3.14)$$

$$\frac{E_{zn+1} - E_{zn}}{\Delta y_n} - \frac{E_{yn+1} - E_{yn}}{\Delta z_n} = -\frac{B_{xn}}{\Delta t} \quad (3.15)$$

$$\frac{E_{xn+1} - E_{xn}}{\Delta z_n} - \frac{E_{zn+1} - E_{zn}}{\Delta x_n} = -\frac{B_{yn}}{\Delta t} \quad (3.16)$$

$$\frac{E_{yn+1} - E_{yn}}{\Delta x_n} - \frac{E_{xn+1} - E_{xn}}{\Delta y_n} = \frac{B_{zn}}{\Delta t} \quad (3.17)$$

$$\frac{B_{zn+1} - B_{zn}}{\Delta y_n} - \frac{B_{yn+1} - B_{yn}}{\Delta z_n} = \mu J_{xn} + \mu \epsilon \frac{E_{xn}}{\Delta t} \quad (3.18)$$

$$\frac{B_{zn+1} - B_{zn}}{\Delta x_n} - \frac{B_{yn+1} - B_{yn}}{\Delta z_n} = \mu J_{yn} + \mu \epsilon \frac{E_{yn}}{\Delta t} \quad (3.19)$$

$$\frac{B_{zn+1} - B_{zn}}{\Delta y_n} - \frac{B_{yn+1} - B_{yn}}{\Delta x_n} = \mu J_{zn} + \mu \epsilon \frac{E_{zn}}{\Delta t} \quad (3.20)$$

Per operare questo cambiamento il dominio di simulazione viene discretizzato in una matrice tridimensionale di parallelepipedi nei quali i lati di ogni parallelepipedo sono lunghi rispettivamente $\Delta x, \Delta y$ e Δz ; i parallelepipedi devono essere *piccoli* per garantire che i campi elettrico e magnetico varino linearmente all'interno degli stessi; per piccoli si intende che la lunghezza del lato del parallelepipedo sia molto più piccola della lunghezza d'onda di interesse.

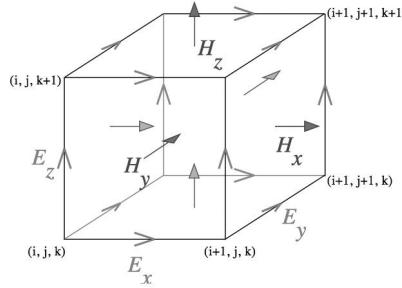


Figura 3.2: elemento differenziale del metodo FDTD

In figura 3.2 è rappresentato un elemento base della discretizzazione: sono evidenziati i vettori campo elettrico e magnetico utilizzati nel calcolo: i campi elettrici sono definiti lungo gli spigoli e quelli magnetici al centro delle facce del parallelepipedo; ad ogni elemento vengono associate quindi tutte le informazioni per descrivere il campo elettromagnetico all'interno del parallelepipedo stesso, con l'unica approssimazione di considerare una variazione lineare del campo all'interno del suo volume.

La discretizzazione del dominio è eseguita automaticamente dal simulatore: in funzione della massima frequenza il software divide gli oggetti in una *mesh* di parallelepipedi sufficientemente piccoli, inoltre nelle regioni in cui si stima che il campo abbia un gradiente elevato il passo di discretizzazione viene diminuito per meglio rappresentare l'andamento dei campi.

Una volta definita la discretizzazione del dominio di simulazione viene generata una matrice nella quale l'elemento n-esimo è il sistema di equazioni legato al parallelepipedo n-esimo; la matrice viene successivamente ridotta in base alle proprietà dei materiali definiti, ad esempio nella regione in cui è definito un conduttore perfetto il campo elettrico è 0 e verrà considerato solo il campo elettrico sulla superficie. Infine viene calcolata la soluzione risolvendo il sistema di equazioni nel dominio del tempo.

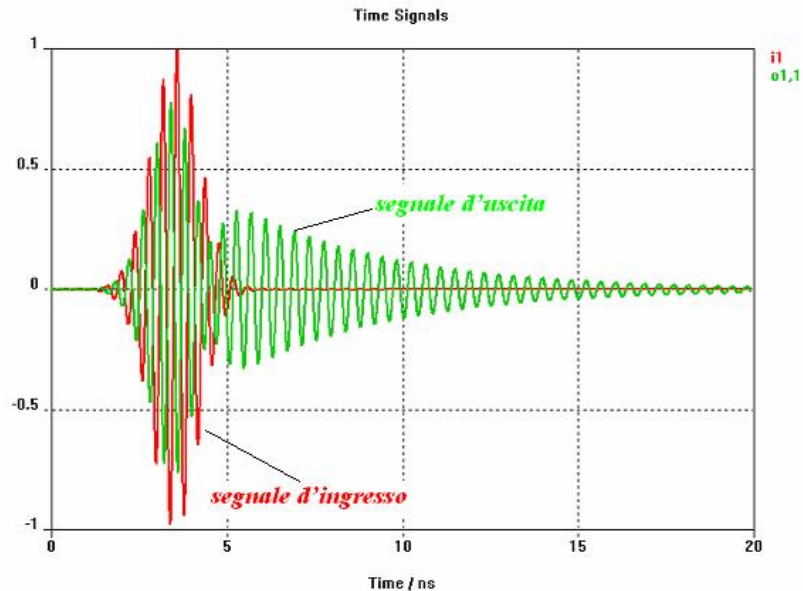


Figura 3.3: esempio di segnali di eccitazione e di risposta in CST

Per risolvere le equazioni nel dominio del tempo è necessario eccitare la struttura con un segnale temporale che abbia un contenuto spettrale tale da coprire la richiesta dell'utente; il segnale predefinito da CST è un impulso gaussiano; anche il segnale viene discretizzato in una serie di punti distanziati da un passo temporale sufficientemente breve tale da riprodurre il contenuto spettrale, la situazione è paragonabile alla condizione di campionamento di Nyquist nella quale il quanto temporale deve essere minore del doppio del reciproco della frequenza massima che si vuole campionare.

3.3 presentazione dei risultati

Infine il segnale di risposta della struttura viene presentato sia nel dominio del tempo che della frequenza per mezzo di una FFT, successivamente possono essere calcolate altre grandezze di interesse partendo dai segnali di eccitazione e di risposta; ad esempio se si desidera conoscere la matrice di scattering riferita ad una coppia di porte, CST calcola la radice quadrata del rapporto tra i segnali di ingresso e di uscita dalle porte di interesse, oppure se l'interesse è concentrato sul guadagno di un'antenna CST calcola il rapporto tra potenza entrante nella struttura e potenza associata al campo prodotto nell'ambiente circostante.

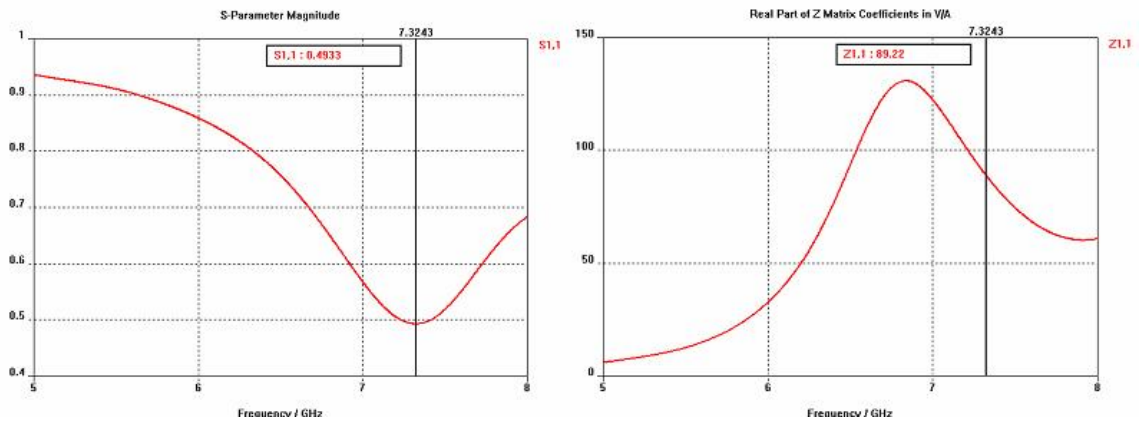


Figura 3.4: esempio di calcolo del parametro S11 e dell'impedenza relativa ad una porta

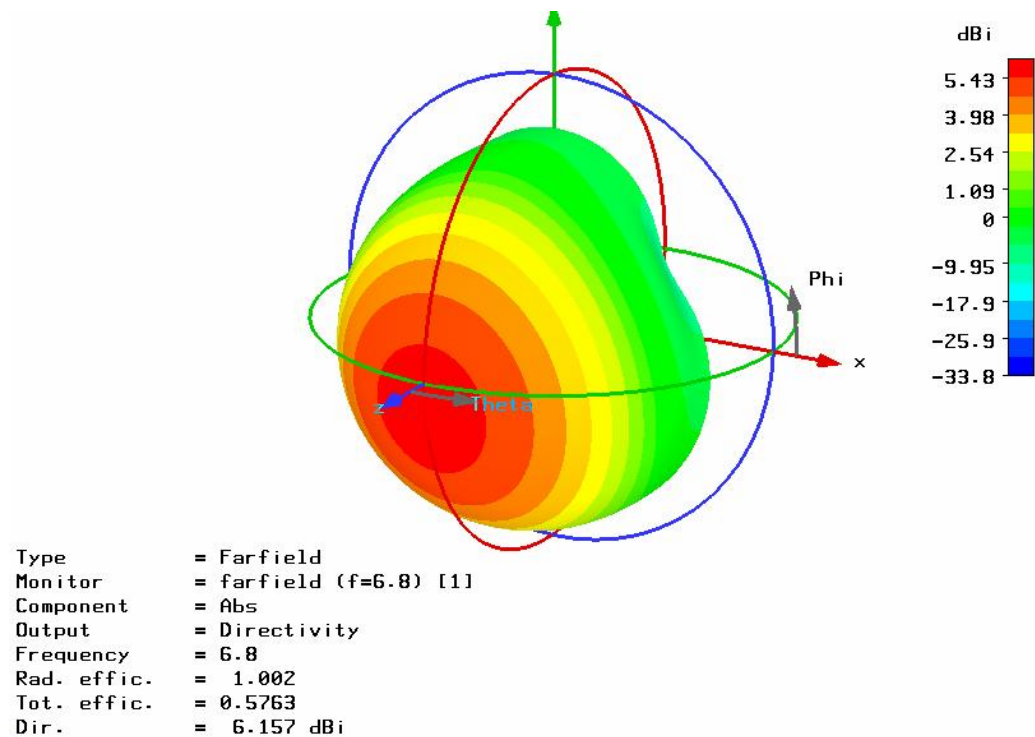


Figura 3.5: esempio di diagramma di radiazione di un'antenna simulata con CST

Capitolo 4

Progetto degli EUT per le prove

Il banco di test è stato realizzato con l'obiettivo di condurre misure relative, cioè di valutare le differenze nella potenza irradiata di una soluzione rispetto ad un'altra a parità di tutte le altre caratteristiche dell'oggetto sotto test e delle condizioni al contorno. Questo metodo ha il vantaggio di non richiedere la valutazione delle caratteristiche dell'ambiente nel quale vengono effettuate le misure se si garantisce che tali caratteristiche siano stabili per tutta la durata delle misure.

Il vantaggio che deriva dal non considerare le caratteristiche del sito permette di utilizzare il banco di test in ambienti non progettati per condurre misure ad alta frequenza, come ad esempio laboratori od uffici.

Lo svantaggio tuttavia è rappresentato dalla relatività delle misure, cioè i valori di potenza irradiata da un EUT misurati in un sito non possono essere confrontati con i valori misurati dallo stesso EUT in un altro sito, o non possono essere confrontati con le misure nello stesso ambiente se si cambiano le condizioni dell'ambiente stesso.

Per questo motivo si affronta ora il progetto di alcuni dispositivi progettati per simulare alcuni EUT, l'obiettivo è testare le prestazioni del banco di test in una situazione realistica, misurando la differenza tra una coppia di dispositivi nei quali cambia una sola caratteristica alla volta. Le specifiche dalle quali si affronta il progetto sono:

- utilizzo del circuito pll realizzato in precedenza come generatore del segnale
- simulazione di una situazione reale
- dimensioni degli oggetti ridotte
- realizzazione semplice e poco costosa
- realizzazione che evidenzia gli effetti di una buona o cattiva progettazione dal punto di vista EMC

L'idea alla base del progetto dei dispositivi quella di utilizzare il banco di test per evidenziare le differenze tra una progettazione che non tiene conto di fenomeni di irradiazione da una progettazione attenta alle problematiche della compatibilità elettromagnetica, in questo modo si evidenzia l'uso per il quale il banco è stato progettato, cioè la misura della differenza che un

accorgimento EMC produce se applicato ad un progetto.

Vengono proposti e affrontati due differenti problemi riguardanti il layout di un circuito stampato: l'area del percorso di ritorno delle correnti e l'uniformità del piano di massa.

4.1 Prima esperienza: piste differenziali

La prima situazione è proposta per evidenziare l'importanza di considerare non solo il percorso della pista che porta un segnale ma anche il percorso della corrente associata al segnale che si chiude al generatore: se l'area del percorso è grande l'irradiazione di segnali associati alla corrente che transita sarà intensa. Un tipico esempio può essere rappresentato dalle linee di massa che alimentano un circuito digitale. Come si vede in figura 4.1 la pista che

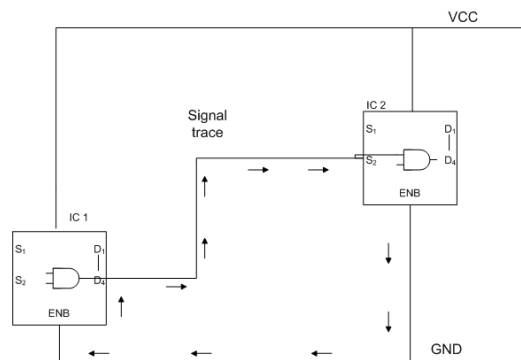


Figura 4.1: Esempio di spira con area elevata

veicola il segnale è fisicamente distante dalla pista che funge da massa poiché non si è tenuto conto in fase di layout che nella pista di massa scorrerà la stessa corrente che scorre nella pista di segnale; l'area sottesa tra le due piste, il trasmettitore e il ricevitore diventa un'antenna a spira di corrente; l'efficienza dell'antenna è proporzionale alla sua area efficace e alla frequenza.

E' possibile mantenere lo stesso schema elettrico e la stessa posizione dei componenti evitando la creazione di un loop di area grande disponendo le piste in modo diverso: in figura 4.2 si vede lo stesso circuito con la pista di massa che scorre parallela alla pista del segnale: grazie a questo piccolo accorgimento l'area sottesa dalle piste, dal generatore e dal ricevitore è la minima possibile, e quindi ci si aspetta che i fenomeni di irradiazione siano inferiori rispetto alla situazione precedente, a parità di intensità di corrente e di frequenza.

Per dimostrare la validità dell'accorgimento sopra descritto si progettano due pcb alimentabili dal segnale di uscita del pll: entrambi i pcb hanno lo stesso punto di alimentazione, lo stesso punto di arrivo del segnale e lo stesso carico, ma la disposizione delle piste è diversa: nel primo caso la pista di massa è tracciata distante da quella del segnale e le due piste formano una spira di corrente estesa, mentre nel secondo caso le due piste di andata e di ritorno seguono lo stesso percorso correndo parallele e sottendendo un'area contenuta. D'ora in poi il pcb con le piste che sottendono un'area estesa verrà chiamato *loop*, mentre il pcb con le piste che corrono parallele verrà chiamato *differenziale*.

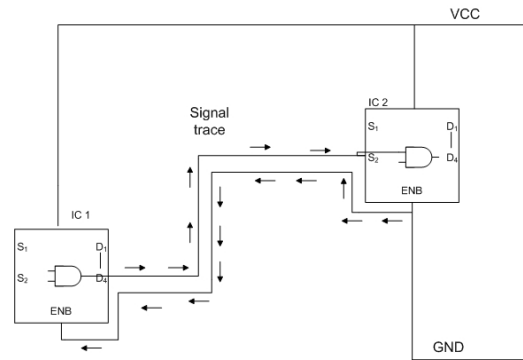


Figura 4.2: Esempio di spira con area minima

Il pll è stato utilizzato per simulare un circuito digitale che trasmette dati su di una linea, mentre come ricevitore è stata utilizzata una resistenza che sostituisce l'impedenza di ingresso di uno stadio ricevente; per avere adattamento di impedenza tra trasmettitore e ricevitore si dovrebbe usare un carico di 100Ω , in questo caso però è stata fatta una scelta differente: dato che la potenza irradiata dalla spira dipende dalla corrente che scorre si è scelto di aumentare questo fenomeno usando una resistenza di 50Ω , in questo modo il carico è disadattato ma la corrente che scorre è maggiore di quella che scorrerebbe nel caso di adattamento ottimo.

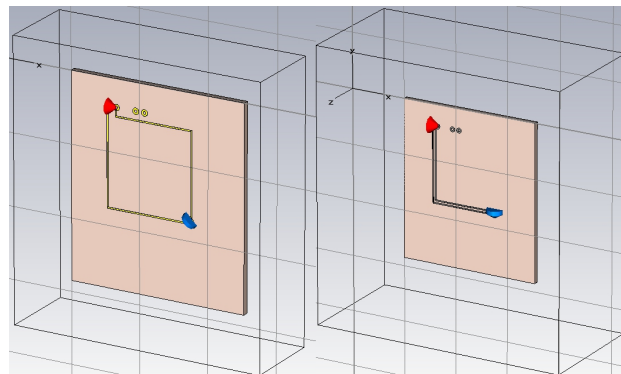


Figura 4.3: modello in CST delle due basette

Sono state eseguite diverse simulazioni in CST per valutare la capacità dei pcb di irradiare e verificare il miglioramento dal punto di vista delle emissioni tra una situazione e l'altra: è stato creato un modello di basetta utilizzando come materiale per il substrato FR4 e rame come materiale per le piste, ai pin di connessione del pll è stata connessa una porta di ingresso con impedenza caratteristica di 100Ω , mentre alle piazzole che ospiteranno la resistenza di carico è stato connesso un elemento passivo con impedenza pari a 50Ω ; il dominio di simulazione è un parallelepipedo con i lati pari alla dimensione della basetta aumentata circa del 50%, mentre le condizioni per la frontiera del dominio di simulazione sono di tipo Aperto.

In figura 4.3 si possono vedere i modelli delle due basette realizzati in CST. Le basette sono state prima simulate da sole e poi è stata simulata la situazione in cui la basetta viene connessa al circuito del pll, in tutti i casi sono stati considerati i diagrammi di radiazione e il segnale visto dal carico; non si è tenuto conto del parametro S11 della struttura, in quanto in questo

caso non interessa l'adattamento tra il pll e la basetta radiante ma solo la caratteristica di radiazione dell'insieme.

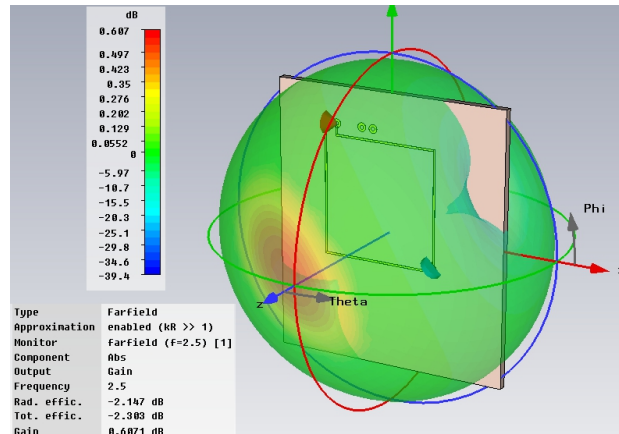


Figura 4.4: diagramma di radiazione della prima basetta

In figura 4.4 è riportato il diagramma di radiazione alla frequenza di 2.5 GHz della basetta loop, il guadagno massimo è stimato a 0.7 dB, mentre in figura 4.5 si vede il diagramma di radiazione della basetta differenziale, si nota che alla stessa frequenza il massimo guadagno è di -22.6 dB, valore più contenuto.

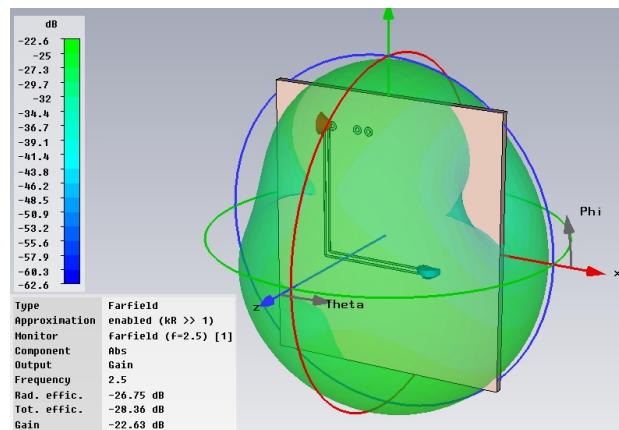


Figura 4.5: diagramma di radiazione della prima basetta

Se si confrontano i segnali che arrivano al carico si nota l'influenza che le due diverse disposizioni hanno sul segnale: con riferimento alla figura 4.6 il segnale trasportato dalla basetta loop è riportato in verde, mentre il segnale trasportato dalle piste differenziali in rosso: si nota che a parità di segnale di ingresso e di impedenza del carico il segnale che viaggia su piste differenziali arriva meno distorto e la sua ampiezza è quasi doppia rispetto al segnale trasportato mediante piste non accoppiate; quest'ultima considerazione, insieme alla differenza dei diagrammi di radiazione confermano l'importanza di minimizzare l'area sottesa da un circuito in cui viaggiano segnali ad alta frequenza, sia dal punto di vista delle emissioni irradiate che dell'integrità del segnale.

Una volta ottenuto questo risultato intermedio si è proceduto alla simulazione delle basette montate sul circuito del pll: si ricorda che il pll è stato

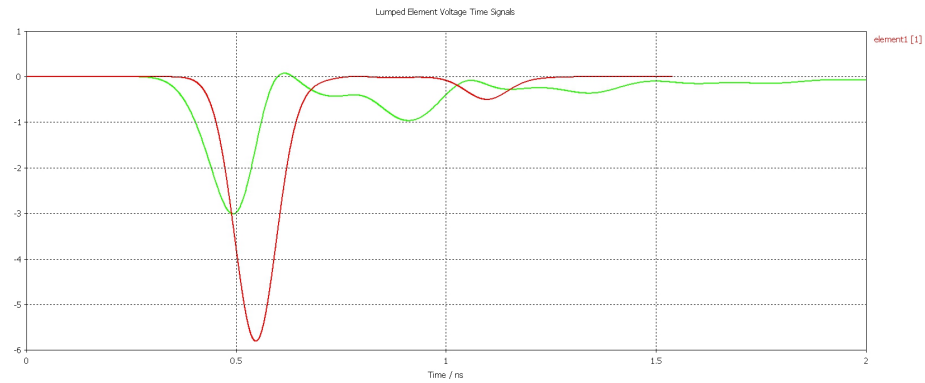


Figura 4.6: confronto tra segnali tra la prima e la seconda basetta

schermato da un lamierino di rame che copre i componenti e saldato al piano di massa, ci si aspetta quindi una diversa forma del diagramma di radiazione nel quale il lobo principale si estenderà nella direzione opposta al pll poichè la superficie metallica vicina alla basetta radiante riflette il campo incidente. Le basette loop e differenziali sono connesse alla basetta del pll mediante quattro pin-strip: essi hanno la funzione sia di portare il segnale che di sostenere la struttura. La struttura è stata modellata in CST, in figura 4.7 si può vedere a sinistra il modello della basetta che ospita il pll e a destra il modello della basetta con il pll sormontata da una delle basette che irradiano:

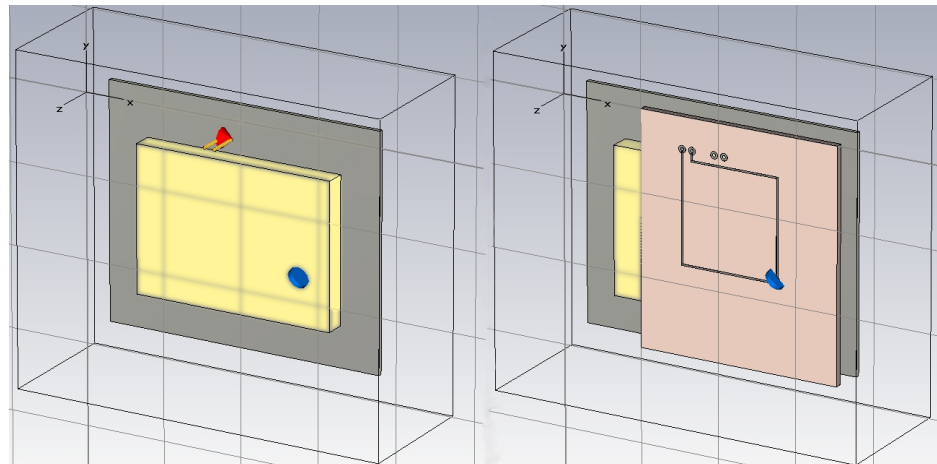


Figura 4.7: modello del pll senza e con la basetta che ospita le piste

Le due strutture sono state simulate calcolando il diagramma di radiazione alle frequenze corrispondenti alle prime sette armoniche del segnale generato dal pll, per ogni frequenza vengono confrontati i risultati in modo da poter valutare i miglioramenti di una soluzione rispetto all' altra; per comprendere in modo più approfondito il comportamento delle strutture vengono riportati qui i diagrammi di radiazione relativi alla frequenza di 2.5 GHz e 4.998 GHz, mentre per tutte le altre armoniche i valori di guadagno delle strutture vengono riportati in tabella 4.1 ; per la valutazione delle differenze rispetto alla potenza irradiata si sceglie di confrontare il massimo guadagno senza tenere conto della direzione del lobo principale; questa scelta è maturata considerando che la forma del diagramma di radiazione cambia tra le due strutture e varia al variare della frequenza; inoltre non c'è una direzione preferenziale

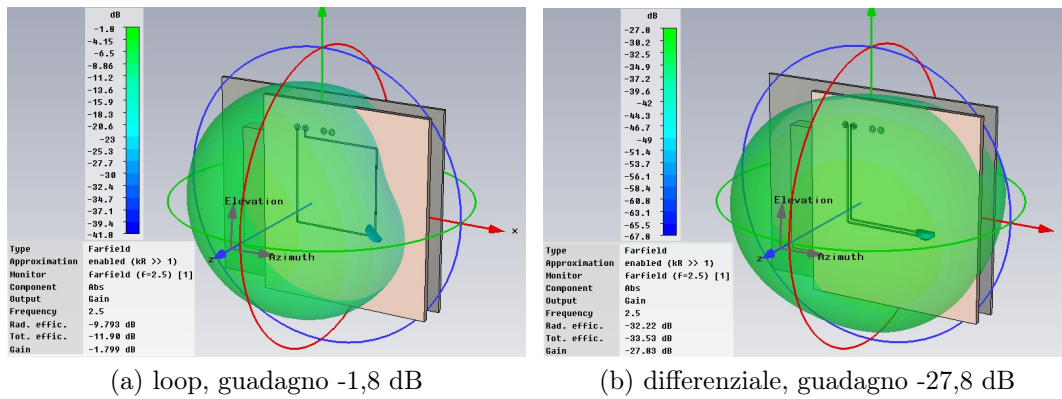


Figura 4.8: diagrammi di radiazione alla frequenza di 2500 MHz

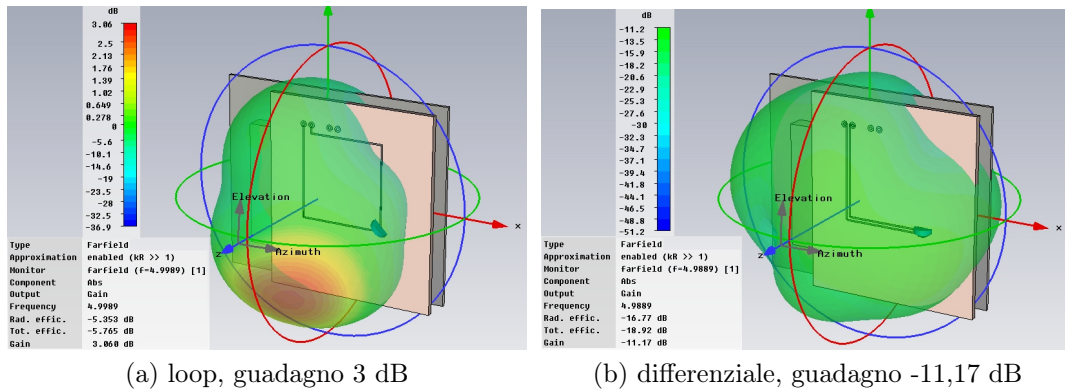


Figura 4.9: diagrammi di radiazione alla frequenza di 4998 MHz

verso la quale concentrare l'analisi, si ricorda infatti che nelle misure di emissioni irradiate l'oggetto sotto test è orientato in tutte le direzioni durante l'analisi per trovare la direzione in cui la radiazione è massima.

frequenza	guadagno loop	guadagno diff	differenza
833 MHz	-23.64 dBm	-46.32 dBm	22.68 dB
1666 MHz	-10.65 dBm	-29.95 dBm	19.4 dB
2500 MHz	-1.8 dBm	-27.83 dBm	26.03 dB
3332 MHz	+1.44 dBm	-13.52 dBm	14.96 dB
4165 MHz	-0.94 dBm	-14.53 dBm	13.59 dB
4998 MHz	+3.06 dBm	-11.17 dBm	14.23 dB
5832 MHz	+5.3 dBm	-9.43 dBm	14.73 dB

Tabella 4.1: valori di guadagno simulati relativi alle basette loop e diff

Dai valori di guadagno simulati appare chiaro che la basetta differenziale irradia una potenza minore rispetto alla basetta loop; la differenza varia da un minimo di 13.59 dB ad un massimo di 26.03 dB.

4.2 Seconda esperienza: piano di massa

La seconda situazione presentata riguarda il problema dell'uniformità del piano di massa: l'esperienza evidenzia come la geometria del piano di massa

influenzi il percorso delle correnti e quindi si possa avere una irradiazione da parte del segnale che transita nel circuito. La figura 4.10 mostra una

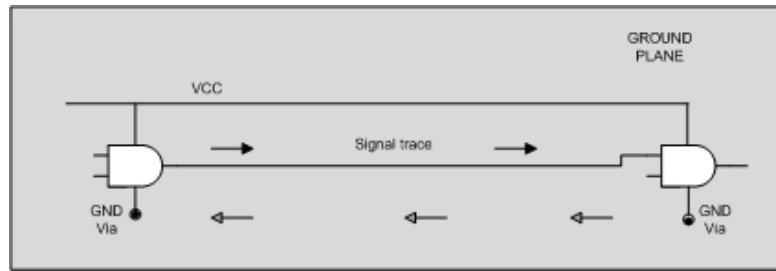


Figura 4.10: esempio di circuito con piano di massa sottostante

situazione comune: in un pcb con due piani per lo sbroglio il piano inferiore è riservato solo alla massa cercando di tracciare tutte le piste di segnale nel piano superiore, spesso questo obiettivo non può essere raggiunto data la complessità del circuito e il gran numero di piste che si intersecano tra loro; si rende necessario quindi interrompere il piano di massa inferiore per lasciar passare una o più piste di segnale. L'interruzione del piano di massa in un punto non adatto modifica il percorso con cui alcune correnti si richiudono al generatore aumentando l'intensità del segnale irradiato come si può vedere in figura 4.11.

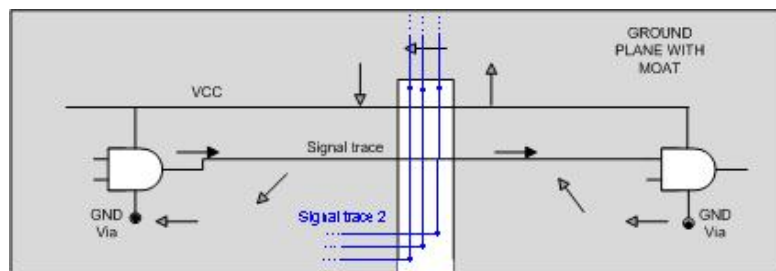


Figura 4.11: esempio di sbroglio con piano di massa interrotto per necessità

Per dimostrare e misurare questo fenomeno sono stati progettati tre pcb con una pista che porta il segnale e un piano di massa: tutti e tre i pcb hanno lo stesso punto di alimentazione, lo stesso carico e lo stesso punto in cui il carico è posizionato, ma il primo dei tre presenta un taglio nel piano di massa perpendicolare alla pista di segnale, un secondo pcb tenta di risolvere il problema mantenendo il taglio mentre nel terzo pcb il piano di massa non è tagliato. Nel secondo pcb si è volutamente mantenuto il taglio sul piano di massa poichè in una situazione realistica non sempre è possibile avere un piano di massa continuo a causa del passaggio di altre piste, quindi si è mantenuta la continuità della massa creando due ponti sul piano opposto; tale situazione non è ottima ma concilia l'esistenza del taglio sulla massa con il bisogno di fornire un percorso di massa più vicino possibile al percorso del segnale. Per semplicità il pcb con l'interruzione del piano di massa verrà chiamato *moat*, il pcb che risolve il problema per mezzo di due ponti di massa sul piano superiore verrà chiamato *ponti* mentre il pcb con il piano di massa non interrotto verrà chiamato *massa*. In figura 4.12 si possono vedere i modelli in CST delle tre basette. Le basette sono state progettate per essere alimentate

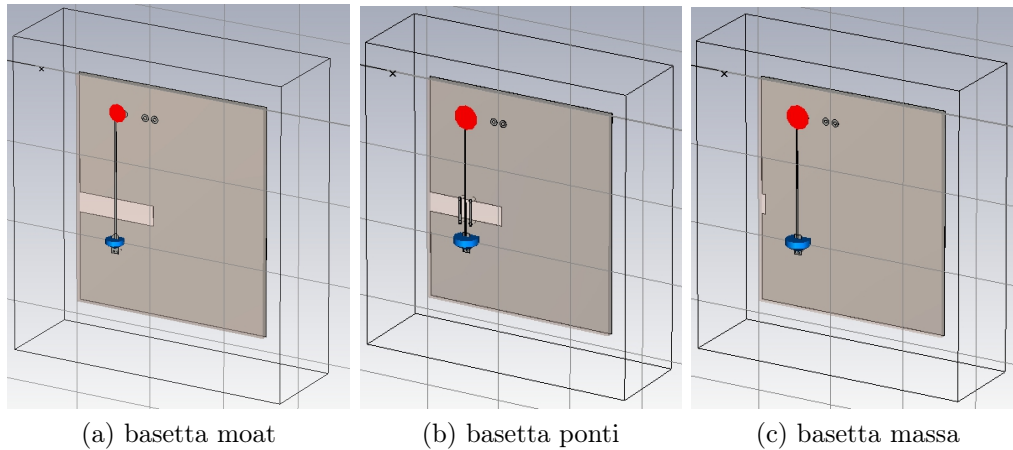


Figura 4.12: modelli dei tre pcb

dal generatore a pll e fisicamente montate su di esso come nella precedente esperienza. La connessione tra le basette e il pll avviene per mezzo di quattro pin strip con la funzione di portare il segnale e di sostenere la struttura. Le tre basette sono state simulate in CST: ai pin di ingresso è stato connesso un generatore con impedenza di 100Ω e alle piazzole che ospitano la resistenza di carico è stato connesso un elemento passivo con impedenza di 50Ω . Anche in questo caso si è scelto di usare una resistenza di carico più bassa di quella che porterebbe ad un adattamento ottimo con il generatore per aumentare la corrente che scorre nella pista. L'analisi si è concentrata sul diagramma di radiazione calcolato alla frequenza di 2.5 GHz e sulla forma del segnale che giunge al carico; in figura 4.13 si possono vedere i diagrammi di radiazione delle tre strutture: considerando il valore massimo del diagramma di radiazione si nota che la basetta moat irradia con un guadagno di circa 0.2 dB, valore maggiore rispetto alle altre due; invece la basetta ponti irradia con un guadagno di -15 dB, valore che si avvicina ai -20 dB della basetta massa.

In figura 4.14 sono confrontati i segnali che giungono al carico nelle tre basette: in blu è riportato il segnale nella basetta moat, in verde il segnale nella basetta ponti e in rosso il segnale nella basetta massa. Si nota che il segnale trasportato dalla basetta con l'interruzione sulla massa arriva distorto e con intensità minore rispetto agli altri due segnali, mentre il segnale trasportato dalla basetta ponti è meno distorto ed è quasi indistinguibile dal segnale trasportato dalla basetta con il piano di massa non interrotto.

Le osservazioni riguardo i diagrammi di radiazione e le caratteristiche del segnale portano a concludere che l'interruzione del piano di massa può rappresentare un problema dal punto di vista delle emissioni irradiate e dell'integrità del segnale, ma l'interruzione può essere mantenuta a patto di fornire un percorso di chiusura delle correnti favorevole verso il generatore; la soluzione di utilizzare due ponti di massa sul piano opposto incide in maniera minima rispetto al caso ideale, cioè l'uniformità del piano di massa.

Dopo aver analizzato le basette senza considerare il circuito pll sono state eseguite altre simulazioni considerando come struttura l'insieme della basetta che ospita la pista connessa al circuito pll che la alimenta; si ricorda che il pll è schermato da un lamierino metallico, ci si aspetta quindi una variazione del diagramma di radiazione sia riguardo alla forma sia riguardo al massimo

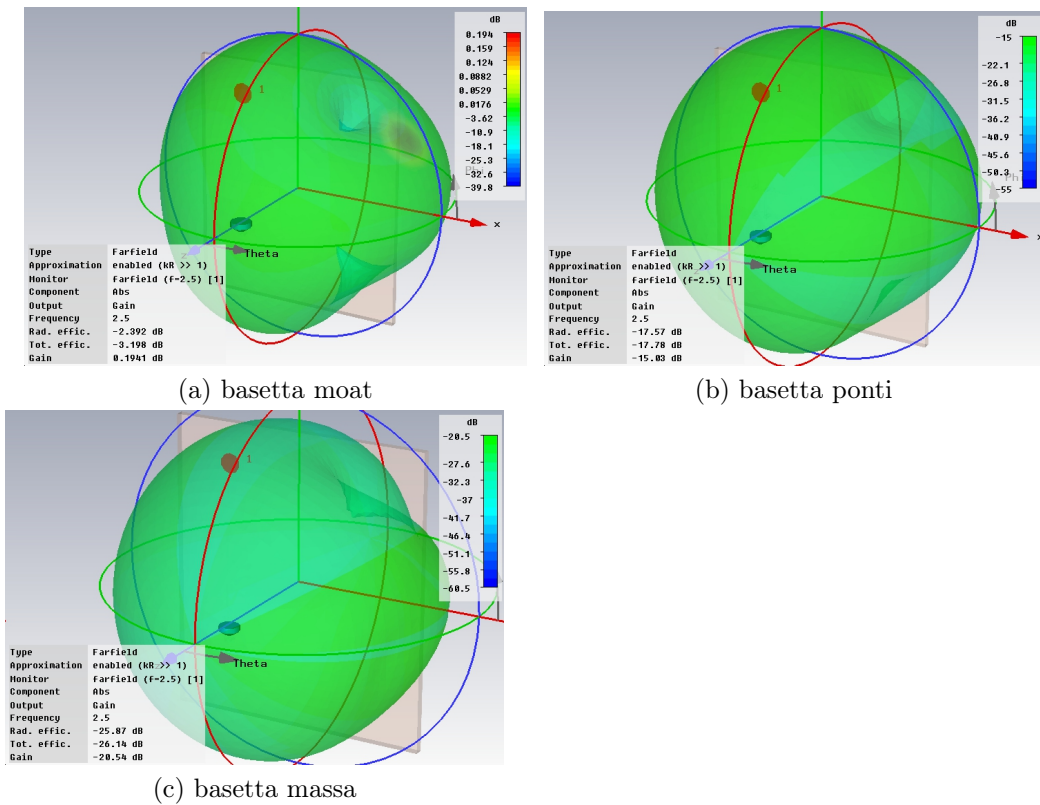


Figura 4.13: diagrammi di radiazione dei tre pcb a 2.5 GHz

guadagno. Il modello utilizzato per la basetta pll è lo stesso utilizzato nella precedente simulazione. In figura 4.15 si può vedere il modello del circuito pll da solo e del pll sormontato dalla basetta da studiare.

Le tre basette sono state simulate calcolando il diagramma di radiazione alle frequenze corrispondenti per le prime sette armoniche del segnale generato dal pll, per ogni frequenza vengono confrontati i risultati in modo da valutare i miglioramenti di una soluzione rispetto all'altra; per comprendere in modo più approfondito il comportamento delle strutture vengono riportati qui due esempi: in figura 4.16 viene confrontato il diagramma di radiazione della struttura ponti e della struttura massa alla frequenza di 2.5 GHz, in figura 4.17 viene confrontato il diagramma di radiazione della struttura moat e della struttura ponti alla frequenza di 4.998 GHz.

Per la valutazione delle differenze rispetto alla potenza irradiata si sceglie di confrontare il massimo guadagno senza tenere conto della direzione del lobo principale; questa scelta è maturata considerando che la forma del diagramma di radiazione cambia tra le due strutture e varia al variare della frequenza, inoltre non c'è una direzione preferenziale verso la quale concentrare l'analisi, si ricorda infatti che nelle misure di emissioni irradiate l'oggetto sotto test è orientato in tutte le direzioni per trovare la direzione in cui la radiazione è massima. In tabella 4.2 sono riassunti i valori di guadagno simulati mentre in tabella 4.3 sono riassunte le differenze tra i due pcb con la massa interrotta rispetto allo stesso pcb con il piano di massa senza interruzioni.

Dai valori di guadagno simulati appare chiaro che la basetta moat irradia una potenza maggiore rispetto alla basetta massa; mentre la basetta ponti irradia una potenza paragonabile alla potenza irradiata dalla basetta massa;

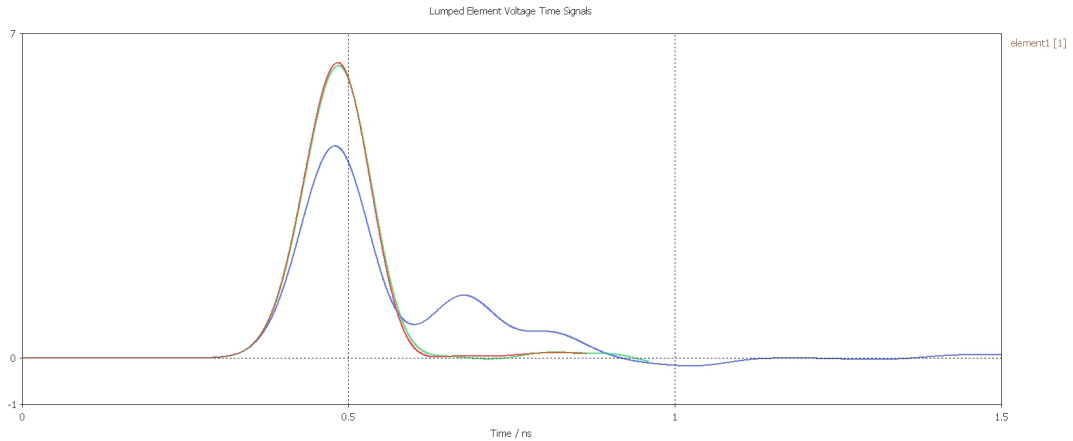


Figura 4.14: segnali al carico nei pcb moat, ponti e massa

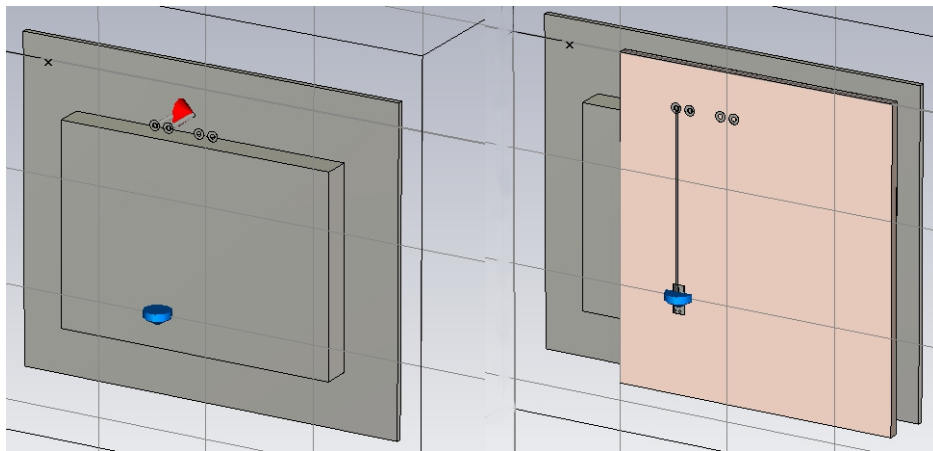


Figura 4.15: modello del pll e sormontato dalla basetta moat

le differenze di potenza tra le basette moat e massa vanno da 2.55 a 17.82 dB, mentre le differenze tra la bassetta ponti e la bassetta massa variano tra 9.52 e -0.91 dB.

4.3 Realizzazione delle basette

Le simulazioni hanno confermato il comportamento atteso delle basette rispetto al problema della potenza irradiata, e hanno evidenziato che l'applicazione di un accorgimento atto a migliorare l'emissione non desiderata migliora in comportamento del pcb a parità delle altre caratteristiche.

Dai modelli CST è stato estratto un file CAD per ogni pcb contenente il disegno dei due piani, quello contenente le piste e il carico e quello riservato alla massa; le basette sono state realizzate mediante la fresa per prototipi in dotazione al dipartimento partendo da un substrato di FR4 a doppia faccia; successivamente le basette sono state forate per permettere la saldatura dei pin strip di collegamento al circuito pll e per collegare le due facce nei punti necessari, in particolare la bassetta ponti è stata forata in corrispondenza dei ponti di massa per realizzare il collegamento tra la faccia inferiore e la faccia superiore. Infine su ogni bassetta è stata saldata una resistenza da 50Ω . Nelle

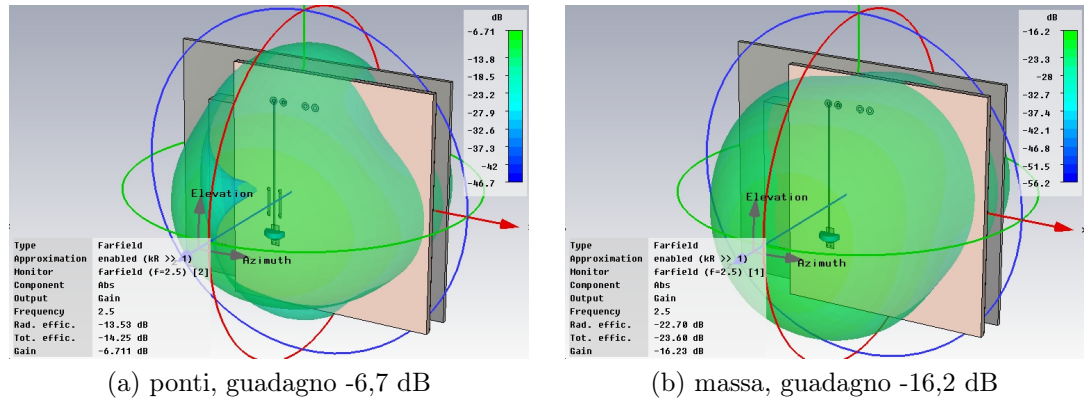


Figura 4.16: diagrammi di radiazione alla frequenza di 2500 MHz

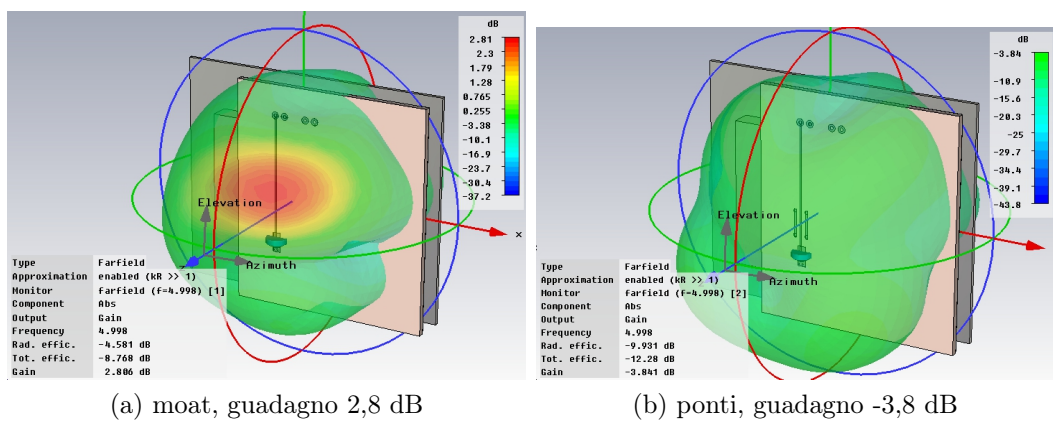


Figura 4.17: diagrammi di radiazione alla frequenza di 4998 MHz

frequenza	guadagno moat	guadagno ponti	guadagno massa
833 MHz	-29.37 dBm	-36.35 dBm	-35.44 dBm
1666 MHz	-4.67 dBm	-22.49 dBm	-23.1 dBm
2500 MHz	-2.44 dBm	-6.71 dBm	-16.23 dBm
3332 MHz	+0.06 dBm	-6.38 dBm	-14.27 dBm
4165 MHz	-0.45 dBm	-8.78 dBm	-9.93 dBm
4998 MHz	+2.8 dBm	-3.84 dBm	-3.46 dBm
5832 MHz	+2.54 dBm	-0.01 dBm	+0.1 dBm

Tabella 4.2: valori di guadagno simulati relativi alle basette moat, ponti e massa

frequenza	differenza moat-massa	differenza ponti-massa
833 MHz	6.98 dB	-0.91 dB
1666 MHz	17.82 dB	0.61 dB
2500 MHz	4.27 dB	9.52 dB
3332 MHz	6.44 dB	7.89 dB
4165 MHz	8.33 dB	1.15 dB
4998 MHz	6.64 dB	-0.38 dB
5832 MHz	2.55 dB	-0.11 dB

Tabella 4.3: differenza di guadagno tra le basette moat, ponti e massa

basette moat, ponti e massa uno dei due terminali della resistenza è stato connesso al piano di massa mediante un foro utilizzato per far passare un filo metallico saldato nelle due facce. In figura 4.18 si possono vedere due delle cinque basette realizzate.

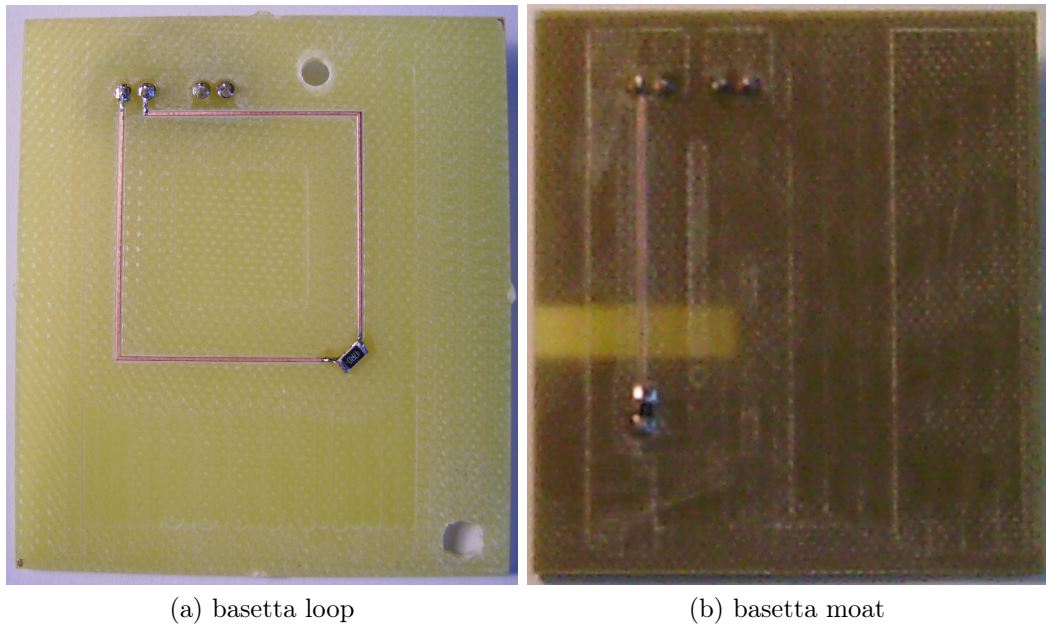


Figura 4.18: basette realizzate per le misure

Capitolo 5

Automazione delle misure

5.1 Motivazione e descrizione

Dopo aver eseguito le prime serie di misure in maniera completamente manuale si è deciso di automatizzare parte delle operazioni; i vantaggi di questo approccio sono molteplici:

- si sgravia l'operatore da operazioni ripetitive
- il tempo necessario per realizzare le misure viene drasticamente diminuito
- la probabilità di errori causati dall'intervento umano viene diminuita

La possibilità in questo caso di automatizzare una parte delle misure si spiega analizzando le operazioni da fare: si vuole misurare la potenza delle armoniche irradiate da un EUT di prova, le armoniche sono generate da un oscillatore di tipo PLL quindi sono molto stabili in frequenza e la loro frequenza è nota a priori; una delle operazioni più dispendiose è l'impostazione della frequenza dell'analizzatore per centrarla alla frequenza dell'armonica di interesse, poi è necessario di volta in volta regolare il reference level dello strumento e infine aspettare il risultato della media, le operazioni descritte vanno ripetute per tutte le armoniche da misurare che in questo caso sono 7. Nella fase di misura della potenza delle armoniche non è coinvolta nessun'altra operazione manuale, ad esempio l'EUT viene spostato solo alla fine della misura.

L'analisi appena proposta evidenzia la possibilità di rendere automatiche le operazioni istruendo un calcolatore in modo che sia esso ad impostare la frequenza di misura e ad aspettare il risultato della media, la scelta di automatizzare alcune operazioni è normalmente adottata quando il numero delle misure cresce e l'operatore non è coinvolto in modo attivo.

5.2 Labview

Per realizzare l'automazione di una parte delle misure si è utilizzato l'ambiente di programmazione Labview. Labview è un software che mette a disposizione un ambiente grafico in cui sviluppare programmi in un linguaggio chiamato

G-language, il linguaggio G è un linguaggio grafico semplice, orientato al comando degli strumenti e alla manipolazione dei dati ricevuti.

La programmazione nel linguaggio G prevede l'uso di blocchi connessi da fili: i blocchetti realizzano le funzioni desiderate e i fili collegano i vari blocchi per realizzare il programma come in una sorta di diagramma di flusso, attraverso i fili viaggiano i comandi e i dati, essi sono quindi paragonabili alle variabili di un linguaggio di programmazione testuale. In figura 5.1 si riporta come esempio un frammento di linguaggio G che analizza i dati letti da un file.

Labview mette a disposizione una grande varietà di blocchi per realizzare tutte le funzioni più semplici come ad esempio le operazioni logiche ed aritmetiche, i salti condizionati, i cicli, inoltre ci sono tutti gli strumenti per gestire strutture dati, manipolare files e gestire operazioni di input-output da e verso qualsiasi indirizzo di memoria del calcolatore comprese le porte di comunicazione con l'esterno; è possibile infine raggruppare un piccolo programma e farlo diventare un blocco da richiamare in programmi più complessi.

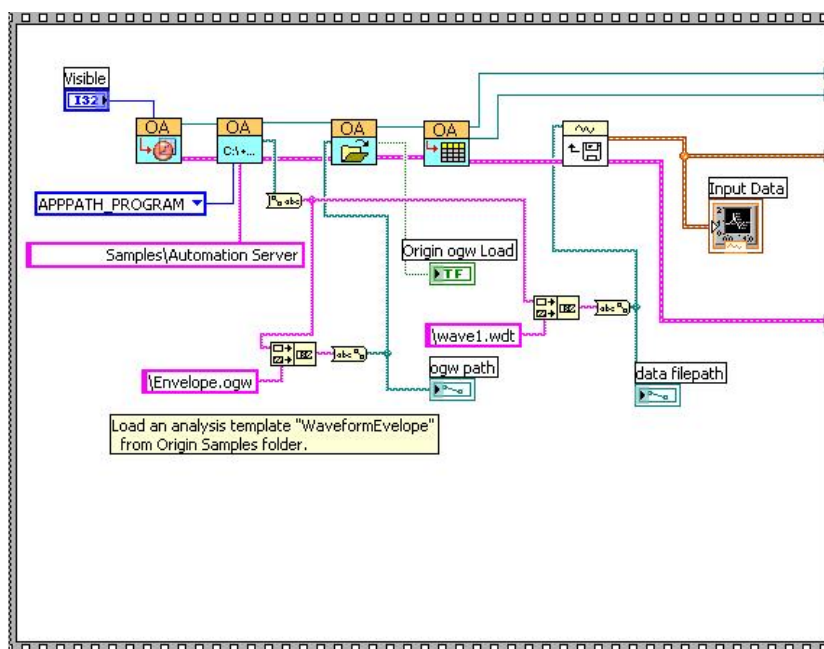


Figura 5.1: esempio di programmazione il labview

Parallelamente alla costruzione del programma con blocchi funzionali e fili Labview costruisce l'interfaccia grafica legata al programma, cioè le variabili usate nel programma diventano campi in cui immettere dati o visualizzare risultati, in figura 5.2 il pannello frontale contiene i campi riservati all'immissione del valore nelle variabili utilizzate nel programma vero e proprio. In questo modo si crea un vero e proprio strumento virtuale, in cui l'interfaccia grafica diventa il pannello di controllo dello strumento.

5.3 Logica del programma

Prima di realizzare il programma di controllo in labview è necessario analizzare tutte le operazioni che devono essere eseguite e creare un diagramma di

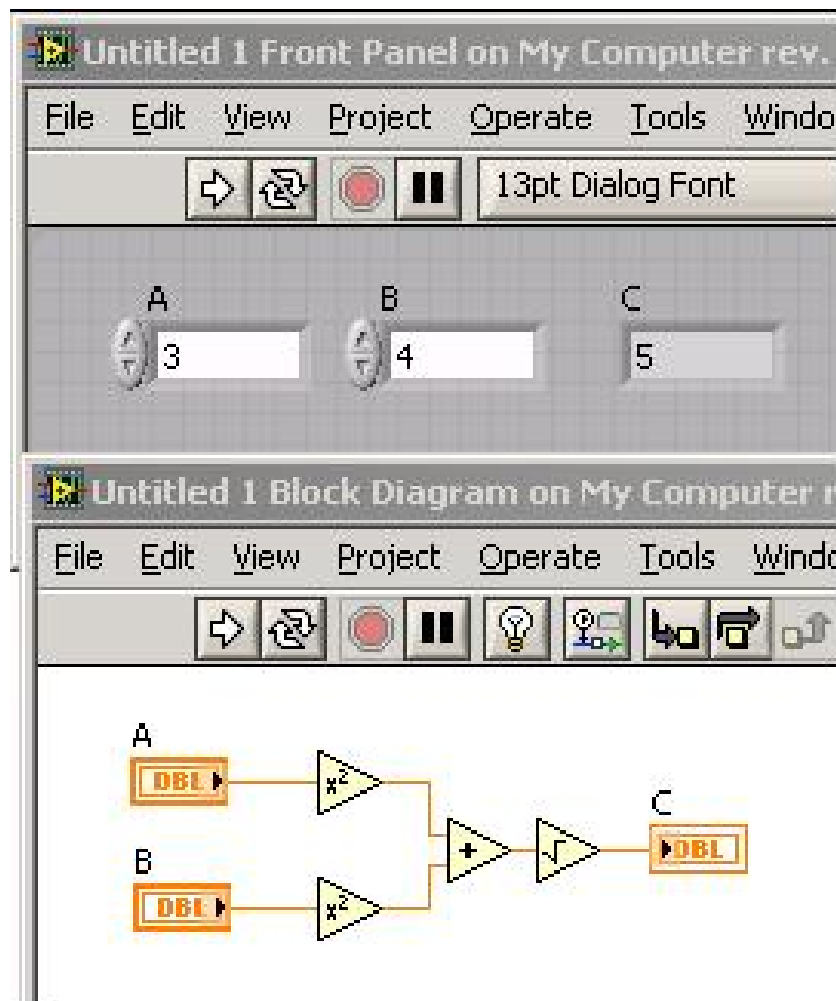


Figura 5.2: esempio di programma e pannello frontale

flusso che esprima la logica del programma, poi ogni operazione verrà implementata scegliendo le funzioni più adatte allo scopo tra quelle disponibili:

1. inizializzazione dello strumento impostando le attenuazioni e lo span
2. impostazione della frequenza centrale
3. impostazione del reference level per avere il picco vicino al fondoscala dello strumento
4. attivazione della funzione di media
5. attesa del risultato della media
6. ricerca del picco e trascrizione del valore

Labview contiene già tutti gli strumenti per realizzare le funzioni necessarie, l'unica attenzione deve essere fatta nell'impostazione del reference level: si desidera che il picco si trovi in prossimità del fondoscala dello strumento poichè i convertitori interni lavorino ad un rapporto segnale-disturbo più elevato possibile commettendo un errore minore; l'impostazione del reference level viene fatta dall'operatore che di misura in misura sceglie il valore di

riferimento più adatto in funzione del picco visualizzato dallo strumento; per realizzare questa funzione in modo automatico è necessario dividere l'operazione descritta in passi più semplici: una soluzione può essere la ricerca preliminare del picco, la sua misura grossolana e infine l'impostazione del reference level per la misura utilizzando il valore stimato per il picco diminuito di un fattore di sicurezza, in questo modo si assicura che il picco non superi mai il reference level impostato ma al tempo stesso si realizza l'obiettivo di avere il picco vicino al reference level.

La logica del programma quindi diventa:

1. inizializzazione dello strumento impostando le attenuazioni e lo span
2. impostazione della frequenza centrale
3. impostazione di un reference level preliminare
4. ricerca del picco
5. calcolo del nuovo reference level funzione del picco trovato
6. impostazione del reference level per avere il picco vicino al fondoscala dello strumento
7. attivazione della funzione di media
8. attesa del risultato della media
9. seconda ricerca del picco e trascrizione del valore

La serie di operazioni è necessaria per misurare il valore di una sola armonica, ovviamente le operazioni dovranno essere eseguite all'interno di un ciclo con un numero di passi uguale al numero di armoniche, il primo punto in cui viene inizializzato lo strumento non farà parte del ciclo, invece l'impostazione della frequenza centrale sarà funzione dell'indice del ciclo stesso. In figura 5.3 si possono vedere i blocchi che realizzano il programma. Con riferimento alla

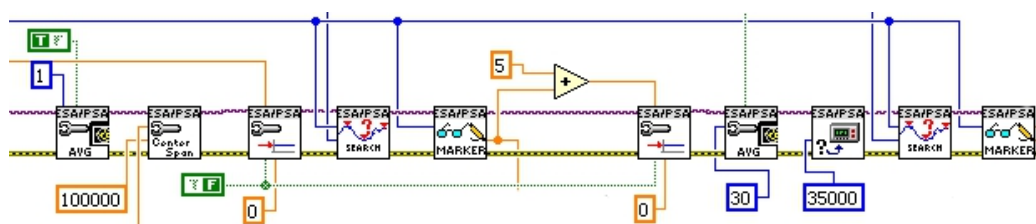


Figura 5.3: parte principale del programma di automazione

figura 5.3 si descrivono le caratteristiche dei blocchi usati:

1. il primo blocco setta la media su un campione, in pratica serve per togliere la funzione di media
2. il secondo e il terzo blocco settano rispettivamente la frequenza, lo span e il reference level
3. il quarto blocco inizializza un marker di tipo Picco e il quinto blocco legge l'ampiezza del picco

4. il sesto blocco setta il reference level all'ampiezza del picco appena misurata diminuita di 5 dB
5. il settimo blocco imposta la media su 30 campioni
6. l'ottavo blocco ferma l'esecuzione del programma finchè la media non stata calcolata
7. il nono blocco ricerca il picco con il marker precedentemente creato
8. l'ultimo blocco legge la frequenza e l'ampiezza rilevata dal marker

I blocchi presentati sono composti a loro volta da istruzioni più semplici, ad esempio in figura 5.4 è riportata la struttura interna del blocco che legge la frequenza e l'ampiezza di un marker:

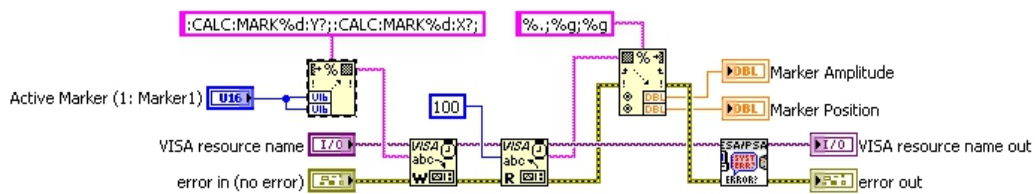


Figura 5.4: struttura interna di un blocco utilizzato

il primo blocco invia allo strumento l'opportuna stringa di comando precedentemente confezionata, il secondo blocco legge la risposta, la risposta viene disassemblata per estrarre i valori numerici di interesse che vengono resi disponibili per le successive operazioni all'esterno del blocco.

Le stringhe di comando sono pubblicate nel manuale dell'analizzatore di spettro, tuttavia per semplicità si è scelto di scaricare dal sito della National Instruments i blocchi di comando già pronti; i suddetti blocchi sono basati su un set di comandi adatto per un'ampia serie di analizzatori di spettro e in alcune occasioni le stringhe utilizzate non sono state riconosciute dall'analizzatore in dotazione al laboratorio, in questi casi isolati ci si è serviti del manuale dello strumento per correggere la stringa generica con la stringa corretta.

In figura 5.5 è rappresentato tutto il codice del programma che automatizza le misure delle armoniche:

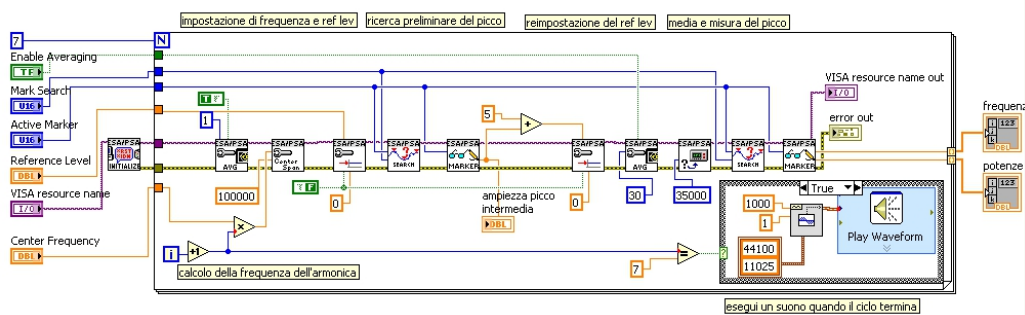


Figura 5.5: codice del programma di misura

gli elementi accessori non ancora descritti sono il primo blocco di inizializzazione dello strumento che si trova al di fuori del ciclo, la riproduzione di un suono al termine delle misure e la creazione di due array contenenti le frequenze e le ampiezze delle armoniche; si nota infine che le istruzioni che compongono il programma vero e proprio sono contenute all'interno di un ciclo il cui indice è pari al numero delle armoniche da misurare.

In figura 5.6 si presenta il pannello frontale del programma usato per impostare i dati e leggere i risultati, alla fine della misura nelle due colonne a destra compaiono la frequenza e l'ampiezza delle armoniche.

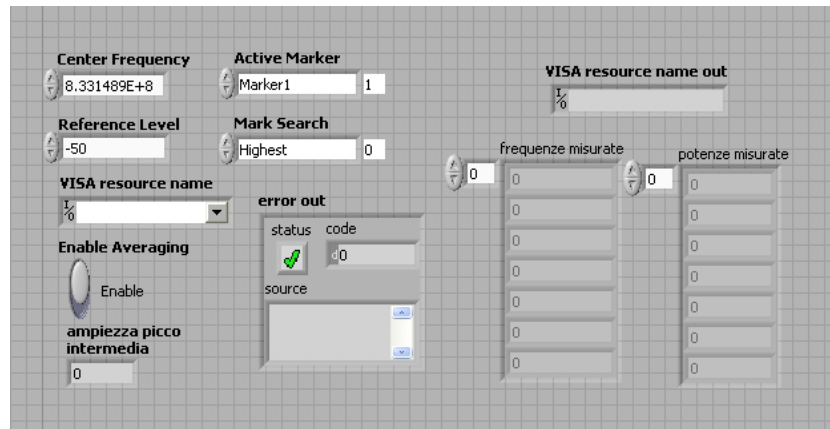


Figura 5.6: pannello frontale del programma

5.4 Interfaccia Gpib

Una volta scritto il programma da eseguire in un personal computer è necessario connettere lo strumento al pc per realizzare il sistema di test automatico, in questo caso è stata usata l'interfaccia GPIB.

L'interfaccia GPIB è nata negli anni '70 con il preciso scopo di far dialogare gli strumenti di misura tra loro e con un controllore in modo da realizzare sistemi di test automatici complessi; l'esigenza è sorta proprio per far fronte alla complessità sempre maggiore di alcune misure richieste in ambito industriale e accademico.

5.4.1 Caratteristiche elettriche

L'interfaccia dal punto di vista elettrico si compone di un bus parallelo bidirezionale a 8 bit, affiancato da 5 linee di controllo e 3 linee di handshake, più diverse linee di massa. Alcune linee di massa si intrecciano alle linee di controllo e handshake nel cavo per creare coppie differenziali le quali garantiscono una maggiore integrità del segnale se trasportato su lunghe distanze. In figura 5.7 è schematizzata la composizione del bus evidenziando le linee di dati, controllo e handshake.

I segnali che transitano nel bus sono di tipo digitale con un'escursione di 5V, la massima velocità di transito dei dati è di circa 1MB/s successivamente incrementata; lo standard prevede una lunghezza massima dei cavi tra due apparecchi pari a 20 metri. Gli apparecchi possono essere connessi a stella o

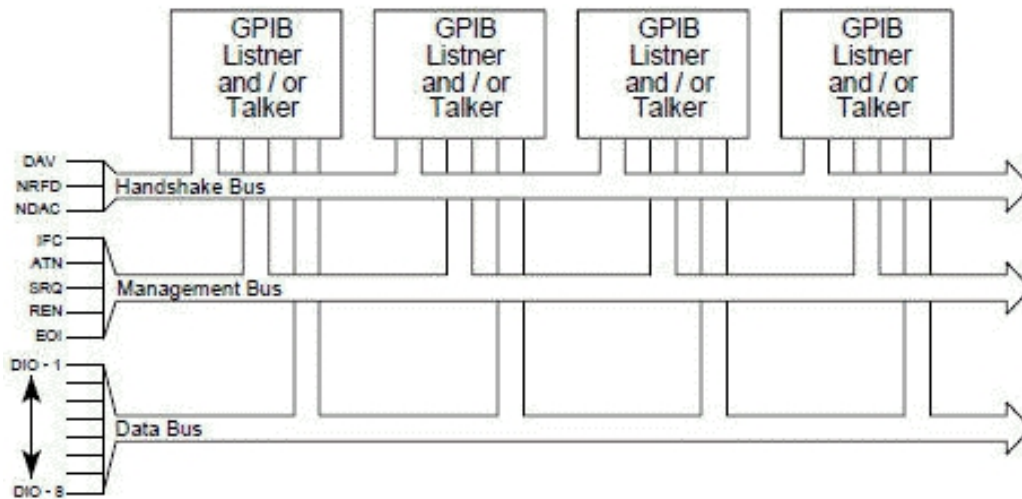


Figura 5.7: schema del bus gpib

in cascata, il comportamento del sistema non è influenzato dal tipo di connessione poichè ogni apparecchio connesso al bus possiede un indirizzo univoco e l'impegno del bus da parte di un apparecchio impedisce la comunicazione agli altri.

5.4.2 Interfaccia logica

Dal punto di vista logico gli oggetti coinvolti nel bus possono avere il ruolo di controller, talker e listener: il controller è l'apparecchio che gestisce l'intero bus, la sua funzione principale è quella di ricevere gli eventi di interruzione dagli altri oggetti e servirli, cioè permettere all'oggetto che ha generato l'interruzione di inviare dati; nel caso ci siano più eventi di interruzione contemporanei il controller ne servirà uno alla volta mantenendo le altre richieste in coda e servendole in base a regole preimpostate nel controller. Il controller infine assegna ai dispositivi collegati al bus il ruolo di listener o talker in base alle capacità dei dispositivi e alle esigenze di misura, ad esempio uno strumento può comunicare da listener quando ascolta i comandi di impostazione e da talker quando invia i dati acquisiti.

Ogni strumento collegato al bus può avere tutti e tre i ruoli contemporaneamente, ma può esserci un solo controller per ogni bus; il ruolo di talker può essere preso a turno da tutti gli strumenti e può esserci un solo talker attivo per volta; non ci sono limitazioni per quanto riguarda i listener che possono essere sempre in ascolto.

Gli strumenti collegati al bus comunicano per mezzo di messaggi di comando descritti dallo standard SCPI: lo standard definisce una ricca serie di comandi costruiti da stringhe di caratteri ASCII inviate in questo caso sulle linee dati del bus verso un indirizzo specificato sempre sul bus dati; le stringhe di base possono essere concatenate tra loro formando comandi più articolati per gestire le funzioni più complesse.

Lo strumento con il quale si sta dialogando risponde sempre utilizzando le stringhe adeguate concatenate al valore numerico da trasmettere, o in alternativa può essere trasmesso solo il dato in formato binario se il talker e il controller hanno la capacità di gestire tale modalità.

5.5 Realizzazione del sistema automatico

Il sistema di test automatico si compone di tutte le parti precedentemente descritte: l'analizzatore di spettro è stato collegato all'antenna di misura del banco e all'interfaccia Gpib in dotazione al portatile, nel portatile viene eseguito il programma utilizzando l'ambiente labview e i dati vengono presentati nel pannello di controllo del programma alla fine della sessione di misura delle armoniche. Alla fine della sessione l'operatore cambia il prototipo da misurare o l'orientazione dell' EUT. In questo modo è stato diminuito drasticamente il tempo necessario per eseguire le misurazioni.

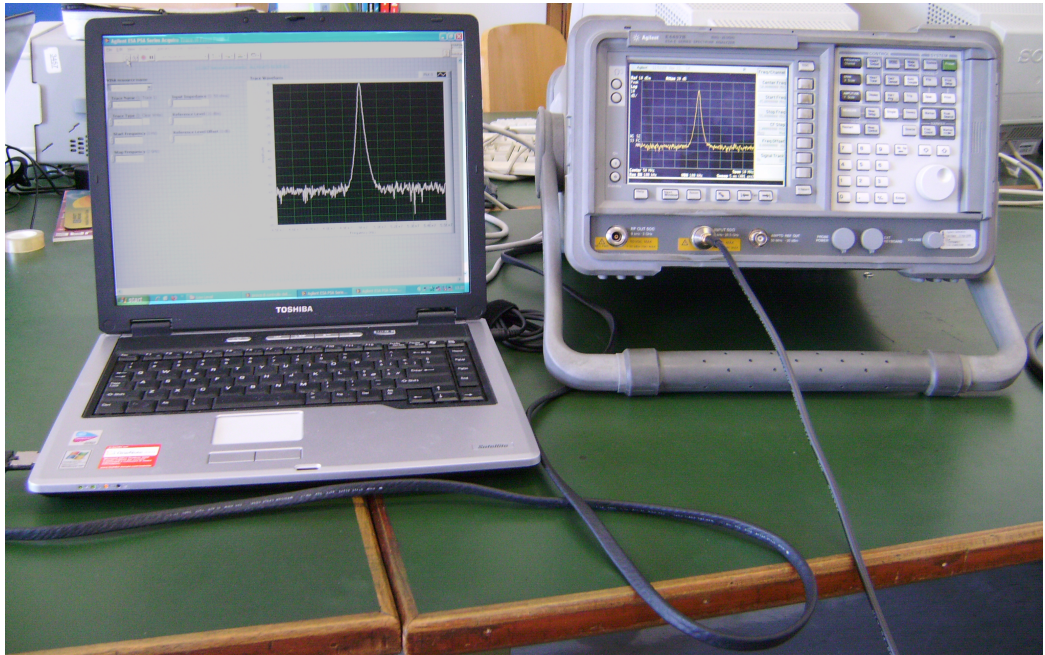


Figura 5.8: sistema di test automatico

Capitolo 6

Misure di potenza irradiata dai pcb

Nel capitolo precedente sono state descritte le fasi della costruzione dei 5 pcb, lo scopo della realizzazione dei pcb è permettere una serie di misure utilizzando il banco di test a disposizione, e mettendo in pratica le metodologie e gli accorgimenti affinati nel corso del capitolo 2. L'idea è di utilizzare il banco misurando oggetti che riproducano una situazione realistica, cioè la misura di emissioni irradiate da un circuito stampato in cui in fase di progetto sono state adottate o meno alcune regole dettate dalla compatibilità elettromagnetica.

Con questo scopo è stato costruito un circuito pll in grado di generare segnali utili allo studio, e sono stati realizzati 5 pcb per simulare 5 situazioni differenti: ogni pcb può essere connesso al circuito oscillatore in modo da variare ogni volta una sola caratteristica dell'oggetto mantenendo immutate le altre, in questo modo il layout del circuito cambierà, ma il segnale che transita, il trasmettitore e il carico saranno sempre gli stessi. L'*EUT* si compone quindi di due parti: il circuito oscillatore e la basetta con le piste. Ogni volta che una basetta viene connessa al circuito oscillatore l'*EUT* cambierà; d'ora in poi si farà riferimento ad *EUT loop* ed *EUT diff* per indicare i due oggetti composti rispettivamente dalle basette loop e differenziale descritte nel paragrafo 4.1; mentre vengono indicate come *EUT moat*, *EUT ponti* ed *EUT massa* gli oggetti composti connettendo il pll alle basette moat, ponti e massa descritte nel paragrafo 4.2.

Dalle esperienze di misura che verranno condotte ci si aspetta una irradiazione minore dalle basette che adottano accorgimenti pensati per migliorare l'emissione irradiata rispetto alle basette che non prevedono particolari accorgimenti; si ricorda che la validità delle misure è relativa, cioè i valori di potenza misurati non possono essere confrontati con misure degli stessi oggetti in una camera anecoica. Come spiegato in precedenza lo scopo delle misure condotte è osservare una variazione relativa tra due oggetti a confronto; i valori di potenza misurata saranno differenti cambiando sito o banco di test, ma la differenza di potenza sarà la stessa cambiando sistema di misura.

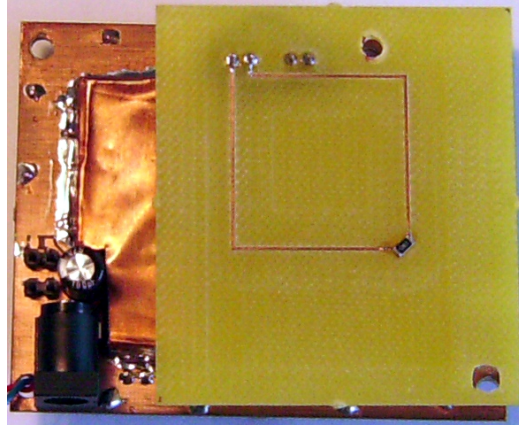


Figura 6.1: basetta loop connessa al circuito pll

6.1 Descrizione del banco di test

Il sistema di test è composto dal piano metallico sul quale vengono posizionate l'antenna di misura e l' EUT; l'antenna di misura scelta è la logperiodica le cui caratteristiche sono state descritte nel paragrafo 1.3; gli EUT sono i 5 prototipi assemblati come descritto al punto precedente.

L'antenna e gli EUT sono sorretti da supporti in legno dato che il legno interagisce in maniera trascurabile sulla propagazione del campo elettromagnetico. L'antenna di misura è connessa tramite un cavo coassiale all'analizzatore di spettro descritto in 1.4; il setup dello strumento utilizzato nelle misure seguenti è diverso da quello descritto in precedenza: nel secondo capitolo è stata descritta la situazione in cui la potenza viene irradiata da un' antenna alimentata dal generatore in dotazione al laboratorio, la potenza ricevuta nell' esperienza precedente è stata più alta di circa 50 dB rispetto al rumore di fondo dello strumento, quindi la necessità di avere una dinamica tra il segnale ed il rumore di fondo non è stata avvertita.

Nelle misure sugli EUT la situazione è diversa poichè la potenza irradiata dal pll e dalla basetta in prova è minore di diversi ordini di grandezza rispetto a quella irradiata dal generatore, si rende necessario quindi abbassare quanto più possibile il rumore di fondo dello strumento per permettere la misura dei segnali di potenza bassa. Il rumore di fondo è un rumore bianco la cui densità spettrale di potenza dipende dalla temperatura assoluta degli oggetti e dalla banda considerata mediante la relazione:

$$P_n = k_b T \Delta f \quad (6.1)$$

con T la temperatura assoluta, k_b la costante di Boltzman e Δf l'intervallo spettrale considerato; non potendo diminuire la temperatura degli oggetti l'unico modo per abbassare la potenza di rumore è diminuire l'intervallo nel quale la densità spettrale di rumore viene integrata; negli analizzatori di spettro quindi il rumore di fondo è funzione della larghezza del filtro a frequenza intermedia.

L'analisi appena descritta spiega la necessità di utilizzare per le esperienze di misura segnali con una frequenza stabile nel tempo, più precisamente con una stabilità minore della banda del filtro; infatti per misurare correttamente un segnale esso deve avere una banda minore del filtro a media frequenza

utilizzato per discriminare il segnale stesso, se ciò non avvenisse la misura dell'ampiezza della componente misurata sarebbe errata.

Nel caso in esame è stata scelta la minore larghezza disponibile per il filtro IF (Frequenza Intermedia), che per l'analizzatore in dotazione è pari a 1 kHz; la tolleranza del quarzo utilizzato nel circuito pll è di $\pm 10\text{ppm}$ su un intervallo di temperature che va da $-20\text{ }^\circ\text{C}$ a $+80\text{ }^\circ\text{C}$, mentre se la temperatura del quarzo viene mantenuta costante la variazione di frequenza nel periodo nel quale vengono effettuate le misure è trascurabile.

Per quanto riguarda le altre impostazioni dello strumento non ci sono variazioni rispetto al caso precedente: l'attenuazione è impostata a 0 dB, la frequenza centrale è la frequenza dell'armonica da misurare e il reference level viene aggiustato ad ogni misurazione per avere il picco dell'armonica in prossimità del fondoscala dello strumento. Le operazioni effettuate per la misura sono automatizzate come descritto nel capitolo 5.

L'EUT è alimentato mediante un alimentatore stabilizzato in dotazione al laboratorio; la connessione all' EUT è realizzata mediante una coppia di cavetti di lunghezza adeguata.

6.2 Analisi del segnale utilizzato

Nel capitolo 2 è stato discusso il metodo per generare un segnale dal contenuto spettrale interessante nella banda 2-6 GHz, e successivamente è stato realizzato un circuito capace di generare il segnale utile allo studio: si ricorda che il segnale in questione è un segnale periodico trapezoidale che contiene armoniche distanziate tra loro del valore della frequenza fondamentale.

Nel circuito che ospita il pll sono stati previsti 12 dip switch per impostare la frequenza di uscita del circuito; per scegliere la frequenza di oscillazione più adatta sono state effettuate alcune misure preliminari connettendo l'uscita del pll all'analizzatore di spettro mediante un cavo ed un attenuatore; in questo modo è stato possibile valutare la potenza delle singole armoniche. Variando la posizione dei dip switch e quindi la frequenza di uscita si rilevato che la potenza delle armoniche subisce delle variazioni considerevoli: il valore impostato mediante i dip switch corrisponde al valore di un divisore interno al pll, si ipotizza che al variare del fattore di divisione la struttura del circuito divisore integrato nel chip subisca delle variazioni che si riflettono sulla forma del segnale di uscita oltre che sulla sua frequenza, questa ipotesi è rafforzata dall'analisi dello schema a blocchi dell' integrato in cui il divisore NA è situato tra il VCO e il buffer d'uscita, come si può osservare in figura 6.2.

Dalle prove effettuate risulta che le armoniche hanno potenza massima se viene impostata una frequenza fondamentale di 833.147 MHz, ottenuta dalla frequenza di riferimento di 16.022 MHz moltiplicata per un fattore pari a 52. Con una frequenza fondamentale di 833.147 MHz sono visibili sette armoniche, l'armonica alla frequenza più alta è posizionata a 5832.029 MHz, in tabella 6.1 sono riportati i valori di potenza misurata per le prime sette armoniche del segnale:

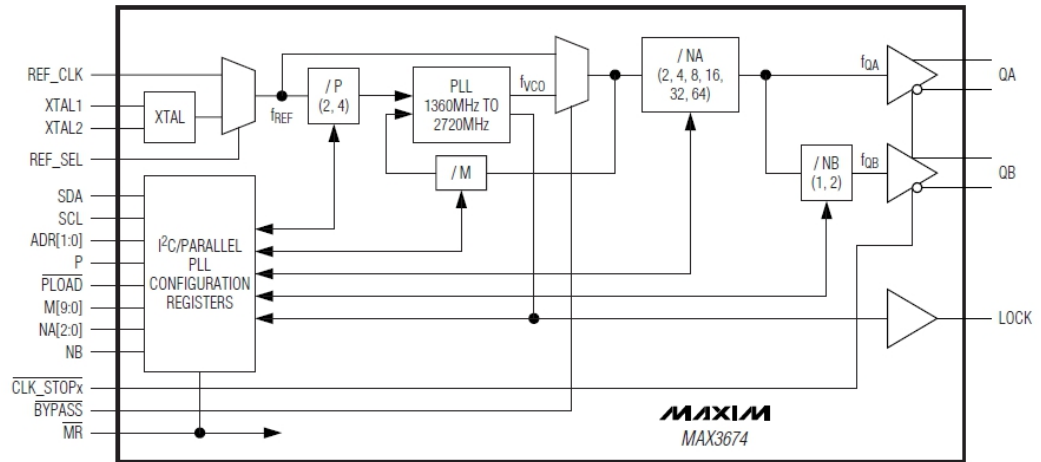


Figura 6.2: schema a blocchi dell'integrato pll

frequenza dell' armonica	potenza misurata
833.147 MHz	+ 0.78 dBm
1666.294 MHz	- 34.8 dBm
2499.441 MHz	- 22.4 dBm
3332.588 MHz	- 47 dBm
4165.735 MHz	- 43.5 dBm
4998.882 MHz	- 65.8 dBm
5832.029 MHz	- 65 dBm

Tabella 6.1: potenza misurata delle armoniche generate dal pll

6.3 Posizionamento degli EUT

Nelle misure condotte in precedenza è stata usata un'antenna per simulare l'irradiazione di un EUT, l'antenna è un sensore realizzato per concentrare la potenza lungo una direzione preferenziale, quindi nell'esperienza precedente non è stato necessario variare la posizione dell' oggetto che irradia poichè si conosceva a priori la direzione di massima radiazione.

Nelle misure della potenza irradiata da un EUT la situazione è diversa: l'EUT è un oggetto del quale non si conosce il comportamento, le sue caratteristiche verranno dedotte dalle misure condotte su di esso; è necessario quindi indagare in maniera approfondita la caratteristica di irradiazione dell'oggetto variando la direzione e la posizione rispetto all'ambiente nella quale è misurata la potenza. Queste considerazioni sono maturate analizzando la procedura descritta nella norma EN55022 riguardo la misura delle emissioni irradiate. Nella norma si chiede che l'oggetto venga posizionato su di un piano rotante in modo da cambiare il suo orientamento rispetto all'antenna di misura; inoltre l'altezza dell'antenna deve essere variata per valutare il campo in più punti dello spazio.

Le procedure indicate nella norma sono state adattate per essere usate con il banco di test a disposizione: per quanto riguarda l'orientazione dell' EUT è stato costruito un supporto di legno e materiale plastico che permette due gradi di libertà; tale supporto è visibile in figura 6.3.

Il supporto viene fissato ad una estremità al treppiede e permette di fissare la

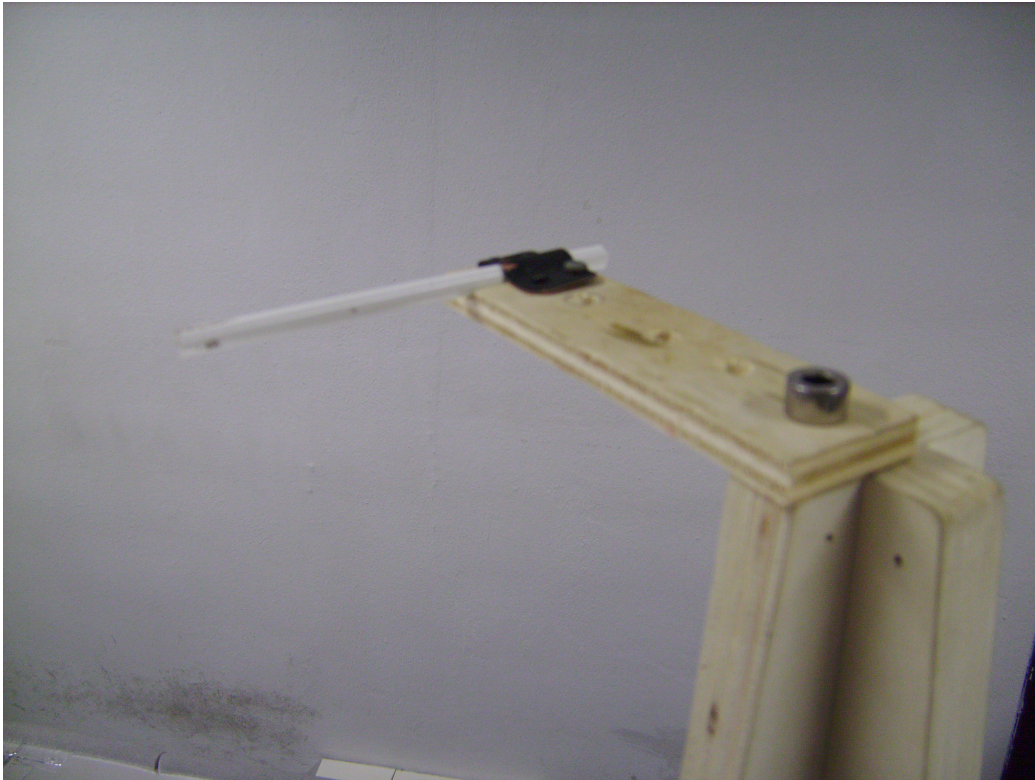


Figura 6.3: supporto per EUT con due gradi di libertà

basetta con il pll e le piste che irradiano all'altra estremità; in questo modo l'EUT, cioè la basetta con il pll e le piste che irradiano, si trova ad essere sospesa davanti al treppiede e può essere ruotata nelle tre direzioni dello spazio.

Per quanto riguarda la variazione di altezza dell'antenna è necessario analizzare l'ambiente che ospita il banco: il banco è posizionato sopra due scrivanie che lo alzano a circa 90 cm dal pavimento, inoltre il soffitto del laboratorio è alto circa 2.7 metri; lo spazio tra il piano metallico e il soffitto è quindi 1.8 metri; in un ambiente con tali caratteristiche si sceglie di variare l'altezza dell'antenna fino ad un valore massimo di 90cm sopra il piano metallico in modo che la distanza tra l'antenna e il soffitto almeno di 90 cm; questo accorgimento è stato adottato in modo da evitare che il soffitto influenzi le misure, lo stesso è stato fatto per quanto riguarda la parete più vicina al banco: la distanza tra il piano e la parete verticale del laboratorio è pari ad un metro. Non potendo variare l'altezza in modo continuo si sceglie di dividere l'altezza a disposizione in 5 parti uguali, sebbene la scelta non è ottima essa rappresenta un compromesso accettabile tra semplicità di realizzazione e completezza delle situazioni nelle quali si operano le misure.

Per variare l'altezza sono stati costruiti quattro sostegni in legno composti da una base quadrata e da un palo verticale assicurato alla base stessa mediante alcune viti; questa soluzione assicura la robustezza e la stabilità necessarie a sollevare l'antenna di misura e l'EUT; i pali di legno verticali sono stati tagliati nelle misure di 15, 30, 45 e 90 cm, la misura all'altezza di 60cm è stata eseguita utilizzando i treppiedi già esistenti.

Nello studio precedente si è scelto di mantenere una simmetria tra le antenne

di trasmissione e di misura in modo da semplificare l'analisi del problema, anche in questo caso si è scelto di mantenere la simmetria posizionando sia l'antenna di misura che l'EUT alla stessa altezza, sono stati assemblati quindi i supporti necessari a sollevare sia l'antenna che l'EUT.

6.4 Confronto tra simulazione e misura

Nel capitolo 4 sono stati presentati i risultati delle simulazioni delle basette per quanto riguarda la potenza irradiata. Si instaura ora un confronto tra i risultati previsti dalle simulazioni e le misure condotte sugli EUT con il metodo appena descritto; l'obiettivo è di verificare l'efficacia del metodo di misura e del banco di test.

6.4.1 Differenze tra EUT loop ed EUT diff

La prima serie di misure riguarda il confronto tra EUT loop ed EUT diff: nel grafico 6.4 si vede la differenza di potenza ricevuta tra i due EUT calcolata tramite le simulazioni delle basette in CST:

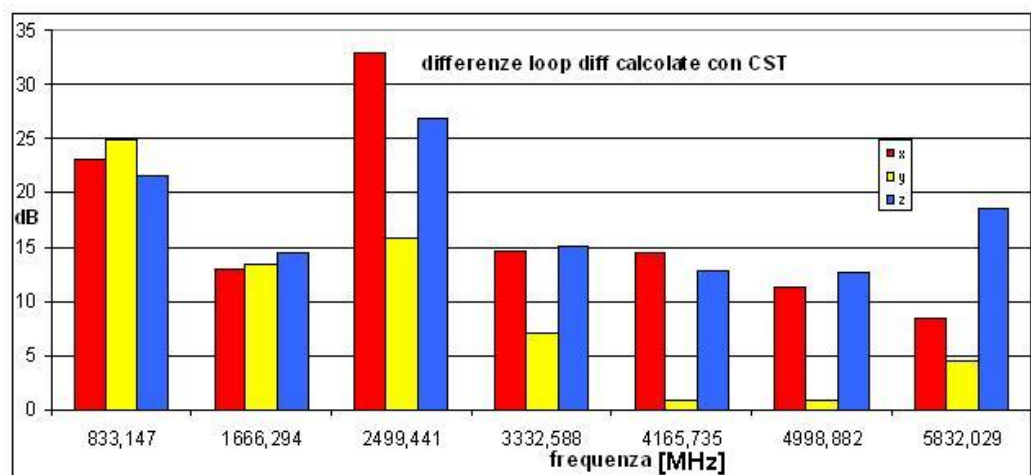


Figura 6.4: grafico della differenza simulata tra loop e diff

nel grafico sono presentate le differenze in funzione della direzione in cui l'EUT è puntato e in funzione dell'armonica; si nota che le differenze sono sempre positive e il miglioramento dell' EUT diff è netto, con un miglioramento medio di circa 15 dB.

Il grafico 6.5 riassume i risultati delle misure condotte sugli EUT posizionati ad un'altezza di 15 cm sopra il banco;

il grafico in questo caso evidenzia un miglioramento dell' EUT diff rispetto all' EUT loop, ciò nonostante le differenze sono inferiori a quelle previste dalla simulazione; le misure alla seconda e alla terza armonica sono simili ai corrispondenti valori in simulazione, mentre dalle misure si ottiene un miglioramento inferiore al caso simulato per le altre armoniche, il caso limite è la misura alla quarta armonica in cui la differenza negativa su due delle tre direzioni indica un peggioramento dell' EUT diff rispetto all' EUT loop.

In figura 6.6 sono rappresentati i miglioramenti misurati all'altezza di 30 cm

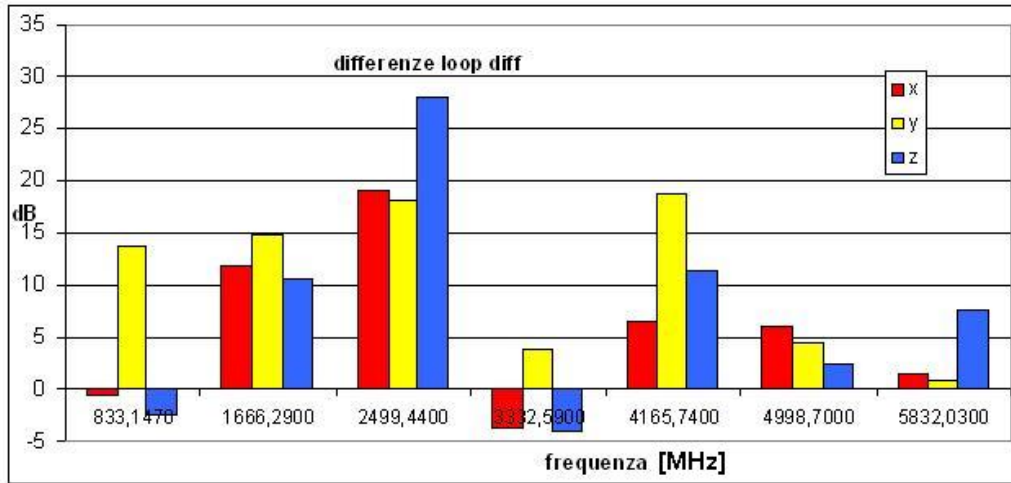


Figura 6.5: grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un'altezza di 15 cm

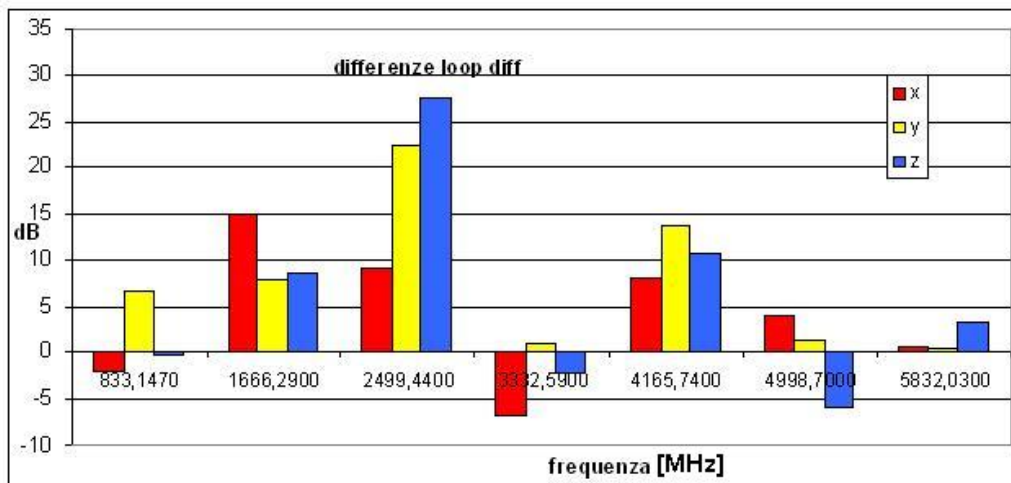


Figura 6.6: grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un'altezza di 30 cm

sopra il banco.

Il risultato delle misure è simile al caso precedente: per la maggior parte delle armoniche si registra un miglioramento, e se si considera la seconda e la terza armonica il miglioramento è simile a quello previsto in simulazione; ciò nonostante compaiono alcuni valori negativi nella prima e quarta armonica come nel caso precedente, e un valore negativo alla sesta armonica; in generale i miglioramenti sono meno evidenti all'aumentare dell'altezza sul banco.

Il grafico 6.7 presenta le differenze tra gli EUT all'altezza di 45 cm dal piano;

le situazioni in cui compaiono peggioramenti sono nelle stesse posizioni e hanno valore simile ai peggioramenti rilevati a 30 cm, mentre il comportamento nella terza e quinta armonica è simile al corrispondente comportamento all'altezza di 30 cm, infine il comportamento alla terza armonica è simile a quello simulato. Complessivamente è evidente un miglioramento sebbene l'entità

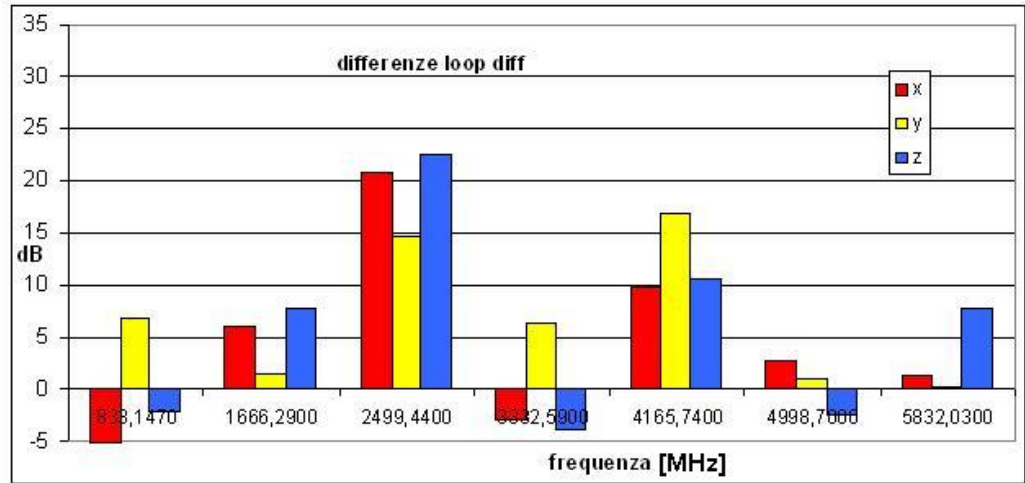


Figura 6.7: grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un'altezza di 45 cm

dello stesso si riduce all'aumentare dell'altezza.

Il grafico 6.8 riassume le differenze tra EUT loop ed EUT diff misurate ad un'altezza di 60 cm:

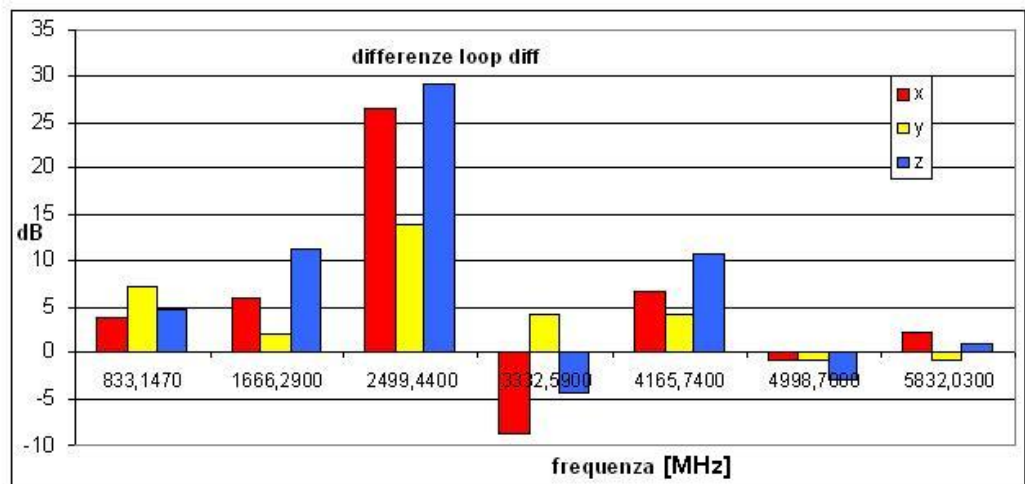


Figura 6.8: grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un'altezza di 60 cm

in questo caso la misura della terza armonica è simile a quella prevista in simulazione, mentre per tutte le altre armoniche le differenze misurate sono inferiori a quelle simulate, infine i valori di differenza negativi aumentano di intensità; complessivamente un miglioramento è ancora visibile ma in misura sempre minore.

In figura 6.9 si presentano i risultati delle misure condotte all'altezza di 90 cm dal piano: la situazione è molto simile alla precedente, in cui solo la terza armonica presenta un comportamento simile alla simulazione e simile al comportamento rilevato per le altre altezze, mentre per tutte le altre armoniche si assiste ad una ulteriore diminuzione del miglioramento di un EUT rispetto all'altro; infine le situazioni in cui sono stati rilevati valori negativi sono nelle stesse posizioni e di ampiezza simile a quella dei casi precedenti.

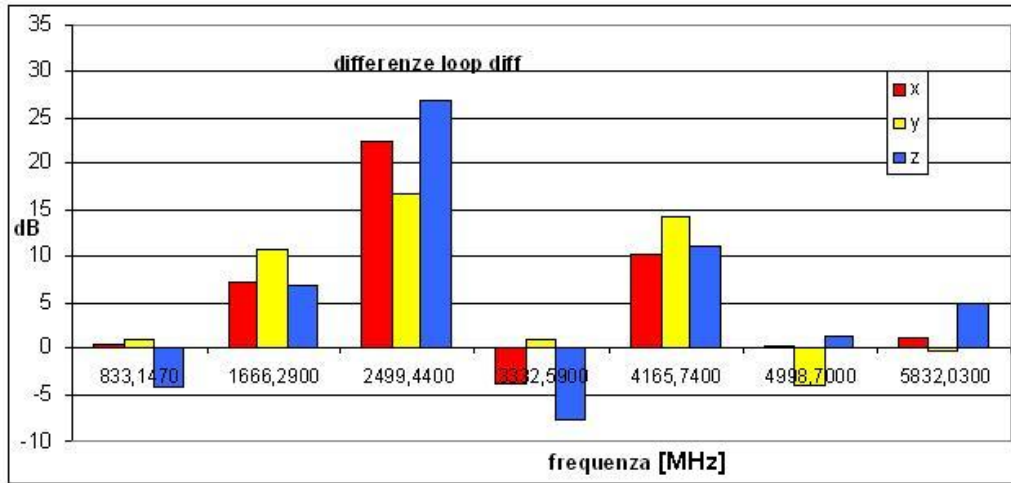


Figura 6.9: grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un'altezza di 90 cm

Considerando tutte le misure si possono evidenziare alcuni comportamenti interessanti:

- il risultato ottenuto per la terza armonica è molto simile in tutte le misure, inoltre è simile al risultato previsto dalla simulazione; mentre non si può affermare lo stesso se si considerano le misure per le altre armoniche;
- la differenza tra l'EUT loop e l'EUT diff diminuisce all'aumentare dell'armonica considerata; spesso la differenza misurata per la sesta e settima armonica è inferiore a 2 dB
- all'aumentare dell'altezza l'entità del miglioramento misurato diminuisce

6.4.2 Differenze tra EUT moat ed EUT ponti

La seconda serie di misure riguarda il confronto tra EUT moat ed EUT ponti: nel grafico 6.10 si vede la differenza di potenza ricevuta tra i due EUT calcolata tramite le simulazioni delle basette in CST:

nel grafico sono presentate le differenze in funzione della direzione in cui l'EUT è puntato e in funzione dell'armonica; si nota che le differenze sono sempre positive e il miglioramento dell'EUT ponti è netto, con un miglioramento medio compreso tra 5 e 10 dB.

Il grafico 6.11 riassume i risultati delle misure condotte sugli EUT posizionati ad un'altezza di 15 cm sopra il banco:

il grafico in questo caso evidenzia un miglioramento netto dell'EUT moat rispetto all'EUT ponti solo in corrispondenza della prima, terza e quinta armonica, il miglioramento è maggiore rispetto a quello simulato solo per una direzione nella quinta armonica, mentre negli altri casi i miglioramenti sono inferiori a quelli simulati. Le misure alla seconda, quarta e sesta armonica evidenziano un netto peggioramento, il caso limite è la misura alla seconda

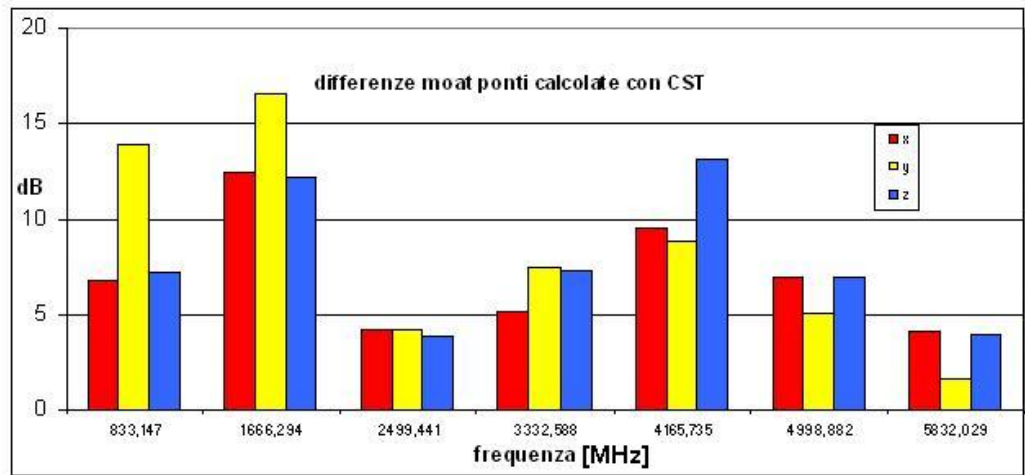


Figura 6.10: grafico della differenza simulata tra moat e ponti

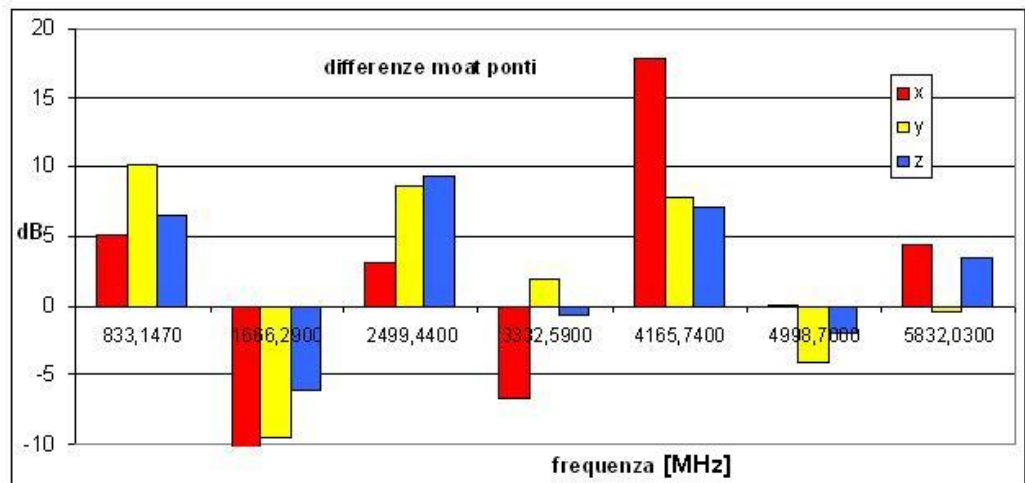


Figura 6.11: grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un'altezza di 15 cm

armonica in cui il peggioramento è lungo tutte le direzioni con un valore minimo di -11 dB.

In figura 6.12 sono rappresentati i miglioramenti misurati all'altezza di 30 cm sopra il banco.

Il risultato delle misure è simile al caso precedente: il miglioramento è rilevabile per la prima, terza e quinta armonica, mentre per la seconda e quarta armonica si rileva un peggioramento; il miglioramento misurato alla terza armonica tuttavia è maggiore di quello stimato in simulazione, mentre il peggioramento alla seconda armonica aumenta. Le differenze alla sesta e settima armonica sono inferiori ad 1 dB.

Il grafico 6.13 presenta le differenze tra gli EUT all'altezza di 45 cm dal piano;

le situazioni in cui compaiono i miglioramenti e i peggioramenti sono nelle stesse posizioni delle misure precedenti, la differenza misurata alla terza armonica è maggiore di quella prevista dalla simulazione mentre il comportamento alla quinta armonica è simile a quello simulato. Il peggioramento alla seconda armonica è più contenuto rispetto al corrispondente nella prece-

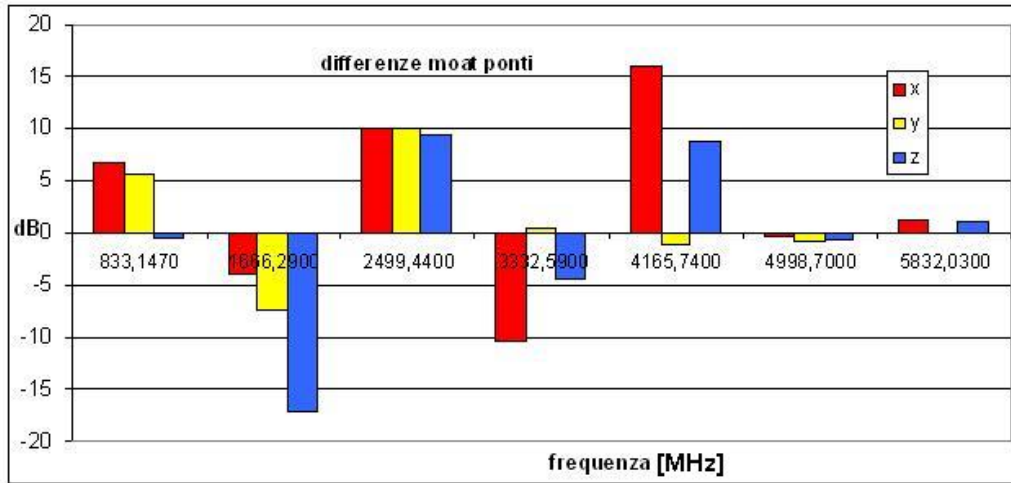


Figura 6.12: grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un'altezza di 30 cm

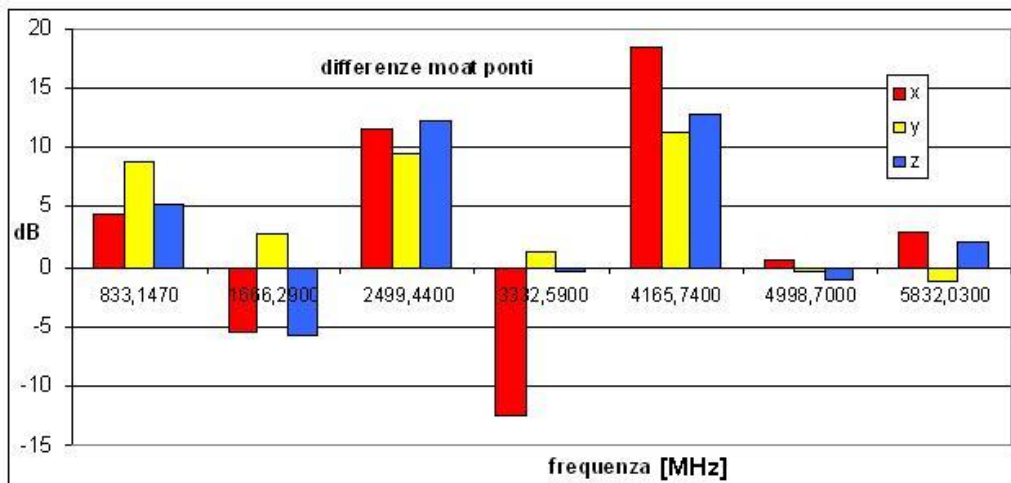


Figura 6.13: grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un'altezza di 45 cm

dente situazione mentre il peggioramento alla quarta armonica ha ampiezza maggiore.

Il grafico 6.14 riassume le differenze tra EUT moat ed EUT ponti misurate ad un'altezza di 60 cm:

anche in questo caso la misura della terza armonica è maggiore di quella prevista in simulazione; nella quarta armonica il valore negativo è simile a quello nel caso precedente; i valori nella sesta e settima armonica sono inferiori a 2 dB; complessivamente il miglioramento è difficilmente osservabile.

In figura 6.15 si presentano i risultati delle misure condotte all'altezza di 90 cm dal piano: la situazione in questo caso è diversa rispetto alle precedenti: le differenze nella prima, terza, quarta e quinta armonica sono positive e il miglioramento è paragonabile o maggiore a quello previsto in simulazione; nella seconda armonica nella quale si rileva un peggioramento esso è inferiore a quello rilevato nei casi precedenti, infine i valori misurati nella sesta e settima armonica sono inferiori ad 1,5 dB e non evidenziano un comportamento

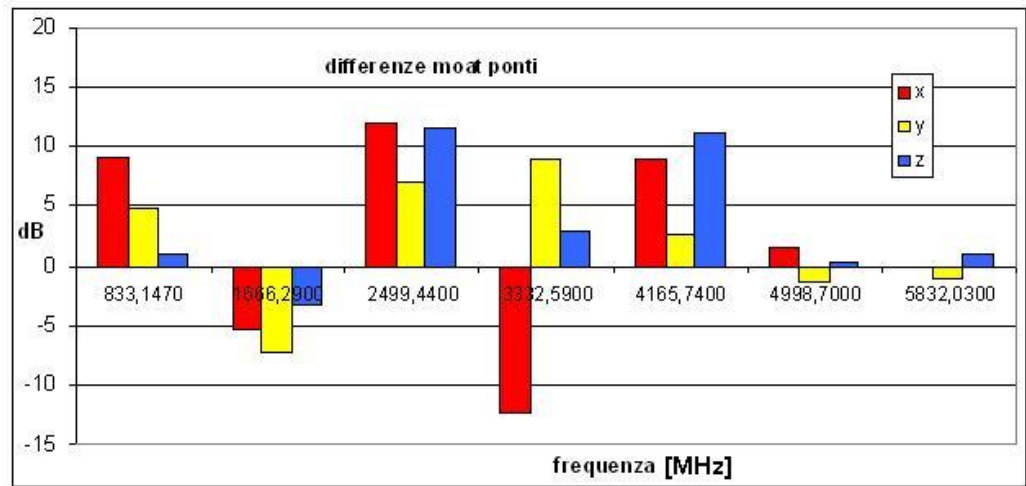


Figura 6.14: grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 60 cm

chiaro.

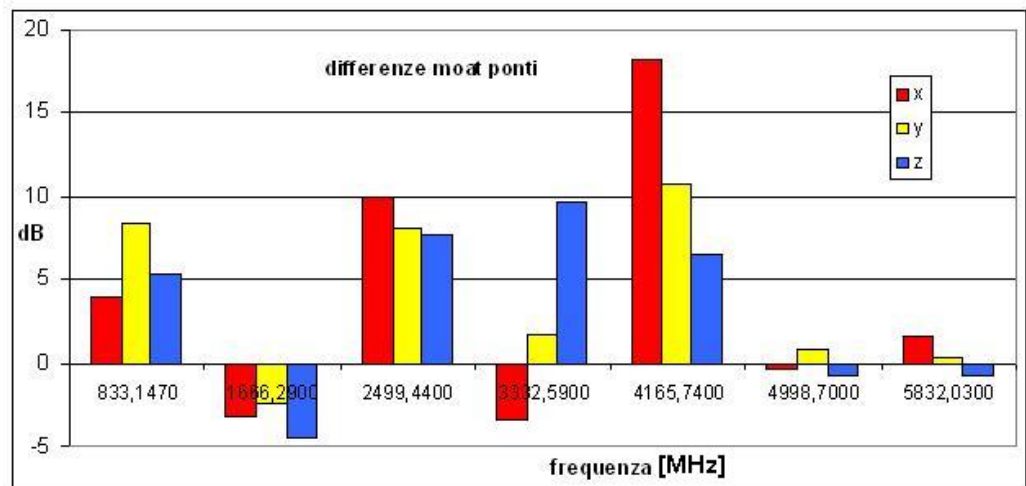


Figura 6.15: grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 90 cm

Considerando tutte le misure si possono evidenziare alcuni aspetti:

- il risultato ottenuto per la terza armonica è molto simile in tutte le misure ed il miglioramento è maggiore di quello previsto nella simulazione;
- complessivamente il miglioramento dell' EUT ponti rispetto all' EUT moat non è chiaramente identificabile, il miglioramento è visibile in modo chiaro solo per quanto riguarda la misura all'altezza di 90 cm
- non c'è una evidente correlazione tra l'aumento della frequenza in cui è effettuata la misura e la differenza tra i due EUT, il solo comportamento legato alla frequenza è il valore delle differenze delle due ultime armoniche che è inferiore a 2 dB

- non c'è chiara correlazione tra l'andamento delle differenze misurate e l'altezza alla quale è stata effettuata la misura

6.4.3 Differenze tra EUT moat ed EUT massa

La terza serie di misure riguarda il confronto tra EUT moat ed EUT massa: nel grafico 6.16 si vede la differenza di potenza ricevuta tra i due EUT calcolata tramite le simulazioni delle basette in CST:

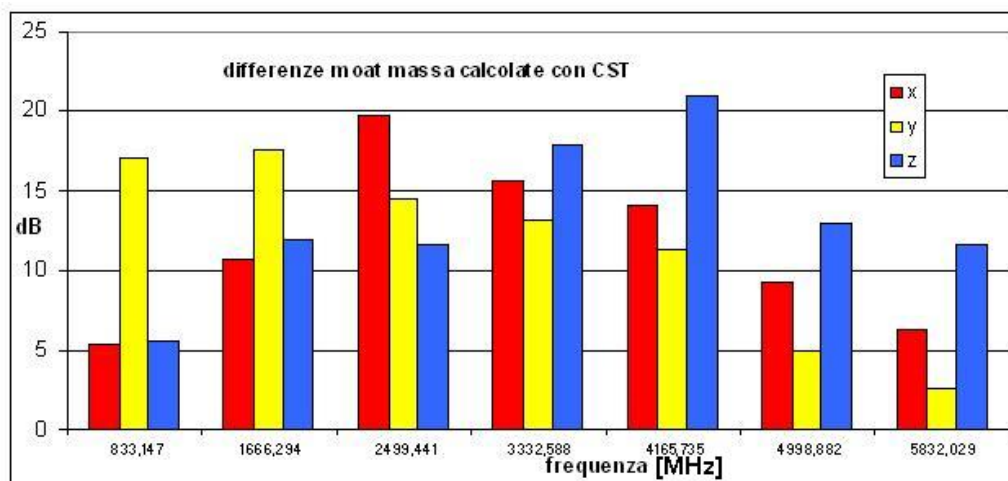


Figura 6.16: grafico della differenza simulata tra moat e massa

nel grafico sono presentate le differenze in funzione della direzione in cui l'EUT è puntato e in funzione dell'armonica; si nota che le differenze sono sempre positive e il miglioramento dell' EUT massa è netto, con un miglioramento maggiore rispetto al miglioramento ottenuto dall' EUT ponti.

Il grafico 6.17 riassume i risultati delle misure condotte sugli EUT posizionati ad un'altezza di 15 cm sopra il banco:

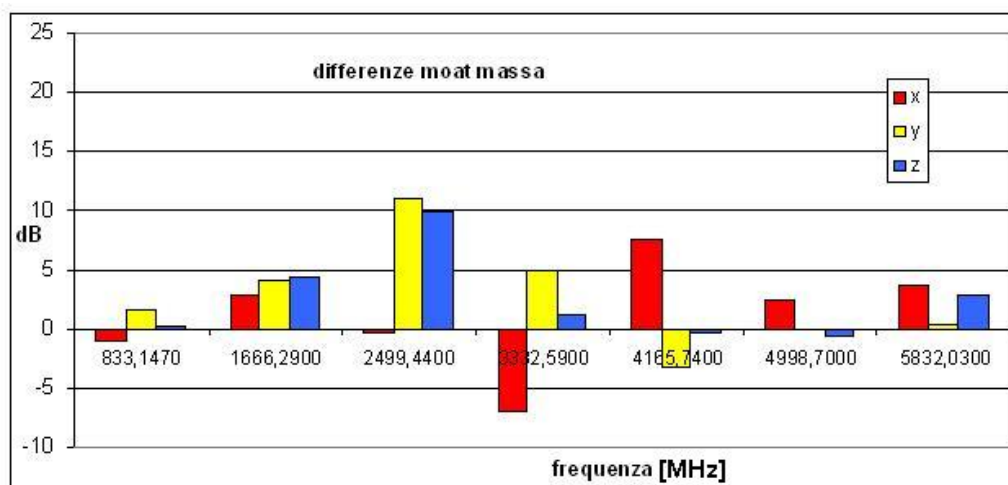


Figura 6.17: grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un'altezza di 15 cm

il grafico in questo caso non evidenzia un netto miglioramento dell' EUT

moat rispetto all' EUT massa: per alcune armoniche la differenza è positiva mentre per altre è negativa, in ogni caso le differenze sono contenute e l'unico miglioramento netto si registra in corrispondenza della terza armonica. In figura 6.18 sono rappresentati i miglioramenti misurati all'altezza di 30 cm sopra il banco.

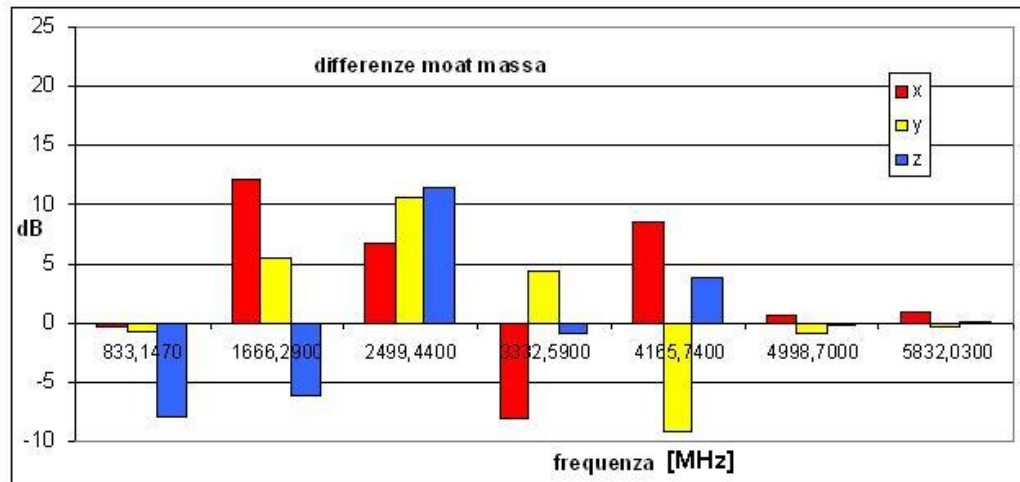


Figura 6.18: grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un'altezza di 30 cm

Il risultato delle misure è simile al caso precedente sebbene complessivamente il miglioramento sia più evidente: il miglioramento è chiaro per la seconda e terza armonica, mentre per le altre armoniche i risultati sono contrastanti. Il grafico 6.19 presenta le differenze tra gli EUT all'altezza di 45 cm dal piano;

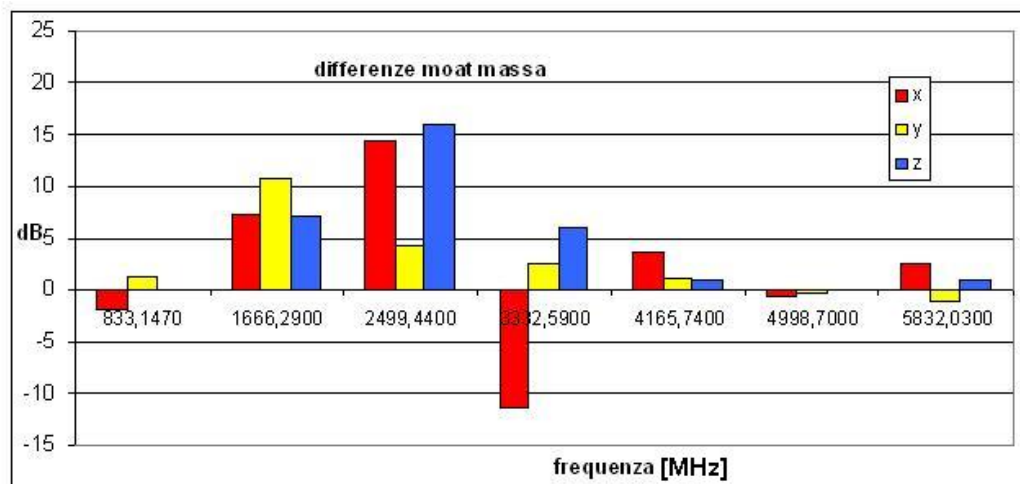


Figura 6.19: grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un'altezza di 45 cm

in questo caso le misure evidenziano un comportamento migliore dell' EUT massa rispetto all' EUT moat, miglioramento evidente soprattutto in corrispondenza della seconda e terza armonica, per quanto riguarda i valori negativi rilevati nelle precedenti esperienze essi non compaiono nelle misure

a questa altezza, l'unico punto in cui il miglioramento è chiaramente negativo è in una sola posizione alla quarta armonica; infine si osserva la differenza piccola che si misura in corrispondenza delle ultime due armoniche.

Il grafico 6.20 riassume le differenze tra EUT moat ed EUT massa misurate ad un'altezza di 60 cm:

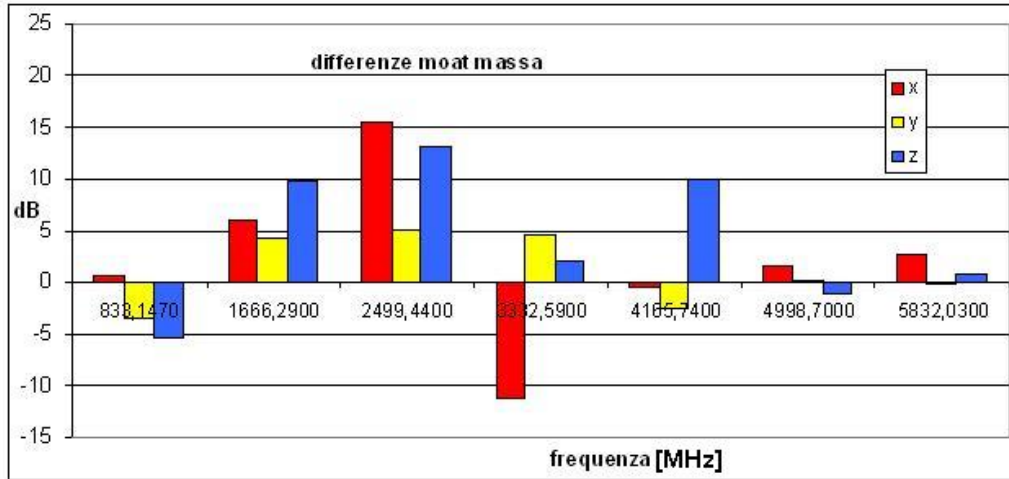


Figura 6.20: grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un'altezza di 60 cm

anche in questo caso i miglioramenti sono chiaramente visibili per la seconda e terza armonica, l'unico valore negativo è visibile nella stessa posizione e con la stessa intensità del caso precedente, mentre per le restanti armoniche la misura non evidenzia un particolare miglioramento o peggioramento; i valori nella sesta e settima armonica infatti sono inferiori a 3 dB.

In figura 6.21 si presentano i risultati delle misure condotte all'altezza di 90 cm dal piano: la situazione in questo caso è migliore rispetto alle precedenti: le differenze nella seconda, terza e quarta armonica sono positive e il miglioramento è paragonabile a quello previsto in simulazione; nella quarta armonica nella quale in precedenza è stato rilevato un notevole peggioramento esso qui è inferiore, infine i risultati nella sesta e settima armonica sono contenuti e non evidenziano un comportamento chiaro.

Considerando tutte le misure si possono evidenziare alcuni aspetti:

- il risultato ottenuto per la terza armonica è a favore dell' EUT massa a tutte le altezze;
- complessivamente il miglioramento dell' EUT massa rispetto all' EUT moat non è chiaramente identificabile, il miglioramento è visibile in modo chiaro solo per quanto riguarda la misura all'altezza di 60 e 90 cm
- non c'è una evidente correlazione tra l'aumento della frequenza in cui è effettuata la misura e la differenza tra i due EUT, il solo comportamento visibile legato alla frequenza è la progressiva diminuzione delle differenze all'aumento della frequenza
- non c'è chiara correlazione tra l'andamento delle differenze misurate e l'altezza alla quale è stata effettuata la misura

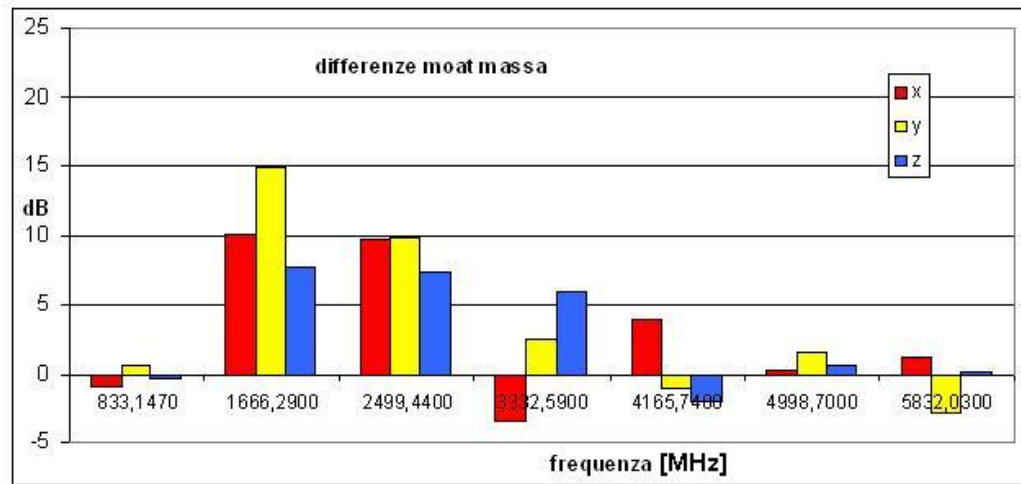


Figura 6.21: grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un altezza di 90 cm

6.5 Incertezza e analisi statistica delle misure

I grafici presentati nei paragrafi precedenti sono il risultato di una breve elaborazione: ogni valore è la differenza tra la potenza irradiata da un EUT e la potenza irradiata da un altro EUT; inoltre la potenza irradiata da un EUT è la media su 3 misure effettuate in tre giorni diversi. Per indagare più a fondo alcuni aspetti del lavoro di misura si presentano come esempio le potenze relative ad una delle situazioni esposte sopra in modo da discutere in dettaglio alcuni particolari; nelle tabelle 6.2 e 6.3 sono raccolti i valori misurati per la basetta loop nella posizione indicata come Z : nelle tabelle

frequenza	prima misura	seconda misura	terza misura
833.15 MHz	-91.49 dBm	-95.15 dBm	-94.43 dBm
1666.29 MHz	-97.8 dBm	-92.42 dBm	-90.78 dBm
2499.44 MHz	-66.64 dBm	-68.3 dBm	-68.79 dBm
3332.59 MHz	-97.54 dBm	-98.22 dBm	-99.92 dBm
4165.73 MHz	-96.89 dBm	-96.98 dBm	-95.52 dBm
4998.88 MHz	-116.58 dBm	-116.42 dBm	-118.12 dBm
5832.03 MHz	-119.29 dBm	-117.01 dBm	-119.76 dBm

Tabella 6.2: potenza ricevuta per l' EUT loop Z

6.4 e 6.5 sono riassunti i valori misurati per la basetta diff nella posizione Z:

Si nota che all' aumentare della frequenza la potenza ricevuta diminuisce: questo comportamento è facilmente spiegabile considerando che la potenza delle armoniche del segnale decresce come evidenziato dalle misure nel paragrafo 6.2; l' effetto determina difficoltà nella misura della sesta e settima armonica: si ricorda che il rumore di fondo minimo che si può raggiungere con lo strumento a disposizione è di -120 dBm, la misura di potenze prossime alla potenza del rumore quindi risulta difficoltosa poichè il picco segnale da misurare si confonde con il rumore. Questa considerazione spiega le differenze piccole tra gli EUT rilevate per la sesta e settima armonica: se la potenza

frequenza	media	scarto tipo
833.15 MHz	-93.69 dBm	1.94 dB
1666.29 MHz	-93.67 dBm	3.67 dB
2499.44 MHz	-67.91 dBm	1.13 dB
3332.59 MHz	-98.56 dBm	1.23 dB
4165.73 MHz	-96.46 dBm	0.82 dB
4998.88 MHz	-117.04 dBm	0.94 dB
5832.03 MHz	-118.69 dBm	1.47 dB

Tabella 6.3: media e scarto tipo relativo all' EUT loop Z

frequenza	prima misura	seconda misura	terza misura
833.15 MHz	-96.7 dBm	-97.68 dBm	-100.92 dBm
1666.29 MHz	-107.31 dBm	-105.15 dBm	-102.63 dBm
2499.44 MHz	-97.77 dBm	-95.23 dBm	-98.15 dBm
3332.59 MHz	-93.96 dBm	-93.52 dBm	-95.01 dBm
4165.73 MHz	-105.45 dBm	-107.72 dBm	-108.48 dBm
4998.88 MHz	-113.7 dBm	-112.7 dBm	-116.09 dBm
5832.03 MHz	-119.54 dBm	-119.87 dBm	-119.81 dBm

Tabella 6.4: potenza ricevuta per l' EUT diff Z

frequenza	media	scarto tipo
833.15 MHz	-98.43 dBm	2.21 dB
1666.29 MHz	-105.03 dBm	2.34 dB
2499.44 MHz	-97.05 dBm	1.59 dB
3332.59 MHz	-94.16 dBm	0.77 dB
4165.73 MHz	-107.22 dBm	1.58 dB
4998.88 MHz	-114.16 dBm	1.74 dB
5832.03 MHz	-119.74 dBm	0.18 dB

Tabella 6.5: media e scarto tipo relativi all' EUT diff Z

da misurare si confonde con il rumore di fondo la dinamica che si ottiene tra le misure di EUT diversi è minore.

Dalle tre misure a disposizione è stata calcolata la media e lo scarto tipo: la media è stata usata per il calcolo della differenza tra gli EUT, mentre lo scarto tipo fornisce informazioni riguardo la ripetibilità delle misure: si ricorda che nel paragrafo 1.5 la deviazione standard era piccola, mentre in queste misure è più elevata: i differenti valori di deviazione standard sono spiegabili considerando che nelle misure descritte in 1.5 è stata usata un' antenna il cui lobo di radiazione era puntato verso l' antenna di misura; gli errori di allineamento tra le antenne incidono poco data la presenza del lobo principale. Nel caso in cui al posto dell' antenna c'è un EUT, il cui diagramma di radiazione è irregolare, lo stesso errore di allineamento del caso precedente può causare una maggiore variabilità nella potenza ricevuta.

Lo scarto tipo considerando tutte le misure risulta essere variabile da un minimo di 0.15 dB ad un massimo di 13 dB; per valutare la distribuzione degli scarti tipo essi sono stati divisi in 19 classi: le prime 18 classi sono

ampie 0.5 dB e raccolgono le misure con scarto compreso tra i due estremi della classe stessa, in questo modo si copre con continuità l'intervallo da 0 a 9 dB, mentre l'ultima classe raccoglie tutte le misure con scarto maggiore di 9 dB; si ottiene così un istogramma che visualizza il numero di eventi in funzione del valore dello scarto. L'idea alla base dell'analisi appena proposta è valutare la distribuzione degli scarti tipo: nonostante il valore degli scarti di tutte le misure vari da 0.15 dB a 13 dB ci si aspetta che la distribuzione degli stessi non sia uniforme ma che gli scarti siano concentrati verso valori piccoli; la verifica di questa ipotesi conferma l'assenza di errori sistematici e la validità del metodo di misura, inoltre la forma delle distribuzioni può fornire indicazioni preziose per il miglioramento del metodo e la riduzione dell'errore.

Le distribuzioni degli scarti sono state calcolate per ogni altezza e per ogni direzione in modo da evidenziare eventuali comportamenti anomali dipendenti dalle condizioni in cui è stata condotta la misura, in figura 6.22 si riporta il grafico relativo agli scarti delle misure all'altezza di 15cm: dal grafico si nota

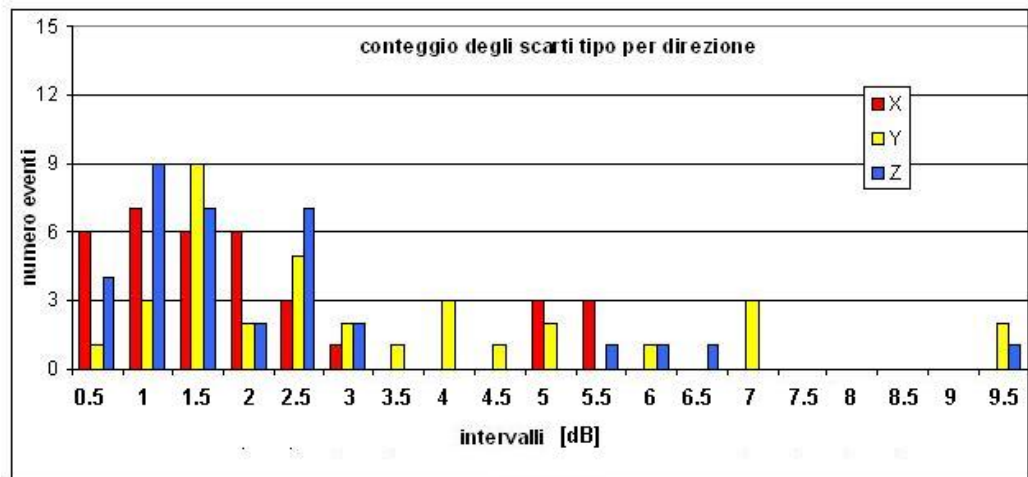


Figura 6.22: distribuzione degli scarti delle misure a 15 cm

che gli scarti sono concentrati nelle prime 5 classi, quindi la maggior parte di essi assume valori inferiori a 2.5 dB; ciò nonostante alcuni scarti assumono valori più elevati di 2.5 dB ma il loro numero è decrescente al crescere del valore dello scarto. L'andamento delle distribuzioni nelle tre direzioni non evidenzia alcun comportamento anomalo.

In figura 6.23 si riporta l'istogramma della distribuzione degli scarti per le misure effettuate a 30 cm sopra il banco: la distribuzione degli scarti ha un picco per valori compresi tra 0.5 ed 1 dB, e anche in questo caso la maggior parte degli scarti ha valore inferiore a 3 dB. Si può notare l'assenza di misure con scarto superiore a 6 dB tranne 3 misure isolate con scarto superiore a 9 dB.

In figura 6.24 è riportata la distribuzione degli scarti associati alle misure a 45 cm: qui gli scarti sono distribuiti fino al valore di 4 dB senza che sia presente un picco per un particolare valore, inoltre nell'intervallo superiore a 4 dB sono presenti diversi punti contrariamente al caso precedente. La distribuzione nella direzione Y si estende a valori più elevati della distribuzione nella direzione Z, nella quale gli scarti sono concentrati negli intervalli

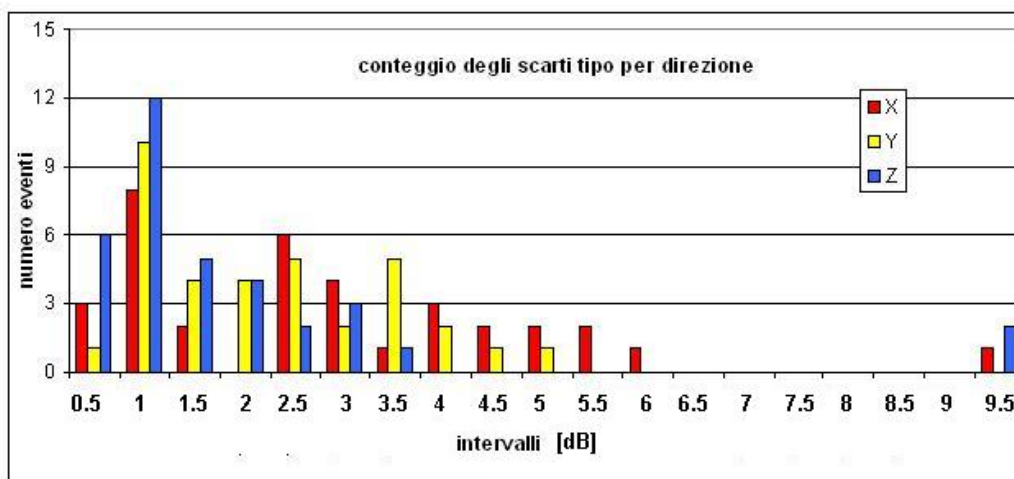


Figura 6.23: distribuzione degli scarti delle misure a 30 cm

compresi tra 0.5 dB e 1.5 dB.

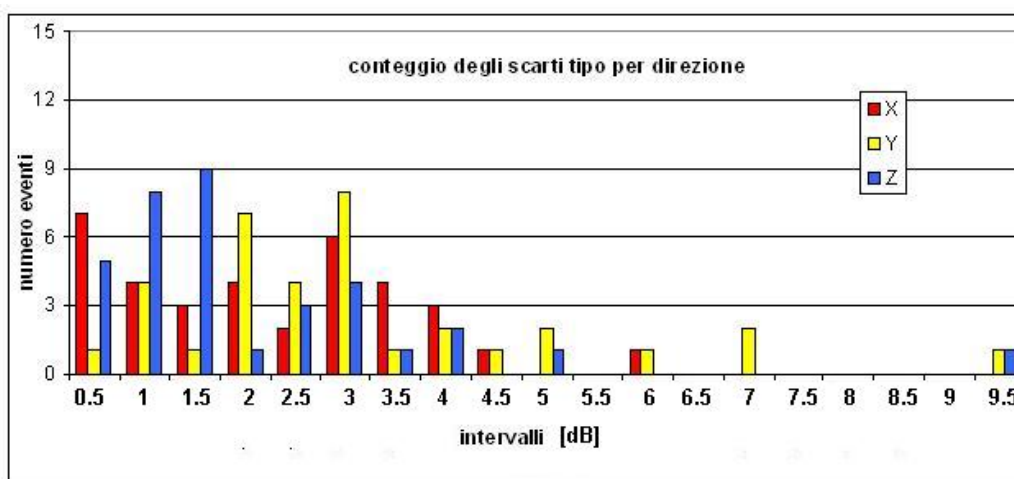


Figura 6.24: distribuzione degli scarti delle misure a 45 cm

In figura 6.25 è riportata la distribuzione degli scarti associati alle misure a 60 cm: in questo caso il grafico mostra una distribuzione uniforme fino a 3 dB ed evidenzia una popolazione di misure uniformemente distribuite con scarto maggiore di 3 dB; anche qui la maggior parte delle misure ha scarto inferiore a 3 dB sebbene la concentrazione delle stesse intorno a valori piccoli sia meno evidente rispetto ai casi precedenti.

In figura 6.26 è riportata la distribuzione degli scarti associati alle misure a 90 cm: gli scarti sono concentrati attorno al valore di 1.5 dB e la distribuzione ha un andamento decrescente al crescere dell'entità dello scarto, ciò nonostante la popolazione delle misure si estende in tutte le classi.

Infine è stata calcolata la percentuale di misure con scarto tipo minore di 3 dB per ogni altezza, i risultati sono visibili in tabella 6.6:

Dall'analisi degli scarti associati alle misure si possono trarre alcune considerazioni

- il metodo e le operazioni di misura sono accurate poichè la maggior parte delle misure ha uno scarto piccolo

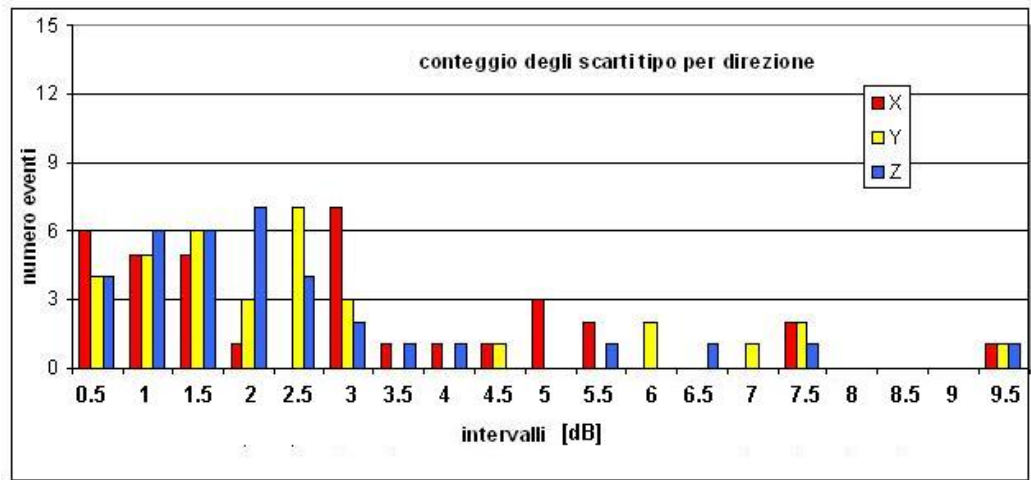


Figura 6.25: distribuzione degli scarti delle misure a 60 cm

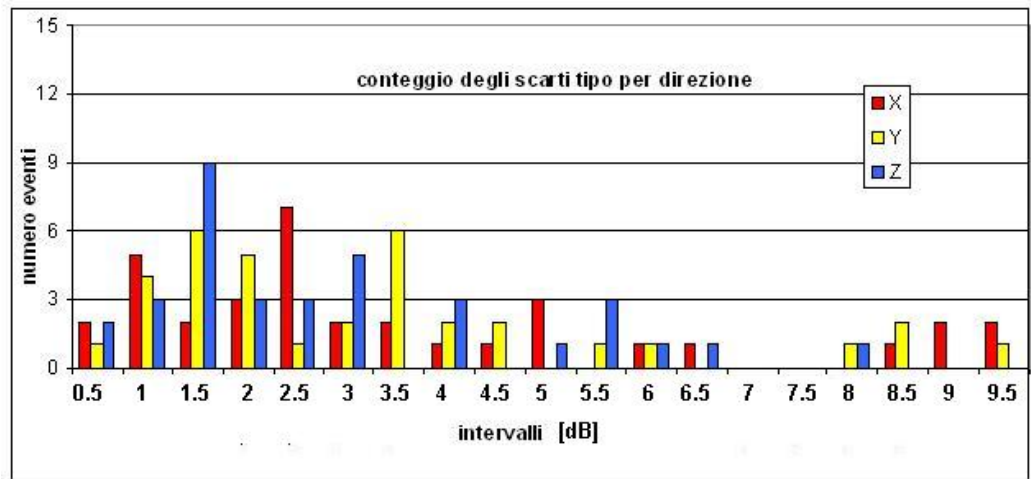


Figura 6.26: distribuzione degli scarti delle misure a 90 cm

altezza	scarti inferiori a 3 dB
15 cm	78 %
30 cm	77 %
45 cm	77 %
60 cm	77 %
90 cm	62 %

Tabella 6.6: misure con scarto inferiore a 3 dB

- ciò nonostante alcune misure hanno uno scarto elevato
- al crescere dell'altezza sul banco lo scarto aumenta, ciò significa che le condizioni nelle quali viene effettuata la misura sono meno controllabili all'aumentare dell'altezza

Capitolo 7

Conclusioni

Il lavoro e le esperienze condotte hanno dimostrato la possibilità di effettuare misure ad alta frequenza utilizzando il banco precedentemente assemblato, verificando che nel caso le caratteristiche dell'ambiente rimangano invariate, le misure effettuate con il banco di test siano associate ad una variabilità molto bassa. E' stato iniziato inoltre lo studio dell'influenza delle caratteristiche dell'ambiente sulla variabilità dei risultati ottenuti con il banco, in particolare nel paragrafo 1.6 si è studiata la relazione che intercorre tra la distanza del banco da una delle pareti del laboratorio e la potenza ricevuta; il risultato delle misure conferma il comportamento atteso: il muro riflette parte del segnale irradiato e si genera interferenza con il segnale che arriva dall' EUT dal cammino diretto; la variazione della distanza tra parete e banco provoca un aumento della deviazione standard, il risultato è riportato nelle tabelle 1.6 e 1.8.

Le misure effettuate sugli EUT per mezzo del banco hanno evidenziato però alcuni comportamenti non previsti; la differenza tra il comportamento previsto e quello misurato è da ricondursi principalmente alle caratteristiche degli EUT. Si ricorda che il diagramma di radiazione degli EUT è stato simulato, è ragionevole quindi supporre che la simulazione in quanto tale sia in grado di prevedere il comportamento della struttura analizzata entro certi limiti; i limiti sono dovuti principalmente all'accuratezza con la quale il modello descrive l'oggetto reale e alle capacità di calcolo disponibili per la soluzione del problema.

7.1 Risultati ottenuti

7.1.1 Incertezza associata alle misure

Nei capitoli precedenti sono state analizzate due delle cause che producono la maggiore incertezza nelle misure con il banco: nel paragrafo 1.5 si è verificato che l'assemblaggio del banco di test determini un'incertezza piccola, mentre nel paragrafo 1.6 è stata variata una sola caratteristica dell'ambiente per indagare l'entità dell'incertezza che essa provoca nella misura. In entrambi i casi sono stati ottenuti valori di deviazione standard piccoli; l'incertezza totale associabile ad una misura è la somma quadratica delle diverse incertezze valutate separatamente. Nel caso in esame l'incertezza totale U_t associabile

ad una misura effettuata sul banco di test è calcolata come:

$$U_t = \sqrt{U_a^2 + U_p^2} \quad (7.1)$$

$$= \sqrt{0.21^2 + 0.86^2} \quad (7.2)$$

$$= 0.88 \text{ dB} \quad (7.3)$$

dove U_a esprime l'incertezza legata all'assemblaggio del banco mentre U_p tiene conto dell'incertezza legata alla variazione di distanza tra il banco e la parete. Il risultato è valido nel caso di misure effettuate con l'antenna logperiodica in polarizzazione orizzontale, e considerando come variabile aleatoria la distanza del banco dal muro. Il valore ottenuto ancora una volta è piccolo se confrontato con l'incertezza che tipicamente è associata alle camere anecoiche certificate, nelle quali l'incertezza è dell'ordine di 4 dB.

Questo risultato evidenzia come il banco di test sia uno strumento efficace per condurre misure ad alta frequenza in un ambiente dalle caratteristiche non controllabili e quindi variabili senza controllo.

Nel capitolo precedente sono stati analizzati i risultati delle misure condotte sugli EUT: la maggior parte delle misure evidenzia il miglioramento ottenuto modificando l'EUT secondo le regole della compatibilità elettromagnetica, inoltre i test condotti sottolineano come il banco di misura si sia rivelato molto efficace nel testare soluzioni EMC applicate ad un oggetto sotto test quale un pcb. L'analisi statistica dei risultati conferma la riproducibilità delle esperienze in giorni diversi ed in diversi momenti della giornata; dai grafici riportati nel paragrafo 6.5 si può calcolare che oltre il 82.3 % delle misure presenta uno scarto inferiore a 4 dB. Ricordando che nelle camere anecoiche certificate il valore di NSA può avere un'incertezza minore o uguale a 4 dB con un intervallo di confidenza del 95 % delle misure si può affermare che il banco di test offre prestazioni molto buone.

7.1.2 Semplicità del metodo

I risultati descritti sono stati conseguiti con l'uso di un banco di test costruito con materiale di facile reperibilità: i materiali utilizzati sono alluminio, legno multistrato, viti metalliche; inoltre il costo della realizzazione del banco è molto ridotto se confrontato con il costo dell'uso di una camera anecoica certificata.

Il banco di test ha permesso il confronto delle prestazioni di due EUT evitando l'analisi e la caratterizzazione dell'ambiente circostante, analisi che sarebbe stata alquanto complessa. Questi vantaggi, uniti ai risultati ottenuti, indicano il banco di test come un valido strumento per la verifica delle differenze tra due soluzioni diverse adottate nel campo della compatibilità elettromagnetica.

7.2 Problemi rilevati e sviluppi futuri

7.2.1 Potenza ricevuta

Nelle tabelle 6.2 e 6.4 sono riportati i valori di potenza ricevuta relativi a due basette, si nota che per alcune armoniche la potenza ricevuta è molto

bassa, dove per molto bassa si intende una potenza dello stesso ordine di grandezza del livello di rumore dello strumento. La misura di segnali con potenza paragonabile a quella del rumore risulta poco accurata, si suggerisce quindi di aumentare la potenza ricevuta dallo strumento utilizzando cavi a basse perdite, introducendo l'uso di un preamplificatore o di un'antenna con un guadagno più elevato.

7.2.2 Allineamento dell' EUT

Nel capitolo 6.5 sono state descritte le incertezze legate alle misure; data l'esperienza di misura è lecito supporre che l'allineamento dell'antenna e degli EUT incida sulla potenza ricevuta, si ricorda che al momento i treppiedi sono appoggiati sopra il piano metallico e non sono vincolati ad esso in alcun modo. Il posizionamento dei treppiedi e l'allineamento dell'antenna sono stati fatti utilizzando come riferimento alcuni segni tracciati sul piano, è plausibile che allineando di volta in volta l'EUT e il treppiede che lo sostiene si commetta un errore che aumenta l'incertezza nella potenza ricevuta. Si suggerisce quindi di vincolare in modo stabile i treppiedi al piano metallico in modo da eliminare un fattore di incertezza altrimenti non controllabile.

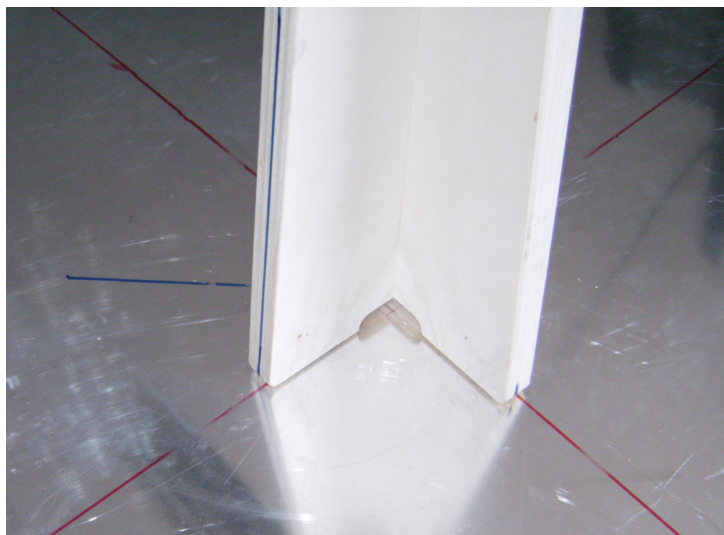


Figura 7.1: posizionamento del treppiede sul banco

La medesima considerazione si applica al supporto che sostiene l' EUT al treppiede: il posizionamento dell' EUT nelle tre direzioni è effettuato manualmente dall' operatore, si suppone che in misure successive l'allineamento possa cambiare a causa della mancanza di riferimenti e a causa dell' intervento umano, è necessario quindi ideare un metodo che consenta l'allineamento dell'EUT minimizzando l'errore sulla posizione e sulla direzione.

7.2.3 Caratteristiche dell' EUT

Alcune delle misure condotte sugli EUT descrivono un comportamento non previsto, cioè il peggioramento delle prestazioni dell'EUT che adotta la soluzione introdotta per avere un miglioramento; l' analisi più approfondita dei risultati evidenzia che le situazioni nelle quali si ottiene un peggioramento

sono le stesse in cui lo scarto tipo è molto elevato: un' ipotesi che spiega questo risultato è che l'EUT abbia un comportamento non previsto dalla simulazione, comportamento che provoca un' irradiazione molto diversa dalle previsioni. Per questo motivo si suggerisce di ripetere le misure che hanno evidenziato il peggioramento non previsto e di indagare con strumenti diversi dal banco di test le prestazioni degli EUT per verificare se il comportamento di questi ultimi è descritto in modo accurato dalle simulazioni effettuate.

Bibliografia

- [1] ITU-R, *ITU page on definitions of ISM bands*. www.itu.int.
- [2] L. Angrisani, M. Bertocco, D. Fortin, and A. Sona, "Experimental study of coexistence issues between IEEE 802.11b and IEEE 802.15.4 wireless networks," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1514–1523, Aug. 2008.
- [3] C. C. E. Italiano, *Apparecchi per la tecnologia dell'informazione - Caratteristiche di radiodisturbo - Limiti e metodi di misura CEI EN55022*. CT 210-Compatibilità elettromagnetica (ex CT 110).
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. John Wiley and Sons, second ed., 1997.
- [5] A. Stutzmann, L. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley and Sons, 1981.
- [6] P. Marini, "Sistema di test per prove di compatibilità elettromagnetica su reti wireless in banda ISM 2.45 GHz," Master's thesis, Università degli Studi di Padova, 2009.
- [7] K. Britain, *Kent Electronics WebSite*. <http://www.wa5vjb.com/products1.html>.
- [8] K. Britain, *Kent Electronics WebSite - Log Periodic Design*. <http://www.wa5vjb.com/references/DesigningPCB-LPs.pdf>.
- [9] M. Pelosi, "Studio e simulazione di antenne stampate," Master's thesis, Università degli Studi di Cassino, 2004.
- [10] L. Valbonesi, "A new approach for electromagnetic field evaluation in urban environments: Beam ray tracing," in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 01), Torino, Italy, Settembre 2001*, vol. 1, 2001.
- [11] M. Ghaddar, L. Talbi, and T. Denidni, "Human body modelling for prediction of effect of people on indoor propagation channel," *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 1592–1594, Dec. 2004.
- [12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley and Sons, first ed., 1989.
- [13] Maxim Integrated Products, *MAX3674 High-Performance, Dual-Output, Network Clock Synthesizer Datasheet*, December 2007.

-
- [14] Maxim Integrated Products, *Introduction to LVDS, PECL, and CML*, electronic engineering times ed., July 3, 2000.
- [15] B. Bakshandeh, *High Speed Clock Sources and Their Effect on Electromagnetic Compatibility*. National Semiconductor Corporation, July 1995.
- [16] A. S. Matteo Bertocco, “Progettazione e diagnostica emc.”
- [17] A. S. Matteo Bertocco, “Corso di misure di compatibilità elettromagnetica e sicurezza elettrica.”
- [18] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, second ed.
- [19] J. Cain, *Parasitic Inductance of MultiLayer Ceramic Capacitors*. AVX Corporation, AVX Myrtle Beach, SC.
- [20] Murata Manufacturing Co., Ltd, *Chip Monolithic Ceramic Capacitor Electrical Characteristics Data*, May 2006.
- [21] M. Midrio, *Campi Elettromagnetici*. SGE Editoriali, Padova, 2003.
- [22] M. Midrio, *Propagazione Guidata*. SGE Editoriali, Padova, 2003.
- [23] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, second ed., 1992.
- [24] R. Holland, “Finite-difference solution of maxwell’s equations in generalized nonorthogonal coordinates,” *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 4589–4591, Dec. 1983.
- [25] K. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 302–307, May 1966.
- [26] A. Taflove, “Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic-penetration problems,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-22, pp. 191–202, Aug. 1980.
- [27] S. Obayashi and J. Zander, “A body-shadowing model for indoor radio communication environments,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 920–927, Jun 1998.
- [28] L. Valbonesi, “Sensibility of ray tracing techniques to buildings details description,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 1B, pp. 669–672 vol. 1B, 2005.
- [29] L. Valbonesi, “Beam ray tracing (brt): Validazione,” in *Atti della Quindicesima Riunione Nazionale di Elettromagnetismo, XV RiNEm, Cagliari, Italy, 13 - 16 September 2004*, pp. 233–236, 2004.
- [30] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. John Wiley and Sons, second ed., 1988.

- [31] G. D'Inzeo, *Tesina sulla Dosimetria - Metodo FDTD*.
<http://bioem.die.uniroma1.it/tesine/html/Tesina4/FDTD.htm>.
- [32] Agilent Technologies, USA, *ESA-E Series Spectrum Analyzer Datasheet*,
May 11, 2009.
- [33] M. Stecher, "Revision of cispr 16-4-2," in *Uncertainty in RF Emission
measurements*, (Munich, DE), ROHDE & SCHWARZ, February, 2009.
- [34] IEC, "Guide to the expression of uncertainty in measurement," 1993.
- [35] J. Cocovich, *EMI/RFI Board Design*. National Semiconductor
Corporation, April 2001.
- [36] P. Young, "Reducing the uncertainty in emc measurements due to
chamber characteristics and system mismatch."

Elenco delle tabelle

1.1	logperiodica orizzontale	9
1.2	logperiodica verticale	10
1.3	dipolo orizzontale	11
1.4	dipolo verticale	11
1.5	potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete	13
1.6	media, deviazione standard, valori minimo e massimo in funzione della distanza dal muro	14
1.7	potenza ricevuta in funzione della distanza dalla parete	15
1.8	media, deviazione standard, valori minimo e massimo in funzione della distanza dal muro	16
2.1	Caratteristiche Max3674	19
2.2	calcolo della potenza delle armoniche	23
2.3	specifiche per il filtro della parte analogica del pll	25
2.4	potenza misurata relativa alle prime 8 armoniche del segnale	32
2.5	Potenza irradiata dal circuito pll schermato	33
4.1	valori di guadagno simulati relativi alle basette loop e diff	45
4.2	valori di guadagno simulati relativi alle basette moat, ponti e massa	51
4.3	differenza di guadagno tra le basette moat, ponti e massa	51
6.1	potenza misurata delle armoniche generate dal pll	64
6.2	potenza ricevuta per l' EUT loop Z	76
6.3	media e scarto tipo relativo all' EUT loop Z	77
6.4	potenza ricevuta per l' EUT diff Z	77
6.5	media e scarto tipo relativi all' EUT diff Z	77
6.6	misure con scarto inferiore a 3 dB	80

Elenco delle figure

1.1	Banco di misura in laboratorio	4
1.2	foto dell'antenna logperiodica acquistata	7
1.3	confronto tra S11 misurato e simulato per l' antenna a dipolo .	8
1.4	confronto tra S11 misurato e simulato per l' antenna logperiodica	9
1.5	diagramma di radiazione simulato dell'antenna logperiodica . .	10
1.6	andamento delle potenze ricevute in funzione della distanza . .	13
1.7	andamento delle potenze ricevute in funzione della distanza . .	15
2.1	Schema a blocchi di un pll	18
2.2	Schema semplificato di porta ECL	20
2.3	segnale trapezoidale	21
2.4	involuppo dello spettro di un onda periodica quadra	22
2.5	grafico dell' impedenza di un condensatore da 220nF	26
2.6	grafico dell'impedenza di un condensatore da 100pF	27
2.7	struttura di una linea a microstriscia	28
2.8	lati Top e Bottom del pcb	30
2.9	foto del circuito montato	30
2.10	circuito del pll con schermatura	32
3.1	esempi di solidi di base creati nell'interfaccia grafica di CST .	35
3.2	elemento differenziale del metodo FDTD	37
3.3	esempio di segnali di eccitazione e di risposta in CST	38
3.4	esempio di calcolo del parametro S11 e dell'impedenza relativa ad una porta	39
3.5	esempio di diagramma di radiazione di un'antenna simulata con CST	39
4.1	Esempio di spira con area elevata	41
4.2	Esempio di spira con area minima	42
4.3	modello in CST delle due basette	42
4.4	diagramma di radiazione della prima basetta	43
4.5	diagramma di radiazione della prima basetta	43
4.6	confronto tra segnali tra la prima e la seconda basetta	44
4.7	modello del pll senza e con la basetta che ospita le piste	44
4.8	diagrammi di radiazione alla frequenza di 2500 MHz	45
4.9	diagrammi di radiazione alla frequenza di 4998 MHz	45
4.10	esempio di circuito con piano di massa sottostante	46
4.11	esempio di sbroglio con piano di massa interrotto per necessità	46
4.12	modelli dei tre pcb	47
4.13	diagrammi di radiazione dei tre pcb a 2.5 GHz	48

4.14	segnali al carico nei pcb moat, ponti e massa	49
4.15	modello del pll e sormotato dalla basetta moat	49
4.16	diagrammi di radiazione alla frequenza di 2500 MHz	50
4.17	diagrammi di radiazione alla frequenza di 4998 MHz	50
4.18	basette realizzate per le misure	52
5.1	esempio di programmazione il labview	54
5.2	esempio di programma e pannello frontale	55
5.3	parte principale del programma di automazione	56
5.4	struttura interna di un blocco utilizzato	57
5.5	codice del programma di misura	57
5.6	pannello frontale del programma	58
5.7	schema del bus gpib	59
5.8	sistema di test automatico	60
6.1	basetta loop connessa al circuito pll	62
6.2	schema a blocchi dell integrato pll	64
6.3	supporto per EUT con due gradi di libertà	65
6.4	grafico della differenza simulata tra loop e diff	66
6.5	grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un altezza di 15 cm	67
6.6	grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un altezza di 30 cm	67
6.7	grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un altezza di 45 cm	68
6.8	grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un altezza di 60 cm	68
6.9	grafico della differenza tra loop e diff misurata ad un altezza di 90 cm	69
6.10	grafico della differenza simulata tra moat e ponti	70
6.11	grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 15 cm	70
6.12	grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 30 cm	71
6.13	grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 45 cm	71
6.14	grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 60 cm	72
6.15	grafico della differenza tra moat e ponti misurata ad un altezza di 90 cm	72
6.16	grafico della differenza simulata tra moat e massa	73
6.17	grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un al- tezza di 15 cm	73
6.18	grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un al- tezza di 30 cm	74
6.19	grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un al- tezza di 45 cm	74
6.20	grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un al- tezza di 60 cm	75

6.21	grafico della differenza tra moat e massa misurata ad un'altezza di 90 cm	76
6.22	distribuzione degli scarti delle misure a 15 cm	78
6.23	distribuzione degli scarti delle misure a 30 cm	79
6.24	distribuzione degli scarti delle misure a 45 cm	79
6.25	distribuzione degli scarti delle misure a 60 cm	80
6.26	distribuzione degli scarti delle misure a 90 cm	80
7.1	posizionamento del treppiede sul banco	83