



**Università degli Studi di Pisa**

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**Progetto di LNA a 60 GHz con antenna integrata  
per applicazioni wireless short range**

Candidato:

**Mattia Bernardini**

Relatori:

**Prof. Bruno Neri**

**Prof. Sergio Saponara**

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>4</b>
<b>1 Sistemi Wireless nel campo delle onde millimetriche</b>	<b>6</b>
1.1 Introduzione ai sistemi wireless short range a 60 GHz . . . . .	6
1.2 Standard attualmente in uso per i sistemi wireless a 60 GHz . . . . .	7
1.2.1 Standard IEEE 802.15.3c . . . . .	7
1.2.2 Standard Wireless HD 1.1 . . . . .	8
1.2.3 Standard ECMA-387 . . . . .	8
1.3 Applicazioni target . . . . .	8
1.3.1 Wireless Network on Chip per processori multicore . . . . .	9
1.3.2 Trasferimento dati a larga banda e breve distanza fra dispositivi mobili . . . . .	11
1.4 Specifiche di alto livello del sistema da progettare . . . . .	11
1.4.1 Considerazioni sulle specifiche di massima del front-end di ricezione . . . . .	12
1.5 Tecnologia UMC CMOS 65 nm . . . . .	17
<b>2 Approccio alla simulazione elettromagnetica</b>	<b>19</b>
2.1 Simulatore HFSS . . . . .	19
2.1.1 Introduzione al software . . . . .	19
2.1.2 Tipologie di simulazione . . . . .	20
2.2 Adattamento dell'ambiente di simulazione al processo CMOS UMC 65 nm . . . . .	22
2.2.1 Studio e semplificazione dello stack del processo . . . . .	22
2.3 Stato dell'arte delle antenne integrate a 60 GHz . . . . .	25
2.3.1 Design and Characterization of CMOS On-Chip An- tennas for 60 GHz Communications . . . . .	25
2.3.2 60 GHz Interdigitated SOI integrated dipole antenna with a CPW balun . . . . .	29
2.3.3 Design of a Low Noise Amplifier with Integrated An- tenna for 60 GHz Wireless Communications . . . . .	30

2.3.4	Conclusioni . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Progettazione e simulazione di antenne integrate e strutture passive a 60 GHz</b>	<b>33</b>
3.1	Introduzione . . . . .	33
3.2	Linee di trasmissione . . . . .	33
3.2.1	Coplar Strip Line (CPS) . . . . .	34
3.2.2	Coplar Wave Guide (CPW) . . . . .	36
3.3	Induttori e trasformatori integrati . . . . .	39
3.3.1	Induttore ottagonale . . . . .	39
3.3.2	Trasformatore a presa centrale . . . . .	42
3.4	Antenna a dipolo . . . . .	48
3.5	Planar Inverted F Antenna . . . . .	53
3.6	Alcune considerazioni su campo vicino, campo lontano e area occupata dalle antenne presentate . . . . .	57
3.6.1	Considerazioni su campo vicino e campo lontano . . . . .	57
3.6.2	Considerazioni sul'area effettivamente occupata dalle antenne . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Considerazioni sui risultati ottenuti e possibili applicazioni</b>	<b>71</b>
4.1	Considerazioni sul link budget . . . . .	71
4.1.1	Distanza di copertura del collegamento wireless con antenna a dipolo . . . . .	72
4.1.2	Distanza di copertura del collegamento wireless con l'antenna PIFA Folded . . . . .	74
4.2	Scelta dell'applicazione target . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Progettazione di LNA a 60 GHz</b>	<b>77</b>
5.1	Stato dell'arte LNA 60 GHz . . . . .	77
5.1.1	A low-power high-gain LNA for the 60 Ghz band in a 65 nm CMOS technology . . . . .	78
5.1.2	Fully Balanced 60 Ghz LNA with 37 % Bandwidth, 3.8 dB nf, 10 dB Gain and costant group delay over 6 GHz Bandwidth . . . . .	80
5.1.3	60-GHz broadband LNA with weak interstage coupling . . . . .	81
5.2	Progettazione LNA a singolo stadio single-ended a 60 GHz . . . . .	83
5.3	Progettazione LNA differenziale a due stadi a 60 GHz . . . . .	89
5.4	Dimensionamento dell'antenna a dipolo per il matching dell'impedenza . . . . .	91
<b>6</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>96</b>

<b>Appendice: Glossario</b>	<b>98</b>
<b>Elenco delle Figure</b>	<b>101</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>105</b>

# Introduzione

I moderni dispositivi elettronici come smartphone, tablet e pc richiedono sempre più la disponibilità di connessioni wireless ad elevata velocità per il trasferimento di una quantità sempre maggiore di dati. Gli standard attualmente in uso come Bluetooth, operanti alla frequenza di 2.4 GHz, consentono lo scambio di dati con un data rate massimo di un centinaio di Mb/s, velocità insufficiente per il trasferimento di file di grosse dimensioni (dell'ordine dei GB) in tempi ragionevoli. Inoltre l'affollamento spettrale, la più ampia disponibilità di banda e di conseguenza la velocità di trasmissione maggiore spingono sempre più la ricerca verso il campo delle onde millimetriche (frequenza maggiore di 30 GHz). Particolarmente degna di interesse è la banda di frequenze libera a livello mondiale nell'intorno dei 60 GHz, più o meno ampia a seconda della posizione geografica, per l'utilizzo della quale non sono richieste licenze. I vantaggi derivanti dall'operare nel campo delle onde millimetriche sono molteplici. In primo luogo la ridotta lunghezza d'onda rende possibile l'integrazione on-chip di strutture come antenne e linee di trasmissione, con evidenti benefici dal punto di vista dell'ingombro e del consumo di potenza (si evita la necessità di uscire dal chip con elevate correnti di pilotaggio dei pad). In secondo luogo diventa possibile anche l'adattamento di impedenza fra l'antenna e l'LNA senza il classico vincolo dei  $50 \Omega$ , consentendo così il raggiungimento di prestazioni migliori in termini di rumore e guadagno. Infine è evidente anche la maggiore disponibilità di banda dovuta all'innalzamento della frequenza centrale, che consente di raggiungere velocità di trasmissione più elevate (fino a qualche Gbit/s) anche considerando sistemi di modulazione semplici come OOK o BPSK.

Le applicazioni possibili per i sistemi wireless a 60 GHz non si fermano al trasferimento veloce di dati fra dispositivi mobili. Un altro possibile utilizzo si trova ad esempio nella realizzazione di WNoC, Wireless Network on Chip. Infatti nei moderni processori con elevato numero di core, dove alla tradizionale comunicazione via bus si sta sostituendo sempre più una architettura di tipo rete (NoC), i collegamenti wired più lunghi fra le IP poste alla periferia del chip diventano inefficienti per distanze superiori alla decina di millimetri.

Una possibile soluzione è appunto quella di sostituire il collegamento wired con uno wireless nel campo delle onde millimetriche, e realizzare così una trasmissione più efficiente. Questo è possibile non solo per la comunicazione fra le varie IP del sistema, ma anche per la distribuzione del segnale di clock in tutto il chip. Altre applicazioni sono possibili nel settore automotive, biomedico e nella realizzazione di WPAN, wireless personal area network.

Con il presente lavoro di tesi si vuole effettuare uno studio di fattibilità di un front-end di un ricevitore radio nel campo delle onde millimetriche, alla frequenza di 60 GHz, in tecnologia CMOS bulk 65 nm. Il lavoro si concentrerà in particolare sull'antenna integrata e sull'LNA, con il fine di raggiungere il matching integrato dell'impedenza ed ottenere così la migliore prestazione possibile sia per quanto riguarda il rumore che il guadagno di potenza. La tecnologia CMOS bulk 65 nm è stata scelta data la sua grande versatilità, la possibilità di ampia documentazione oltre che l'economicità rispetto ad altre tecnologie per la progettazione RF come la CMOS SOI. La sfida iniziale è appunto quella di riuscire ad ottenere prestazioni comparabili o leggermente inferiori con la tecnologia CMOS bulk rispetto a quelle ottenibili con la CMOS SOI, con evidente guadagno in termini economici.

Nel primo capitolo saranno effettuate le considerazioni iniziali, estratte le specifiche di alto livello del sistema da progettare e presentata la tecnologia utilizzata. Nel secondo capitolo verrà preparata la strada per la simulazione elettromagnetica delle antenne integrate tramite il software HFSS, ed inoltre verrà esaminato lo stato dell'arte per quanto riguarda l'integrazione di antenne nel campo delle onde millimetriche, in modo da acquisire la cognizione delle prestazioni che potranno essere raggiunte. Nel terzo capitolo sarà affrontato lo studio, la progettazione e la simulazione delle strutture irradianti (antenne) e passive (induttori, trasformatori e linee di trasmissione) e saranno presentati i risultati ottenuti, con particolari considerazioni sull'area occupata, aspetto fondamentale per l'integrazione su chip. Nel quarto capitolo verranno analizzati i risultati ottenuti e presentate alcune considerazioni energetiche che porteranno alla scelta dell'applicazione più idonea e all'estrazione delle specifiche per l'LNA. Nel quinto capitolo verrà affrontata la progettazione del LNA tramite CAD, con particolare attenzione sul matching integrato, potenza consumata e area occupata. Nel sesto e ultimo capitolo infine verrà riassunto il lavoro eseguito, ricapitolati i risultati ottenuti e tratto le conclusioni.

# Capitolo 1

## Sistemi Wireless nel campo delle onde millimetriche

### 1.1 Introduzione ai sistemi wireless short range a 60 GHz

Il campo delle onde millimetriche, definito come la banda di frequenze che va da 30 a 300 GHz, è attualmente oggetto di studio e ricerca per lo sviluppo di applicazioni commerciali di frontiera in ambito dei sistemi di comunicazione wireless ad ampia banda ed elevata velocità di trasmissione. In particolare la banda intorno ai 60 GHz assume grande interesse a livello mondiale, dato che per operare in questa banda non servono licenze. L'estensione in frequenza della banda non licenziata dipende dalla regione geografica, come mostrato nella figura seguente. Complessivamente esiste una banda comune a livello mondiale di circa 3 GHz nell'intorno della frequenza centrale di 60 GHz.

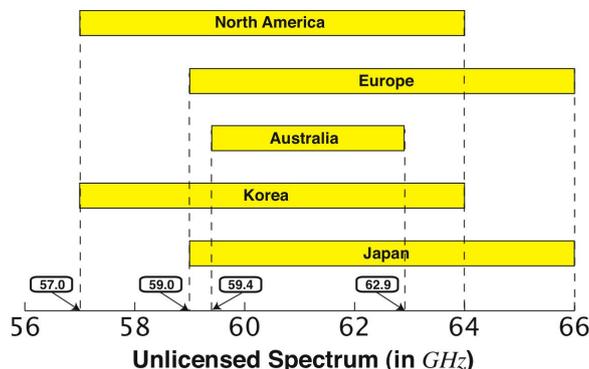


Figura 1.1: Banda non licenziata nell'intorno dei 60 GHz

E' quindi evidente la possibilità di creazione di standard validi a livello mondiale, con conseguente commercializzazione dei dispositivi realizzati in tutto il globo. La motivazione per la quale questa banda di frequenza è stata lasciata senza licenze risiede nel fatto che la propagazione delle onde elettromagnetiche a questa frequenza subisce un'attenuazione dovuta alle molecole di ossigeno di circa 10 dB/km.

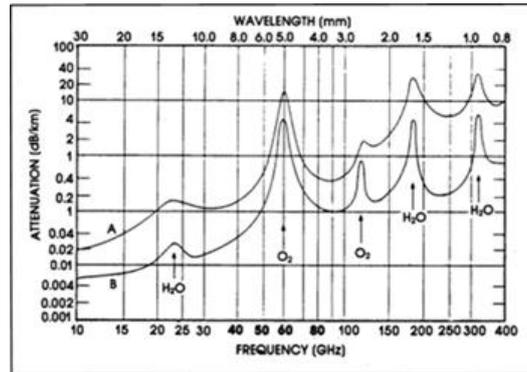


Figura 1.2: Attenuazione atmosferica in dB/km in funzione della frequenza e dell'altitudine (A: livello del mare, B: 4 km di altitudine)

Se da un lato ciò penalizza le trasmissioni wireless a lungo raggio in questa banda, dall'altro la rende estremamente idonea alla realizzazione di sistemi short-range, cioè a breve distanza di collegamento (fino ad una decina di metri) e limita inoltre le interferenze fra sistemi di comunicazione diversi. Per questo motivo la banda di frequenza intorno a 60 GHz è attualmente tenuta in grande considerazione per tutta una serie di applicazioni che richiedono larga banda e breve raggio: ad esempio le WPAN (*wireless personal area network*) e per la comunicazione a larga banda fra dispositivi mobili.

## 1.2 Standard attualmente in uso per i sistemi wireless a 60 GHz

Al momento attuale esistono tre standard già completamente definiti per i sistemi wireless a 60 GHz: IEEE 802.15.3c [1], WirelessHD [2] e ECMA 387 [3]. Si espongono qui brevemente le caratteristiche e le peculiarità di ognuno.

### 1.2.1 Standard IEEE 802.15.3c

Lo standard IEEE 802.15.3c [1] rilasciato nel 2009 definisce un livello fisico alternativo a quello imposto nelle versioni precedenti. Questo standard è

particolarmente incentrato nella definizione delle WPAN ad alta velocità di scambio dati nel campo delle onde millimetriche a 60 GHz. In particolare la banda definita si estende dai 57 ai 64 GHz, è viene suddivisa in 4 canali adiacenti di poco meno di 2 GHz l'uno. Lo standard permette inoltre velocità di trasmissioni dati fino a 5 Gb/s, consentendo applicazioni come accesso ad internet ad alta velocità, streaming video on demand, HDTV, home theater e wireless data bus.

### **1.2.2 Standard Wireless HD 1.1**

Questo standard [2] è stato rilasciato nel maggio del 2010, ed è appositamente studiato per la realizzazione delle WVAN (Wireless Video Area Network), cioè reti wireless che consentono la condivisione di materiale video in alta definizione. In questo caso data la necessità di trasmettere una quantità notevole di dati e le esigenze di risposta in tempo reale del sistema, il data rate massimo arriva fino a 8 Gb/s nel caso di video full HD non compresso; ma vengono previste inoltre velocità di trasmissione via via minori per diversi formati compressi del flusso dati audio e video. Lo standard prevede l'utilizzo della banda da 57 a 66 GHz, a seconda della regione geografica, e una distanza massima di collegamento fino a 10 metri.

### **1.2.3 Standard ECMA-387**

Questo standard [3] rilasciato nel dicembre 2010 fornisce le specifiche per i livelli PHY, MAC e PAL di reti WPAN con velocità di scambio dati superiori al Gb/s. In particolare sono specificati due tipi di dispositivi, A e B, che possono coesistere e operare indipendentemente allo stesso momento ed in condizioni di vicinanza spaziale. Lo standard è appositamente studiato per garantire una flessibilità molto ampia che consente la realizzazione sia di sistemi wireless a basso consumo di potenza e breve raggio di collegamento, che di sistemi per la comunicazione fra dispositivi mobili, oppure per la connessione a larghissima banda e media distanza di collegamento, grazie all'impiego di array di antenne. Le possibili applicazioni includono anche Sync-and-Go, Access points, Wireless desktops docking stations e video streaming non compresso.

## **1.3 Applicazioni target**

Si presentano di seguito le applicazioni attuali che richiedono la progettazione integrata di antenne ed LNA operanti a 60 GHz, con particolare riferimento a quelle che possono costituire il target finale del presente studio di fattibilità.

### 1.3.1 Wireless Network on Chip per processori multi-core

Le comunicazioni giocano un ruolo fondamentale nel design dei moderni System on Chip (SoC). La tendenza generale degli ultimi anni è infatti quella di integrare un numero sempre maggiore di core all'interno di un singolo die di silicio. Alcuni di questi blocchi sono funzionali, altri di memorizzazione, ma in ogni caso una comunicazione efficiente fra i blocchi è essenziale al fine di massimizzare la capacità di calcolo del sistema. Ecco perché in questi sistemi a larga scala di integrazione il design dell'infrastruttura di comunicazione è un aspetto fondamentale del flusso di progetto, che rischia di diventare un collo di bottiglia per le prestazioni di computing del sistema se non affrontato correttamente. Man mano che cresce il numero di IP aumentano inevitabilmente anche le dimensioni dei chip, e di conseguenza la lunghezza massima dei collegamenti, i quali diventano critici dal punto di vista del ritardo di propagazione e della dissipazione di potenza. Per ovviare a questo inconveniente sono state proposte diverse soluzioni: Network on Chip (NoC), integrazione 3D, collegamenti nanofotonici [4].

La soluzione NoC prevede la sostituzione dei collegamenti bus tradizionali con un'architettura di tipo rete, simile a quella utilizzata nella LAN dei personal computer. In figura 1.3 è mostrata una possibile architettura per una NoC all'interno di un SoC.

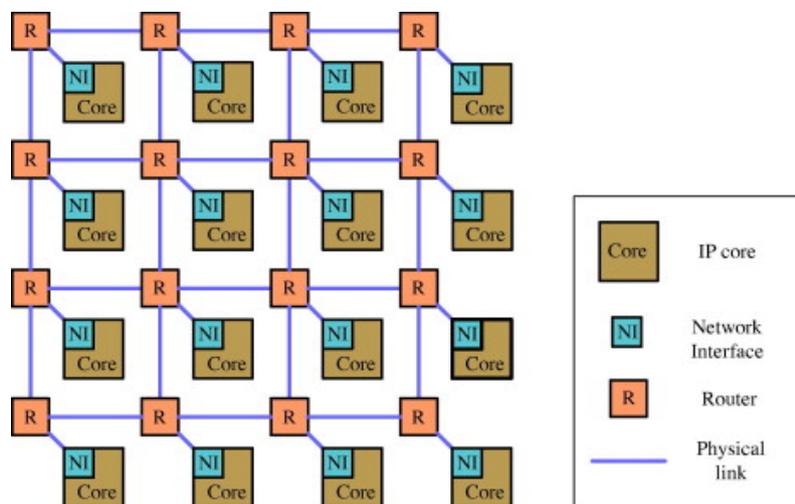


Figura 1.3: Architettura Network on Chip

L'efficienza della architettura NoC può essere aumentata sostituendo parzialmente i collegamenti fisici con collegamenti wireless a larga banda, realizzando così una *Wireless NoC*. I vantaggi portati dalla soluzione wireless

sono principalmente la riduzione della dissipazione di potenza per i collegamenti lunghi (si evitano i multi-hop), la riduzione del ritardo di propagazione dovuto alle elevate capacità parassite delle interconnessioni metalliche, ed infine la minore occupazione d'area dovuta alla soppressione dei collegamenti wired più lunghi. Ovviamente tutti questi vantaggi sono verificati solo su distanze maggiori di un certo limite, come evidenzia la figura seguente, dove è mostrata l'energia spesa per trasmettere un bit sia in maniera wired che wireless, secondo lo studio effettuato in [5].

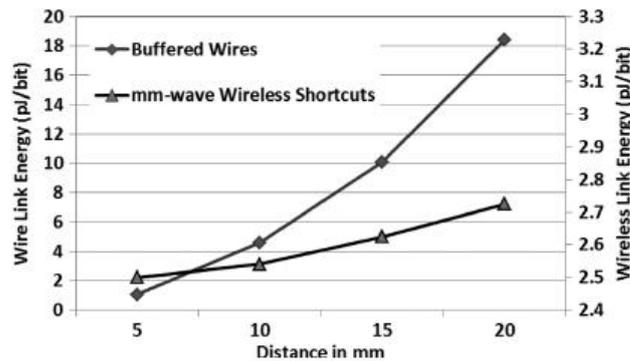


Figura 1.4: Link energy pJ/bit vs distance in mm

Dal grafico si evince che per collegamenti superiori ad una decina di millimetri la soluzione wireless consente un notevole risparmio energetico. Per questo motivo, oltre che per gli altri già enunciati, le Wireless NoC potrebbero essere considerate una valida soluzione per i sistemi multicore di nuova generazione, dove le dimensioni dei chip cominciano a raggiungere qualche decina di millimetri.

In questo scenario si inseriscono i sistemi nel campo delle onde millimetriche a 60 GHz. Una rete di tipo WNoC richiede dei transceiver facilmente integrabili, dal ridotto consumo di potenza e ridottissima area occupata sul chip. L'integrazione dell'antenna, dell'LNA e di tutti i blocchi RF necessari per realizzare una comunicazione wireless si rende così un passo necessario nel flusso di progetto. Le specifiche per il transceiver in questo caso sono una banda di funzionamento quanto più possibile ampia intorno ai 60 GHz, una potenza di trasmissione non troppo elevata dato il brevissimo raggio di collegamento ed una architettura il più possibile semplice che consenta di risparmiare area su chip.

### **1.3.2 Trasferimento dati a larga banda e breve distanza fra dispositivi mobili**

La diffusione dei dispositivi mobili come smartphone e tablet negli ultimi anni ha aperto nuove possibilità per l'utilizzo di connessione wireless ad alta velocità. E' lecito aspettarsi che nel corso dei prossimi anni la richiesta di capacità di trasferimento dati fra questi dispositivi mobili sia sempre maggiore. L'attuale standard in voga IEEE 802.11x prevede un data rate massimo di 125 Mb/s ed opera intorno alla frequenza di 2.4 GHz. Queste velocità di trasmissione sono indicate per dati di piccole e medie dimensioni, ma se le dimensioni dei files da trasferire sono di qualche GB, il tempo d'attesa aumenta sensibilmente. Spostandosi nel campo delle onde millimetriche si acquisisce subito il vantaggio di una banda notevolmente più ampia, fino a qualche GHz. In questo modo anche utilizzando modulazioni molto semplici come la OOK o BPSK è possibile raggiungere data rate di alcuni Gb/s, abbattendo così i tempi di attesa dell'utente. A 60 GHz inoltre la lunghezza d'onda nel silicio è di pochi millimetri, rendendo così possibile l'integrazione sul chip dell'antenna e delle linee di trasmissione, con un considerevole risparmio dell'area occupata e della potenza dissipata. Per questi motivi i sistemi wireless operanti nel range frequenziale nell'intorno dei 60 GHz possono essere ritenuti una valida soluzione per il trasferimento di dati ad elevata banda e breve distanza fra dispositivi mobili, applicazione che sarà presumibilmente richiesta sugli smartphone e sui tablet in un futuro prossimo.

## **1.4 Specifiche di alto livello del sistema da progettare**

Nella fase iniziale della progettazione terremo in considerazione entrambe le applicazioni target esposte nel paragrafo precedente: Wireless Network on Chip e trasferimento dati a larga banda fra dispositivi mobili, per almeno due motivi. In primo luogo in entrambi i casi le caratteristiche ad alto livello del sistema non sono molto diverse fra loro, è dunque possibile adattare il sistema ad un target o all'altro senza modificare troppo le specifiche; inoltre non si conoscono bene a priori i limiti delle prestazioni delle strutture irradianti realizzate nella tecnologia CMOS bulk 65 nm: saranno i risultati ottenuti dopo lo studio sulle antenne integrate che spingeranno il progetto verso un target piuttosto che un altro.

Trattandosi di un sistema integrato in un chip di silicio, le specifiche fondamentali sulle quali occorre prestare maggiore attenzione sono il consumo di

potenza e l'area occupata. A queste si aggiungono le specifiche sulla distanza di collegamento, sulla banda di frequenza, sul guadagno e sul rumore.

### 1.4.1 Considerazioni sulle specifiche di massima del front-end di ricezione

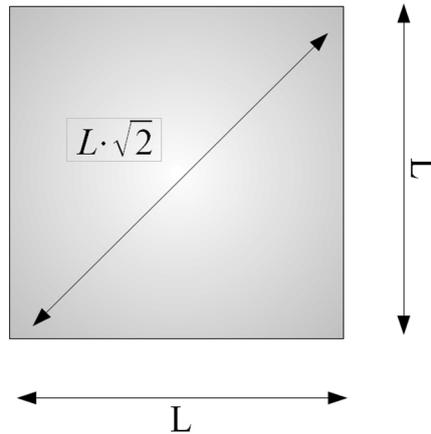
Partiamo dalle considerazioni sulla frequenza centrale e sulla banda. Come esposto in precedenza, per sfruttare al meglio tutti i vantaggi derivanti dall'operare nel campo delle onde millimetriche conviene impostare una frequenza centrale di 60 GHz ed una banda che comprenda almeno tutte le frequenze non licenziate a livello globale, quindi da 57 a 66 GHz. L'antenna dovrà quindi avere una banda di almeno 9 GHz. Esistono almeno due definizioni di banda per quanto riguarda le strutture radianti, riportate di seguito.

- **Banda 3 dB:** si definisce banda a 3 dB dell'antenna l'intervallo di frequenze in cui il coefficiente di riflessione S11 (oppure il VSWR, voltage standing wave ratio) dell'antenna è superiore rispetto al minimo di al più 3 dB.
- **Banda a - x dB:** si definisce banda a - x dB di un'antenna l'intervallo di frequenze in cui il coefficiente di riflessione S11 è minore di - x dB. Rispetto all'altra definizione questa risulta più generale, poiché prescinde dal valore minimo di picco del coefficiente di riflessione. In questo modo si possono paragonare fra loro anche antenne con valori diversi di picco. Il valore del limite in dB dipende dall'applicazione, di solito è il disadattamento di impedenza massimo che si è disposti a tollerare. L'antenna è infatti dimensionata per una frequenza centrale, e man mano che ci si discosta da quest'ultima l'adattamento peggiora e parte della potenza in ingresso viene riflessa. La banda dell'antenna è appunto l'intervallo di frequenze in cui la frazione di potenza riflessa risulta trascurabile. Un valore comune per definire la banda dell'antenna rispetto al coefficiente di riflessione potrebbe essere quello di - 10 dB, che corrisponde circa ad un VSWR di 2.

Alla luce di queste definizioni possiamo stabilire come specifica per l'antenna una frequenza centrale di 60 GHz ed una banda a - 10 dB di almeno 9 GHz. Poiché in entrambe le applicazioni target non sono richieste antenne direttive, anzi il più possibile omnidirezionali. Il guadagno d'antenna, definito come  $G(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{P_{acc}/4\pi r^2}$  dovrà essere approssimativamente di 0 dBi (si rimanda al glossario al termine del documento per le definizioni rigorose delle grandezze utilizzate). In realtà molto presumibilmente dovremo accontentarci anche un guadagno di antenna negativo, poiché per poter essere integrata

l'antenna avrà delle dimensioni elettriche ridotte e dunque un guadagno basso; inoltre ci sarà una perdita di potenza dovuta alla conduttività non nulla del substrato di silicio. Poiché il collegamento wireless deve comunque essere a breve raggio, è possibile ottenere dei buoni risultati anche con antenne dal guadagno negativo. Ovviamente è comunque necessario limitare il più possibile le perdite dovute alla conduttività del substrato. In letteratura [6] si trovano antenne integrate a 60 GHz con valori di banda di circa 10 GHz e guadagno massimo di - 8 dBi e - 14 dBi, a testimonianza del fatto che questi numeri sono ragionevoli per sistemi di questo tipo. La distanza che deve coprire il collegamento wireless dipende fortemente dall'applicazione, oltre che dalla potenza di trasmissione, sulla quale esistono dei vincoli ben precisi.

Esaminiamo prima il caso delle WiNoC. L'esigenza di collegamenti wireless all'interno di un SoC cominciano a farsi sentire quando le dimensioni del chip sono di qualche decina di millimetri di lato. I processori multicore più grandi attualmente in commercio presentano dimensioni che vanno dai 200  $mm^2$  ai 600  $mm^2$  [7]. La distanza massima che è necessario coprire è calcolabile a partire dall'area, considerando il chip quadrato.



$$A = L^2 = 200 \div 600 \text{ mm}^2$$

$$L = \sqrt{A} = 15 \div 25 \text{ mm}$$

$$L \cdot \sqrt{2} = 21 \div 35 \text{ mm}$$

La distanza minima corrisponde a 15 mm, mentre la massima a 35 mm. Come visto in precedenza il collegamento wireless risulta più efficiente delle metalizzazioni fisiche già a partire da qualche millimetro, quindi possiamo considerare come specifica sulla distanza nel caso di WiNoC un range che va da 10 mm a 35 mm.

Nel caso del trasferimento dati off-chip invece sono richieste distanze di copertura maggiori, pur rimanendo il collegamento sempre short-range. Una valida indicazione si trova nei documenti che riguardano gli standard esistenti a 60 GHz descritti in precedenza [1][2][3]. Lo standard Wireless HD riporta come distanza per i dispositivi mobile un valore dai 3 ai 5 metri, mentre per i dispositivi portable fino a 10 metri. Per quanto riguarda lo standard ECMA-387 le distanze di copertura vanno da 1 metro fino a 10 metri, a seconda della classe del dispositivo, stessa cosa per lo standard IEEE 802.15.3C. In definitiva possiamo considerare come specifica per le applicazioni off-chip una distanza di collegamento di almeno da 1 metro fino a 10 metri. Nei documenti sono riportati anche i limiti di potenza di trasmissione, che variano a seconda della posizione geografica, e che dovranno essere tenuti in considerazione nel calcolo della distanza, poiché non possono essere violati. Un'altra specifica importante per l'antenna integrata è l'occupazione di area nel silicio. Come già esposto in precedenza si tratta di un'aspetto fondamentale dato che la struttura radiante è di solito molto più ingombrante rispetto a tutto il resto del ricevitore, poiché deve avere delle dimensioni minime legate alla lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica nel mezzo considerato. A 60 GHz nel vuoto la lunghezza d'onda è circa 5 mm, ma questo valore viene ulteriormente ridotto all'interno del chip grazie alla costante dielettrica elevata del silicio.

$$\lambda_{Si} = \frac{c_{Si}}{f} = \frac{c_0}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{Si}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{11.9}} = 1.45 \text{ mm}$$

Nel caso dell'applicazione *WiNoC* l'area occupata dall'antenna è critica, poiché sul chip saranno presenti molti transceiver a radio frequenza, dunque l'area occupata da una singola antenna andrà moltiplicata per il numero di nodi wireless della rete. Se imponiamo ad esempio un numero di nodi pari a 10, e se vogliamo che l'area occupata dalla parte RF meno dell'1 % sull'area totale del chip, otteniamo:

$$A_{RF} = A_{antenna} \cdot 10 < 0.1 \cdot A_{tot} = 0.1 \cdot (200 \text{ mm}^2 \div 600 \text{ mm}^2) = 2 \text{ mm}^2 \div 6 \text{ mm}^2$$

$$A_{antenna} < \frac{2 \text{ mm}^2 \div 6 \text{ mm}^2}{A_{RF}} = 0.2 \text{ mm}^2 \div 0.6 \text{ mm}^2$$

In realtà questi valori per l'area di un'antenna integrata a 60 GHz sono troppo ridotti, un valore più ragionevole è di qualche millimetro quadrato. Per quanto riguarda l'applicazione trasferimento dati off-chip l'area occupata diventa un fattore meno critico, ma comunque molto importante e da tenere in grande considerazione. Possiamo considerare in definitiva:

$$A_{antenna} = 1 \text{ mm}^2 \div 3 \text{ mm}^2$$

Consideriamo adesso l'altro blocco di grande importanza che compone il front end di ricezione: il *Low Noise Amplifier* (LNA). È possibile effettuare un rapido calcolo sul link budget per estrarre le specifiche di massima sui due parametri fondamentali guadagno e cifra di rumore dell'LNA. Se consideriamo come target l'applicazione WiNoC abbiamo una distanza di collegamento massima di 35 millimetri, ed una potenza di trasmissione limitata a qualche mW. Inoltre è opportuno limitare il più possibile la potenza assorbita, che dovrà essere inferiore a 10 mW. Fissiamo dunque:

$$P_{LNA} < 10mW$$

Per quanto riguarda la BER richiesta dall'applicazione, in letteratura un valore ricorrente è  $10^{-12}$ , mentre per il SNR dai 10 ai 20 dB.

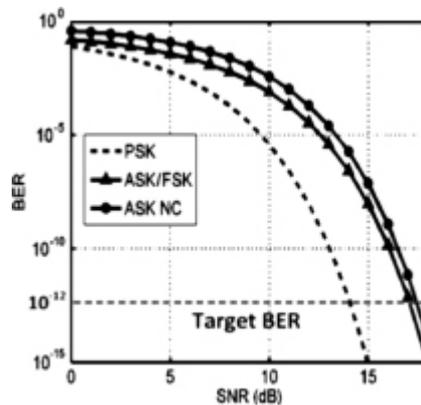


Figura 1.5: Theory-based BER comparison of BPSK, ASK/FSK, and noncoherent ASK modulation

Di conseguenza la cifra di rumore può essere calcolata indicativamente con la seguente formula:

$$SNR_i = \frac{P_R}{KT \cdot B \cdot NF}$$

Invertendo:

$$NF = \frac{P_R}{KT \cdot B \cdot SNR_i}$$

Per stimare la potenza ricevuta possiamo utilizzare la formula di Friis del collegamento:

$$P_R = \frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot R^2}$$

Utilizziamo come valori di riferimento i seguenti, molto indicativi e solo per avere un'idea dell'ordine di grandezza:

- $G_T = G_R = 0.1$  ( $-10$  *dB*)
- $P_T = 1$  *mW*
- $\lambda = 5$  *mm* ( $f = 60$  *GHz*)
- $R = 15 : 35$  *mm*

Si ottiene per la potenza ricevuta:

$$P_{Rmax} = \frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot R_{min}^2} \simeq 7 \text{ nW}$$

$$P_{Rmin} = \frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot R_{max}^2} \simeq 1 \text{ nW}$$

A questo punto possiamo stimare la cifra di rumore richiesta.

$$NF = \frac{P_{Rmin}}{KT \cdot B_{max} \cdot SNR} = \frac{10^{-9}}{4.16 \cdot 10^{-21} \cdot 10^{10} \cdot 10} \simeq 3$$

Che corrisponde in *dB* a  $NF_{dB} \simeq 4.77$  *dB*. In realtà in questa stima abbiamo utilizzato come banda il valore di 10 *GHz* che è un po' il limite superiore, se utilizziamo un valore più realistico di 5 *GHz* si ha:

$$NF = \frac{P_{Rmin}}{KT \cdot B_{max} \cdot SNR} = \frac{10^{-9}}{4.16 \cdot 10^{-21} \cdot 5 \cdot 10^9 \cdot 10} \simeq 5$$

Che in *dB* corrisponde a  $NF_{dB} = 10 \log(5) \simeq 7$  *dB*.

In conclusione quindi possiamo considerare come specifica una cifra di rumore non superiore a 7 *dB*. La banda a - 3 *dB* dell'LNA dovrà essere il più possibile simile a quella dell'antenna, e dunque prossima a 9 - 10 *GHz*. Allo stato dell'arte [8] attualmente si riescono ad ottenere guadagni di 10 *dB* per stadio, cifre di rumore minori di 5 *dB* ed una potenza assorbita fra i 20 e i 30 *mW* (2 o 3 stadi). Dunque possiamo considerare tali numeri come riferimento per la progettazione del nostro LNA. Ulteriore considerazione: la potenza consumata è il fattore critico, molto più dell'area occupata, dato che quest'ultima è in ogni caso molto di minore di quella dell'antenna integrata. Quindi è essenziale cercare di ridurre la potenza assorbita dall'LNA anche a discapito del guadagno, poiché le distanze del collegamento sono contenute. Quindi si può pensare ad un LNA a singolo stadio, con un guadagno di anche soli 10 *dB*, ma una potenza limitata come accennato in precedenza a qualche *mW* (limite massimo 10 *mW*). Riassumiamo di seguito le specifiche dell'LNA:

- $NF < 7 \text{ dB}$
- $G \simeq 10 \text{ dB}$
- singolo stadio o due stadi
- $P < 20 \text{ mW}$

Nella seguente tabella si riassumono infine tutte le specifiche di massima estratte da queste considerazioni.

	Valore minimo	Valore massimo
Frequenza centrale	57 GHz	66 GHz
Distanza del collegamento	15 ÷ 35 mm (WiNoC)	1 ÷ 10 m (off-chip)
Banda antenna	3 GHz	10 GHz
Guadagno antenna	-10 dBi	0 dBi
$SNR$	10 dB	20 dB
$NF$		7 dB
$P_{LNA}$		10 mW/stadio
$G_{LNA}$	10 dB/stadio	
Area occupata	1 mm <sup>2</sup>	3 mm <sup>2</sup>

## 1.5 Tecnologia UMC CMOS 65 nm

In questo paragrafo si vuole illustrare brevemente la tecnologia che verrà utilizzata per la progettazione del front-end nel campo della onde millimetriche.

La UMC CMOS 65 nm è una tecnologia CMOS bulk, che prevede tre processi differenti a seconda delle caratteristiche che si richiedono ai transistor: SP (standard performance), LP (low power) e LL (low leakage). Sebbene la tecnologia sia ottimizzata per applicazione di elettronica digitale e mixed signal, è presente nel design kit anche una libreria RF, con transistor adatti per lavorare anche ad altissime frequenze. Ciò risulta molto utile nel nostro caso.

La tensione di alimentazione è di 1.2 Volt per quanto riguarda i dispositivi core, e può variare da 1.8 Volt, 2.5 V e 3.3 V per i dispositivi di I/O. Ogni tipo di processo supporta transistor con diverse tensioni di soglia (LVT, RVT, HVT), come schematizzato nella figura seguente.

Negli ultimi anni si è registrata una tendenza ad utilizzare tecnologie di tipo SOI (Silicon on insulator) per la progettazione RF, sia nel campo delle microonde che delle onde millimetriche [9]. Rispetto alla CMOS bulk una SOI presenta il grosso vantaggio dell'alto isolamento fra i dispositivi; in primo luogo questo permette di utilizzare un substrato ad alta resistività e

LIBRARY PROVIDER		65NM		
		UMC		
LIBRARY		SP	LL	LP
Standard Cells	LVT	✓	✓	
	RVT	✓	✓	✓
	HVT	✓	✓	✓
I/O	1.8Vdd	✓	✓	
	3.3Vdd		✓	
	2.5V / 3.3V	✓	✓	
	1.8V / 2.5V / 3.3V	✓	✓	✓

Figura 1.6: Tensione di alimentazione e tensione di soglia  $V_T$  dei transistor disponibili nella tecnologia UMC CMOS 65 nm

ridurre così le perdite, inoltre c'è una migliore separazione della parte a radio frequenza da quella digitale, notevolmente più rumorosa, e di conseguenza un minor accoppiamento e minori disturbi.

Tuttavia l'obiettivo iniziale del presente lavoro è dimostrare che anche con una tecnologia di tipo bulk si possono ottenere prestazioni comparabili, consentendo così un risparmio economico e la semplificazione di poter progettare e realizzare tutto il sistema con una singola tecnologia nel medesimo chip, sia per quanto riguarda la parte digitale che quella a radiofrequenza.

Inoltre i transistor nella tecnologia UMC 65 nm sono realizzati con un processo *Twin-well*. Rispetto al classico n-well questo processo prevede di realizzare sia i transistor NMOS che i PMOS in well gemelle, realizzate con drogaggi superiori rispetto a quelli del substrato, che può così essere scelto a più alta resistività. Si tratta di una condizione intermedia fra la SOI e la bulk classica con n-well, poiché rimane comunque il problema dell'accoppiamento fra i dispositivi che condividono lo stesso substrato che nella SOI non è presente.

# Capitolo 2

## Approccio alla simulazione elettromagnetica

### 2.1 Simulatore HFSS

#### 2.1.1 Introduzione al software

Per lo studio delle strutture radianti alla frequenza di 60 GHz verrà utilizzato il software HFSS, acronimo che sta per *High Frequency Structure Simulator*. Questo strumento è molto utilizzato in ambito accademico e professionale, tanto da divenire quasi uno standard per la progettazione a radiofrequenza di antenne e sistemi microonde.

HFSS è un simulatore elettromagnetico 3D, ciò significa che è in grado di risolvere le equazioni di Maxwell in un dominio solido a tre dimensioni, a differenza di altri simulatori che risolvono solo in 2 dimensioni, e che sono adatti per simulare strutture i cui campi elettromagnetici siano omogenei nella terza direzione (ad esempio guide d'onda o linee di trasmissione in modalità TEM). Di conseguenza il numero di strutture analizzabili con HFSS è molto maggiore rispetto ai simulatori 2D, ma al tempo stesso anche la complessità di calcolo richiesta è notevolmente superiore. Per poter affrontare la risoluzione delle equazioni elettromagnetiche in un dominio tridimensionale con tempi di attesa ragionevoli è stato implementato un particolare algoritmo, detto FEM (metodo degli elementi finiti). Per prima cosa il dominio tridimensionale viene suddiviso in celle elementari di forma tetraedrica (mesh) di dimensioni elettriche abbastanza ridotte in cui i campi possono essere considerati costanti. Questa operazione prende il nome di *meshing*. Successivamente vengono impostate le equazioni integro-differenziali, convertite in un sistema algebrico che viene risolto in maniera iterativa, finché non si raggiunge il grado di precisione specificato dall'utente. L'accuratezza di questo metodo è legata

ad un buon meshing iniziale, oltre che all'impostazione corretta delle condizioni al contorno del dominio tridimensionale che si vuole analizzare. Il software infatti permette di specificare nei dettagli tutte le caratteristiche sia geometriche che elettriche dei materiali che compongono la struttura da simulare. L'impostazione corretta di tutti i parametri è fondamentale al fine di ottenere risultati attinenti alla realtà.

## 2.1.2 Tipologie di simulazione

L'ambiente HFSS mette a disposizione tre tipologie differenti di risoluzione delle equazioni elettromagnetiche all'interno della struttura, una volta che essa è stata complementamente definita. Ognuna di queste tipologie differisce dalle altre per tipo di sollecitazione utilizzate e forma dei risultati ottenibili.

- *Driven Modal*: con questo tipo di risoluzione occorre definire almeno una o più porte. Le soluzioni sono espresse sottoforma di potenza incidente e riflessa, ed in funzione dei modi di propagazione in guida d'onda. Inoltre vengono calcolati i parametri S della struttura.
- *Driven Terminal*: in questo caso occorre che siano definiti uno o più terminali. Le soluzioni sono espresse sottoforma di correnti e tensioni ai terminali. Anche in questo caso vengono calcolati i parametri S della struttura, considerando i terminali come porte. Questo tipo di risoluzione è particolarmente adatto all'analisi di linee di trasmissione, in quanto possono essere analizzati più modi di propagazione quasi-TEM all'interno dei conduttori.
- *Eigenmode*: calcola i punti di risonanza della struttura, ed il valore dei campi a tali frequenze. Risulta adatto per lo studio di risonanza di strutture particolari quali ad esempio i filtri SAW.

A seconda dell'analisi che si vuole effettuare risulta vantaggioso l'utilizzo di uno dei tre tipi di risolutore. Inoltre il programma mette a disposizione due tipi di sollecitazioni: *wave port* e *lumped port*. L'intera struttura disegnata è immaginata come avvolta in un materiale ideale che assorbe completamente la radiazione elettromagnetica. Una *wave port* è vista dal risolutore come un'apertura in questo materiale, che consente all'energia di entrare ed uscire dalla struttura. Per tale motivo la *wave port* può essere posizionata solo ai confini esterni della struttura, e non in un punto interno al volume. In pratica è come se la *wave port* sia connessa ad una guida d'onda infinita della stessa apertura della *wave port* e con le stesse caratteristiche del materiale. Il risolutore calcola l'impedenza caratteristica della porta, la costante

di propagazione complessa ed i parametri  $S$ . La *lumped port* invece può essere posizionata in qualunque punto interno al volume della struttura. E' possibile definire a priori l'impedenza di tale porta, senza che influisca sulle dimensioni geometriche o sul tipo di materiale. E' solitamente definita come un rettangolo che da un lato contatta la linea da sollecitare e dal lato opposto un riferimento di massa. A differenza della wave port, che consente la propagazione in più modi, la lumped port consente la propagazione in un solo modo.

Alla luce di quanto esposto è evidente che la wave port risulta utile per l'analisi delle linee di trasmissione, in quanto consente di calcolare l'impedenza caratteristica della porta a partire dai parametri geometrici ed elettrici del materiale, mentre la lumped port risulta conveniente nell'analisi delle antenne, poiché consente di specificare una propria impedenza caratteristica, e di simulare così il circuito che sta a valle (o a monte) dell'antenna stessa.

L'interfaccia grafica del software HFSS consente di definire in maniera rapida ed intuitiva le geometrie della struttura e di impostare i parametri elettrici, ad esempio la permittività dei materiali dielettrici e la resistività dei conduttori. Questo aspetto è fondamentale per il lavoro che dovrà essere svolto. Si renderà infatti necessario adattare l'ambiente di lavoro del simulatore elettromagnetico ai parametri fisici del processo UMC CMOS 65 nm bulk, in modo da assicurarsi che i risultati ottenuti siano il più possibile attinenti alla realtà fisica.

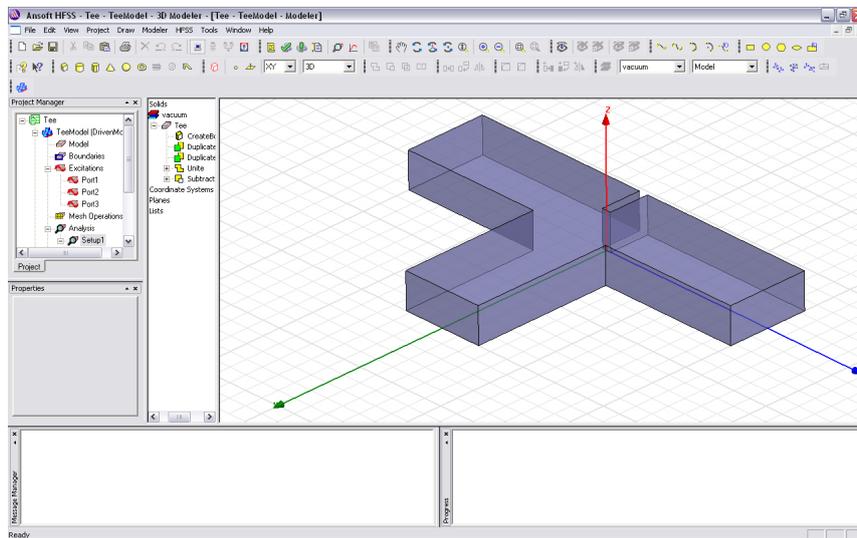


Figura 2.1: Ambiente di lavoro HFSS per la simulazione elettromagnetica

## 2.2 Adattamento dell'ambiente di simulazione al processo CMOS UMC 65 nm

### 2.2.1 Studio e semplificazione dello stack del processo

A partire dalla documentazione fornita dalla *silicon foundry* è possibile eseguire uno studio dettagliato della sezione trasversale del processo UMC CMOS 65 nm. Tale studio è necessario, come già accennato, per la caratterizzazione dell'ambiente di simulazione elettromagnetico. Esistono alcune versioni differenti del processo, che può essere così adattato ad esigenze diverse. Innanzitutto sono disponibili le tre differenti versioni per quanto riguarda i MOSFET: *standard performance*, *low leakage* e *low power*, che differiscono principalmente per la tensione di soglia. Dunque in prima approssimazione, al fine dello studio dei livelli che compongono il processo, può essere scelta indifferentemente una delle tre opzioni. Inoltre è possibile scegliere fra 9 o 10 livelli di metal, disponibilità o meno di condensatori MIM, e valori di resistività differenti degli ultimi livelli di metal.

Esistono di conseguenza diversi modelli *intercap* (interconnect capacitance model) che descrivono i vari strati e le rispettive costanti dielettriche relative in base alle opzioni del processo che sono state selezionate. Ai fini della simulazione EM di antenne integrate con la presente tecnologia, è stato scelto per la descrizione degli strati tecnologici del processo il modello *intercap* con le seguenti caratteristiche:

- 10 Livelli di metal (utilizzati solo il decimo ed eventualmente il nono per le strutture passive che lo necessitano, come il trasformatore *balun*);
- Standard performance (non si necessita infatti di basso leakage);
- No condensatori MIM.

Il modello descrive gli strati tramite il loro spessore e la loro costante dielettrica relativa, oppure tramite la conduttività elettrica se si tratta di conduttori. Poiché il simulatore utilizza un approccio a volume di campo, per semplificare la complessità del modello e ridurre il numero di strati ai fini di velocizzare i tempi delle simulazioni pur mantenendo aderenza alla realtà dei risultati, è opportuno effettuare una trasformazione dello stack in uno equivalente. La formula utilizzata per calcolare la costante dielettrica equivalente di due strati impilati l'uno sull'altro è la seguente, descritta e giustificata in [10]:

$$\epsilon_{eq} = \left[ \sqrt{\epsilon_2} + \frac{t_1}{t_1 + t_2} \cdot (\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}) \right]^2$$

Dove gli indici 1 e 2 si riferiscono ai due strati, mentre con  $\epsilon$  si intende la costante dielettrica e con  $t$  lo spessore del relativo strato. Siccome è presente una alternanza di strati di dielettrico di tipo e spessore diverso, occorre applicare questa formula in maniera iterativa fino ad arrivare ad un unico strato di dielettrico equivalente. Il modello complesso costituito dall'alternanza di dielettrico e metal è così stato semplificato in uno equivalente con un ridotto numero di strati, più facilmente affrontabile dal punto di vista dei calcoli che deve eseguire il risolutore elettromagnetico. In questo modo si riducono sensibilmente i tempi di attesa per le singole simulazioni, senza intaccare apprezzabilmente l'accuratezza dei risultati. Le ipotesi utilizzate nel procedura di semplificazione sono le seguenti:

- L'antenna verrà realizzata nell'ultimo livello di metal, il decimo, questo poiché lo spessore verticale e la larghezza delle geometrie sono le massime, in questo modo si ha più ampia scelta di valori per il dimensionamento dell'antenna;
- All'interno dell'area occupata dall'antenna i livelli di metal sottostanti al decimo non verranno utilizzati e dovranno essere lasciati privi di collegamenti (compatibilmente con le regole di layout che prevedono una densità minima), al fine di non creare interferenze con l'antenna e limitare le perdite dovute alla conduttività;
- Tutti i livelli di dielettrico dal primo al nono saranno semplificati con il metodo descritto, e ne risulterà così un unico livello equivalente;
- Il dielettrico nel quale è immerso il decimo livello di metal rimarrà invariato, e verrà poi inserito nella struttura in tutti gli spazi non occupati dalle metal del decimo livello che andranno a formare la struttura irradiante;
- L'antenna si considera posizionata all'interno del chip di silicio e non ai bordi, e dunque non ci sarà alcun pad al di sopra di essa che potrebbe costituire riflettore o elemento di interferenza.

In figura 2.2 è mostrata in maniera schematica la semplificazione effettuata. Non si riportano i valori degli spessori e delle costanti dielettriche in quanto costituiscono informazione confidenziale.

Altro parametro fondamentale è la resistività del substrato. Poiché si tratta di un processo CMOS bulk la resistività dei substrati utilizzati va tipicamente da  $10 \Omega cm$  a  $20 \Omega cm$ . Come già detto in precedenza, si tratta

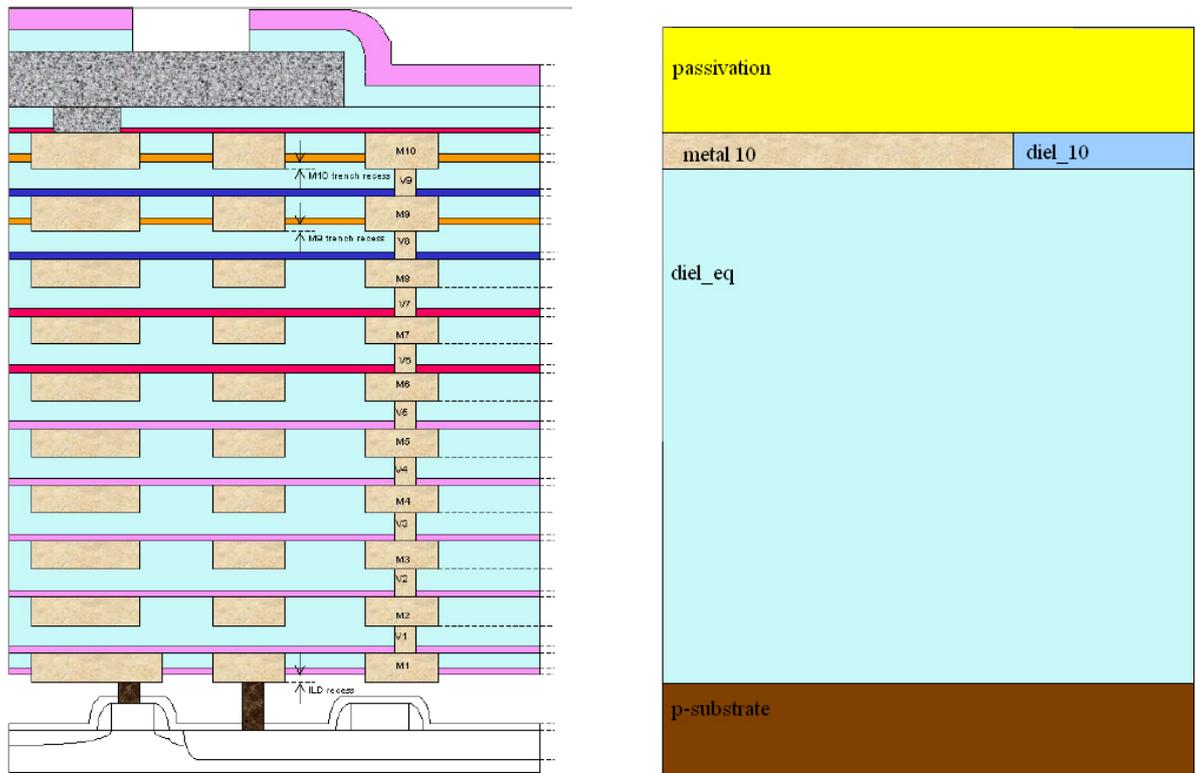


Figura 2.2: Semplificazione dello stack del processo CMOS 65 nm

di uno svantaggio rispetto alla tecnologia SOI in quanto grazie al migliore isolamento dei dispositivi essa permette di utilizzare substrati a ben più alta resistività, con valori fino a  $1 \text{ k}\Omega\text{cm}$ . Questo parametro ovviamente va ad incidere sul guadagno dell'antenna, poiché è la principale causa delle perdite di potenza in trasmissione e ricezione. Per questo motivo i substrati con valori più alti di resistività sono da preferire rispetto agli altri, almeno per questa particolare applicazione. Per quanto riguarda lo spessore del substrato invece sono possibili due scelte: 11 mils, corrispondente a circa  $279 \mu\text{m}$ , oppure 29 mils, corrispondenti a  $736 \mu\text{m}$  circa. Per il momento è stato scelto come spessore il valore di 11 mils, sarà poi possibile simulare le antenne in entrambi i casi semplicemente cambiando il valore impostato.

Lo stack del processo così semplificato è stato implementato nell'ambiente di simulazione HFSS e successivamente utilizzato come base per la simulazione delle strutture radianti integrate con la presente tecnologia.

## 2.3 Stato dell'arte delle antenne integrate a 60 GHz

Prima di iniziare lo studio delle strutture radianti integrate tramite il simulatore, è opportuno documentarsi su quanto presente in letteratura, in modo da capire a quali tipologie di antenne puntare e quali prestazioni aspettarsi. L'interesse per questo tipo di sistemi nella banda delle onde millimetriche è in corso già da qualche anno, sebbene sia ancora una disciplina di frontiera, e di conseguenza ci sono molti lavori con cui potersi confrontare per farsi un'idea dello stato attuale dell'arte. Di seguito vengono quindi proposti alcuni lavori attuali con specifiche simili alle nostre, con particolare attenzione per quanto riguarda le geometrie delle antenne realizzate e le prestazioni ottenute.

### 2.3.1 Design and Characterization of CMOS On-Chip Antennas for 60 GHz Communications

In questo primo lavoro [6] vengono presentate due antenne realizzate on chip con una tecnologia CMOS 130 nm. L'articolo verte sia sulla progettazione che sulle misurazioni effettuate sulle strutture radianti una volta realizzate. Il processo utilizzato è CMOS bulk, che prevede sei livelli di metallizzazioni e un substrato di silicio dello spessore di 300  $\mu m$ . Il design delle antenne è stato effettuato tenendo conto delle regole di densità delle metal, la quale deve essere compresa fra il 20 % e l'80 % dell'area totale del chip. Infatti ci sono alcuni passi del processo che prevedono operazioni di spianamento dei layer di metallizzazione, che possono essere effettuate con successo solo se la densità delle metal è compresa fra i limiti imposti. La prima antenna presentata è una IFA (*inverted F antenna*). Si tratta sostanzialmente di un monopolo cortocircuitato, la cui lunghezza totale deve essere un quarto della lunghezza d'onda. È possibile eseguire un tuning accurato della risonanza della struttura agendo sulla lunghezza totale della stessa, ottenendo così la frequenza di lavoro desiderata.

Una caratteristica vantaggiosa di questo tipo di antenna è la possibilità di adattare l'impedenza d'ingresso senza intaccare sensibilmente la frequenza di risonanza. È sufficiente variare la distanza fra la linea di alimentazione (*feed strip*) e quella di massa (*ground strip*) fino ad ottenere il valore desiderato. Agendo invece sulla distanza fra monopolo e piano di massa (*height* nella figura) si ottiene una variazione contemporanea di frequenza di risonanza e parte reale dell'impedenza di ingresso dell'antenna. In definitiva è possibile dimensionare l'antenna agendo sui vari parametri ed ottenere così

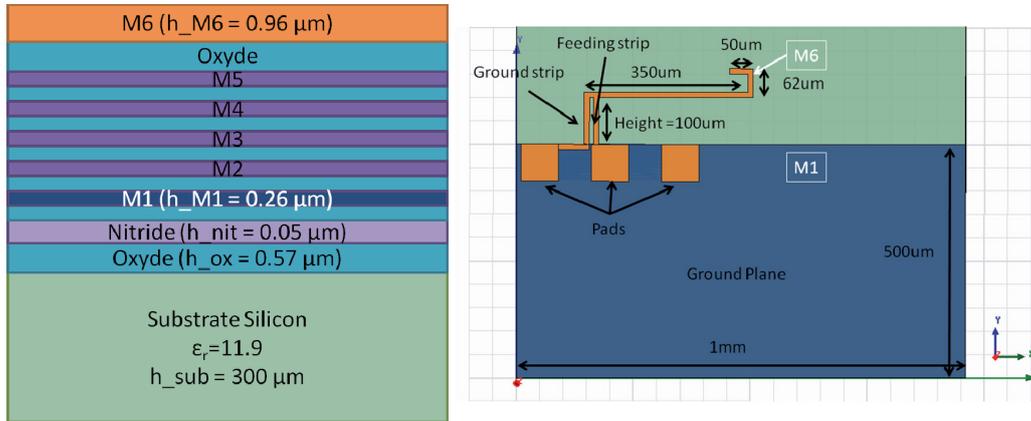


Figura 2.3: Sezione del processo CMOS 130 nm utilizzato, e vista dall'alto dell'antenna IFA integrata[6]

una frequenza di lavoro ottimale e un'impedenza di ingresso reale di valore arbitrario, all'interno di un certo intervallo.

L'antenna vera e propria è stata realizzata nel sesto livello di metal, mentre il piano di massa nel primo livello. L'antenna è connessa al piano di massa e all'alimentazione tramite tre pad (ground, signal, ground), i quali sono connessi alle metallizzazioni sottostanti tramite una serie di *vias*. Il pad di ground aggiuntivo serve per bilanciare l'effetto capacitivo ed ottenere così un migliore adattamento di impedenza. L'area totale occupata dalla struttura è pari a  $0.7 \times 1 \text{ mm}^2$ . Da simulazione l'impedenza di ingresso ottenuta è  $50 \Omega$ , la banda a -10 dB pari a circa 12 GHz, tale da coprire tutta la banda non licenziata a livello europeo da 57 GHz a 64 GHz. L'efficienza di radiazione, definita come  $e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}}$ , è di appena il 9 %, a causa della conduttività del substrato e dell'area piuttosto elevata coperta dalle metallizzazioni. Tuttavia gli autori fanno notare che tale efficienza è comparabile con quella ottenuta in altri lavori [11] [12]. Gli autori hanno inoltre appurato che l'85 % delle perdite che causano una così bassa efficienza di radiazione sono imputabili alla conduttività del substrato di silicio, e non alle metallizzazioni. Inoltre è stato anche verificato che variando le dimensioni ed il posizionamento del piano di massa l'efficienza di radiazione non risulta intaccata; si registra solamente un debole variazione della frequenza di risonanza.

Una volta progettata e simulata, l'antenna è stata anche realizzata e sono state effettuate misurazioni sia sul coefficiente di riflessione che sul diagramma d'irradiazione. In figura 2.4 è riportato il coefficiente di riflessione simulato e misurato. Le misurazioni sui diagrammi di irradiazione hanno

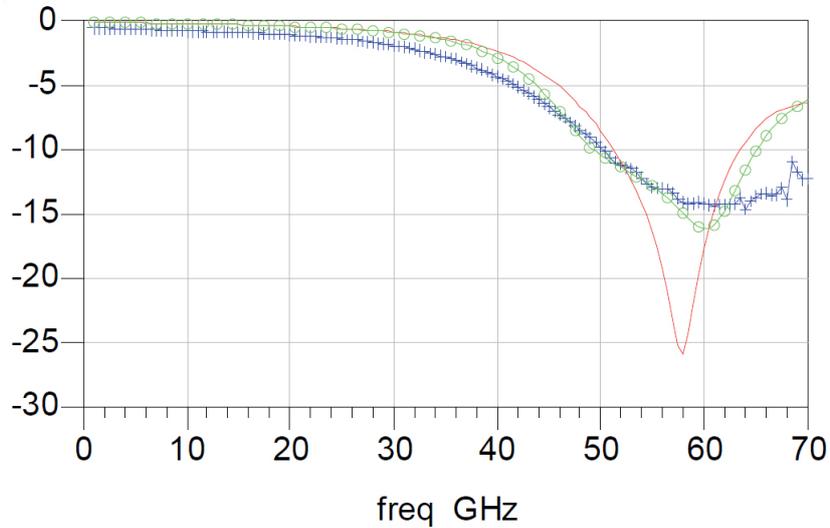


Figura 2.4:  $S_{11}$  simulato in presenza di wafer con retro metallizzato (verde), simulato in assenza di wafer metallizzato (rosso) e misurato (blu) [6]

evidenziato dei guadagni massimi di circa - 4.3 dBi nel piano orizzontale e - 2.7 dBi in uno dei piani verticali, conformi a quanto ci si aspetta dato il valore basso di efficienza di radiazione.

Nello stesso articolo è infine presentata un'antenna a dipolo realizzata nella medesima tecnologia. La lunghezza totale dell'antenna a dipolo è poco inferiore della metà della lunghezza d'onda. Per ridurre le dimensioni della struttura e quindi l'area occupata i bracci del dipolo sono stati ripiegati formando dei meandri, andando a realizzare così una *meandered dipole antenna*. Questa operazione ha come effetto negativo quello di ridurre seppur in maniera contenuta la banda dell'antenna. Il collegamento dell'antenna al resto del circuito è del tutto identico a quello dell'antenna IFA. Nella figura seguente viene mostrata la vista dall'alto del dipolo progettato.

Anche per questo tipo di antenna sono state effettuate simulazioni del coefficiente di riflessione e del guadagno, e successivamente alla realizzazione le misurazioni, che hanno evidenziato delle prestazioni leggermente inferiori rispetto a quelle dell'antenna IFA.

Per quanto riguarda il guadagno infatti si registrano valori massimi di - 8.7 dBi nel piano orizzontale e - 6.7 dBi in uno dei piani verticali. L'area occupata in totale è leggermente inferiore a quella della IFA, risultando infatti  $0.6 \times 1 \text{ mm}^2$ . In conclusione gli autori evidenziano come i risultati ottenuti dalle misurazioni siano piuttosto differenti da quelli simulati, soprattutto per quanto riguarda i diagrammi di irradiazione. Questo è probabilmente dov-

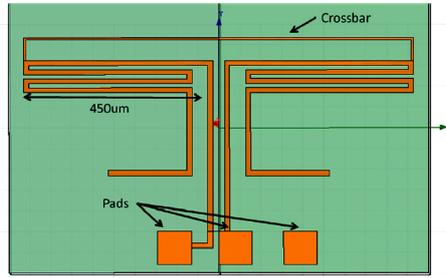


Figura 2.5: Meandered Dipole Antenna in CMOS 130 nm technology [6]

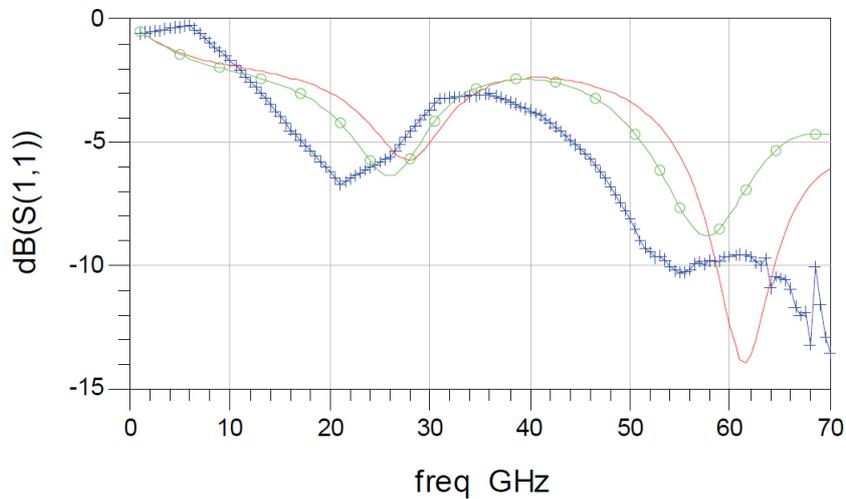


Figura 2.6: Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo simulato in presenza di wafer con retro metallizzato (verde), simulato in assenza di wafer metallizzato (rosso) e misurato (blu) [6]

to alla gran parte di strutture interferenti che inevitabilmente sono presenti nel chip al momento della realizzazione fisica, e delle quali difficilmente si può tener conto nelle simulazioni. Come conseguenza di ciò lo studio delle antenne integrate nel campo delle onde millimetriche deve essere mirato ad applicazioni che non necessitano di una elevata direttività o guadagno, ma piuttosto di caratteristiche di omnidirezionalità. In alternativa è possibile anche la progettazione di array di antenne ad alta direttività, ma in tal caso lo studio dei diagrammi di irradiazione deve includere l'intero front-end di ricezione, per tener conto di tutte le strutture metalliche che inevitabilmente alterano le prestazioni.

### 2.3.2 60 GHz Interdigitated SOI integrated dipole antenna with a CPW balun

Il secondo lavoro [13] che presentiamo è realizzato con tecnologia CMOS SOI 130 nm. Anche in questo caso è stata progettata e simulata un'antenna di tipo dipolo che integra anche un condensatore interdigitato per l'adattamento di impedenza ed un trasformatore balun per rendere il segnale compatibile con i dispositivi di test. L'antenna funziona a 60 GHz con un'impedenza di  $50 \Omega$  ed una banda di 6 GHz. Grazie all'utilizzo della tecnologia SOI è stato possibile utilizzare un substrato con resistività di  $1 k\Omega cm$ , raggiungendo così un'efficienza di radiazione simulata del 90 % ed un guadagno simulato di circa 4 dBi. Nella figura è mostrata la struttura geometrica dell'antenna a dipolo realizzata. Nella progettazione dell'antenna sono stati utilizzati ac-

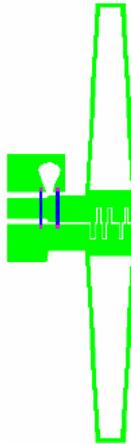


Figura 2.7: Interdigitated dipole antenna with balun

corgimenti particolari al fine di ottenere un buon adattamento di impedenza a  $50 \Omega$  ed una banda il più possibile ampia. I risultati della simulazione per quanto riguarda il coefficiente di riflessione S11 ed il diagramma di irradiazione sono mostrati nella figura 2.8. La struttura radiante si compone anche di un riflettore posizionato sul retro del wafer, che consente secondo gli autori di dirigere la radiazione in direzione opposta rispetto a quella del substrato, riducendo così le perdite ed aumentando l'efficienza. Lo spessore del substrato è inoltre particolarmente prossimo alla distanza che consente la massima riflessione, secondo la legge di Bragg, cioè metà della lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica nel mezzo considerato.

In conclusione questo articolo mette in luce come l'utilizzo di un substrato ad alta resistività possa incrementare fortemente le prestazioni delle antenne

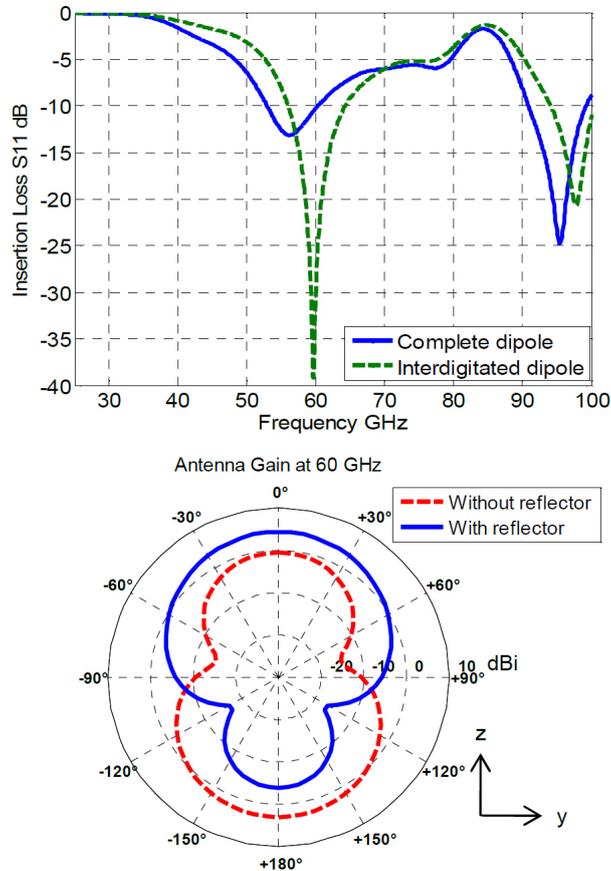


Figura 2.8: Simulated S11 and radiation pattern of the interdigitated antenna [13]

integrate a 60 GHz in termini di efficienza di radiazione, e conseguentemente di guadagno d'antenna.

### 2.3.3 Design of a Low Noise Amplifier with Integrated Antenna for 60 GHz Wireless Communications

L'ultimo lavoro che presentiamo [8], realizzato presso il dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Pisa, espone la progettazione di un front-end di ricezione a 60 GHz comprendente sia l'antenna che l'LNA. In questa fase porremo la nostra attenzione solo sull'antenna, successivamente sarà esaminato anche l'LNA. La principale differenza fra il presente lavoro di tesi e questo articolo è la tecnologia impiegata, infatti viene utilizzata come riferimento la tecnologia CMOS SOI 65 nm di ST Microelectronics. Da quan-

to appreso in precedenza ci si aspetta quindi delle prestazioni che saranno sicuramente il limite superiore a cui aspirare per il presente lavoro di tesi.

L'antenna realizzata è un dipolo alimentato tramite linea di trasmissione CPS (coplanar strip line). Il dipolo presenta una lunghezza totale prossima a metà della lunghezza d'onda, mentre per quanto riguarda la larghezza delle piste si è scelto un valore tale che consentisse un'abbassamento del fattore di qualità, e dunque una maggiore banda passante della struttura. La linea di trasmissione è stata progettata per ottenere un'adattamento di impedenza di  $20 \Omega$ , valore ottimo emerso durante la progettazione dell'LNA. In figura è mostrato il dipolo con linea di alimentazione visto dall'alto. Grazie all'alta

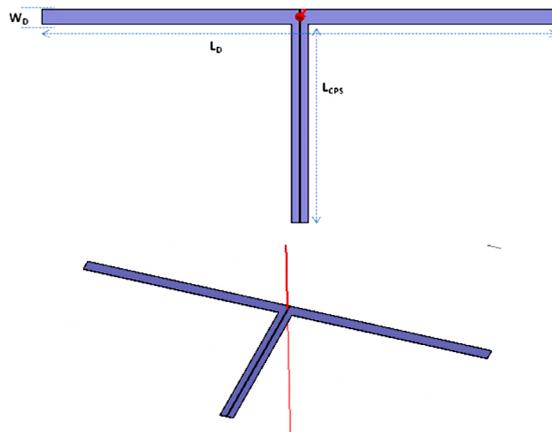


Figura 2.9: Dipolo con CPS top-view [8]

resistività del substrato SOI è stata ottenuta una efficienza di radiazione del 68 % circa, ed un guadagno massimo di 3.23 dBi. Inoltre l'antenna presenta un ottimo adattamento di impedenza: il picco negativo del coefficiente di riflessione è di - 23 dB. Si riporta di seguito in figura 2.10 anche il diagramma polare di irradiazione, ottenuto considerando una metallizzazione del retro del wafer, che funge da riflettore e determina come direzione di massima irradiazione quella perpendicolare al piano orizzontale dove è realizzato il dipolo.

### 2.3.4 Conclusioni

Da quanto emerso in questa breve rassegna possiamo trarre due principali conclusioni. In primo luogo le antenne progettate presentano delle geometrie semplici, tutte riconducibili a dipoli o monopoli con piano di massa, questo poiché l'area occupata su chip è un fattore fondamentale. L'utilizzo di tipologie di antenne complesse aumenta inevitabilmente l'ingombro, e risulta

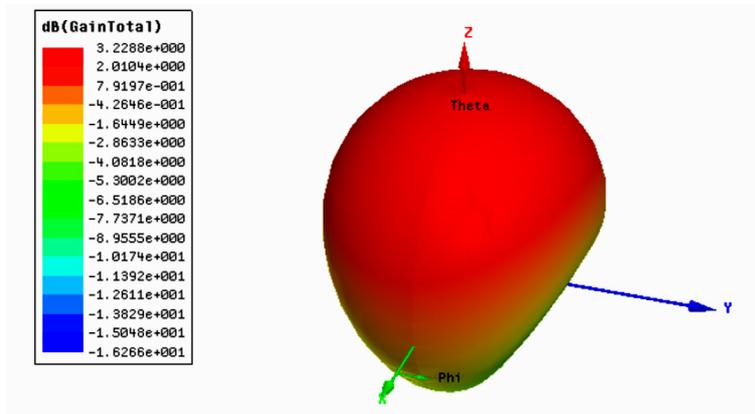


Figura 2.10: Diagramma di irradiazione dell'antenna a dipolo con CPS [8]

inutile dal momento in cui nella gran parte delle applicazioni le prestazioni raggiunte sono sufficienti anche con le antenne semplici considerate. In secondo luogo è evidente come la resistività del substrato influisce sulle perdite dell'antenna, e di conseguenza sulla sua efficienza di radiazione e guadagno. L'obiettivo principale del presente lavoro di tesi dovrà quindi essere quello di ottenere delle prestazioni quanto più possibile comparabili con quelle ottenute dalle tecnologie SOI, e ridurre così al minimo lo svantaggio di utilizzare una tecnologia CMOS di tipo bulk, e quindi un substrato non ad alta resistività.

# Capitolo 3

## Progettazione e simulazione di antenne integrate e strutture passive a 60 GHz

### 3.1 Introduzione

In questo capitolo verrà presentato il lavoro di progettazione di antenne e strutture passive tramite software HFSS ed i risultati ottenuti dopo le simulazioni. Innanzitutto saranno analizzate due tipi di linee di trasmissione, che inevitabilmente dovranno essere accoppiate con le strutture radianti per portare il segnale dall'antenna al resto del sistema di ricezione. Saranno poi progettati e simulati degli induttori e dei trasformatori, elementi indispensabili e necessari per la successiva progettazione dell'LNA. Si passerà poi alla progettazione e simulazione di due tipologie di antenna, le quali presenteranno caratteristiche diverse e adattabili a seconda dell'applicazione target considerata. Infine chiuderanno il capitolo alcune considerazioni importanti in merito a campo vicino e campo lontano, area effettiva occupata dalle strutture radianti e un breve calcolo sul *link budget* che consentirà di scegliere l'applicazione più idonea per le antenne progettate.

### 3.2 Linee di trasmissione

Nel campo delle onde millimetriche ( $f > 30 \text{ GHz}$ ), data la ridotta lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica, risulta possibile l'integrazione on-chip di elementi distribuiti come ad esempio le linee di trasmissione. L'utilità di tali strutture risiede nella possibilità di utilizzo come trasformatori di impedenza, come elementi dal comportamento induttivo ed infine come linee di

alimentazione per le antenne. Risulta dunque utile creare una sorta di libreria di strutture passive integrate in alta frequenza con la presente tecnologia, che una volta simulate possono essere caratterizzate tramite i parametri S e poi successivamente utilizzate per la progettazione dei circuiti a radiofrequenza tramite CAD, ad esempio per l'LNA. In particolare in questa sede si vuole presentare due tipi di linea di trasmissione che risulteranno molto utili in seguito per alimentare le antenne integrate.

### 3.2.1 Coplar Strip Line (CPS)

La prima linea di trasmissione che andremo a disegnare e dimensionare è la Coplanar Strip Line (CPS). Si tratta di una linea composta da due piste conduttive che corrono parallele sopra ad un substrato, una di segnale ed una di riferimento di massa. In figura è mostrata la linea CPS.

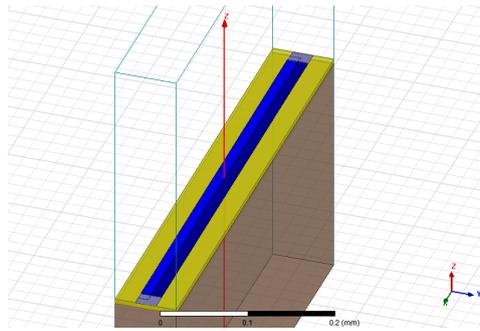


Figura 3.1: Coplanar strip line

I parametri principali di questo tipo di linea di trasmissione sono:

- il gap fra i conduttori  $g_{CPS}$
- la larghezza delle piste conduttive  $w_{CPS}$
- lo spessore delle pista conduttive  $t_{CPS}$
- la lunghezza della linea  $L_{CPS}$

Questi parametri devono essere dimensionati per ottenere l'impedenza caratteristica desiderata. In questa sede ancora non si conosce l'impedenza ottima, cioè quella che consente di ottenere le massime prestazioni in termini di rumore e guadagno, poiché essa sarà nota solo una volta finito lo studio del LNA. Di conseguenza per il momento imponiamo una impedenza caratteristica canonica di  $50 \Omega$ , successivamente alla progettazione del LNA sarà

possibile cambiare i parametri delle linee di trasmissione e delle antenne in modo tale da adattare l'impedenza caratteristica a quella ottima riscontrata. Innanzitutto si fa notare che alcuni parametri sono fissati dalla tecnologia, ad esempio  $t_{CPS}$ , che è inevitabilmente lo spessore della metalizzazione: se la linea viene realizzata al decimo livello di metal, esso è fissato a  $0.8 \mu m$ . Per quanto riguarda  $w_{CPS}$  esiste invece un limite massimo di  $12 \mu m$  imposto dalla regole di layout, e coincidente con la larghezza massima di una linea di metal al decimo livello. La grandezza che influisce sull'impedenza caratteristica della linea è il gap fra i conduttori  $g_{CPS}$ , che può essere variato per ottenere valori differenti entro un certo range. Il grafico seguente mostra l'andamento dell'impedenza caratteristica della linea in funzione del gap fra i conduttori.

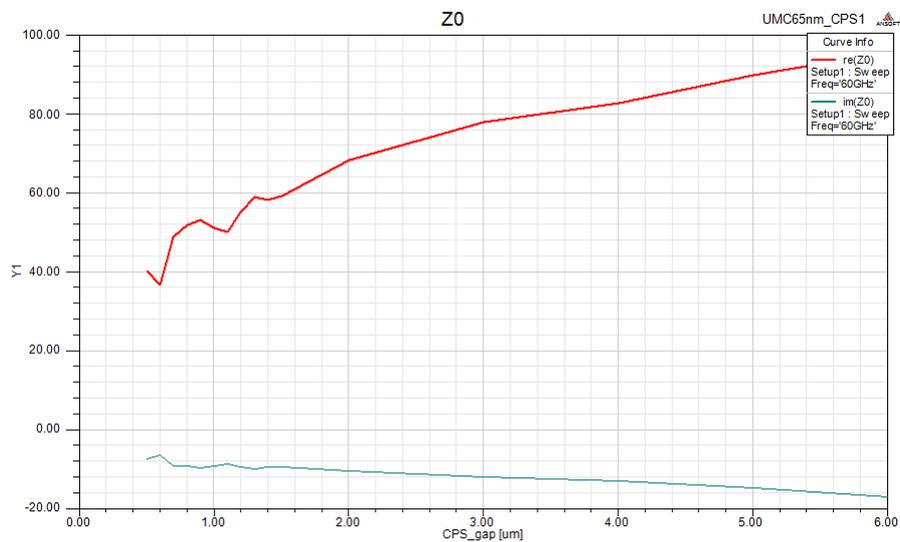


Figura 3.2: Impedenza caratteristica della linea CPS in funzione del gap fra i conduttori

Per ottenere un'impedenza caratteristica di  $50 \Omega$  occorre fissare  $g_{CPS}$  pari a  $1.1 \mu m$ . La larghezza dei conduttori è stata fissata pari a quella massima, cioè  $12 \mu m$ , per motivi che chiariremo più avanti e che riguardano l'accoppiamento fra linea di alimentazione e antenna. L'ultimo parametro rimasto da dimensionare è infine la lunghezza della linea  $L_{CPS}$ , la quale influisce molto debolmente sulla impedenza caratteristica, come si evince dal grafico seguente. Il grafico mostra l'impedenza caratteristica in funzione della lunghezza della linea, la quale è stata fatta variare da  $536 \mu m$  a  $554 \mu m$ . I valori che si ottengono sono tutti molti prossimi a  $50 \Omega$ . La lunghezza ottima che garantisce i  $50 \Omega$  canonici a  $60 \text{ GHz}$  è pari a  $550 \mu m$ . È stata così ottenuta una

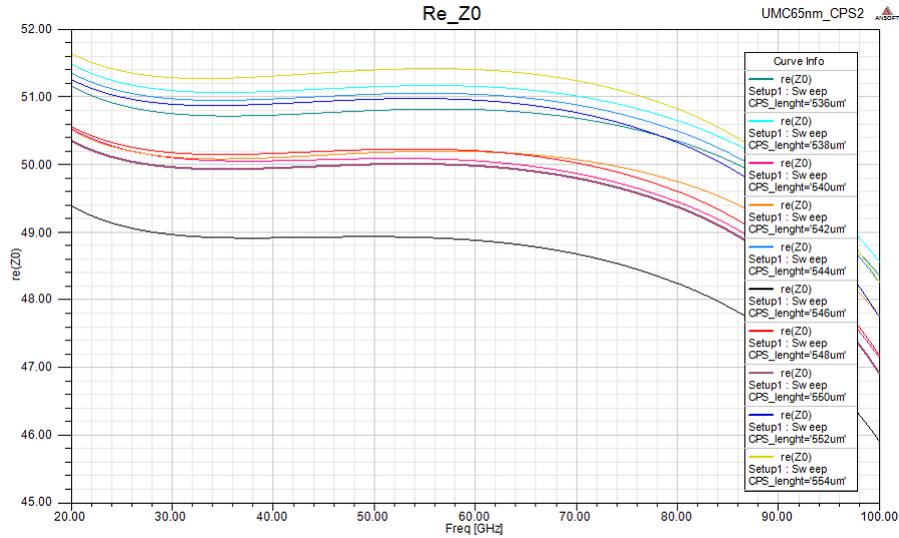


Figura 3.3: Impedenza caratteristica in funzione della frequenza, con parametro lunghezza della linea CPS (da da  $536 \mu m$  a  $554 \mu m$ )

linea di trasmissione perfettamente adattata a  $50 \Omega$  su una larghissima banda di frequenze. Il coefficiente di riflessione  $S_{11}$  riportato in figura si mantiene infatti inferiore a  $-23$  dB per tutto il range di frequenze da 20 GHz a 100 GHz.

### 3.2.2 Coplar Wave Guide (CPW)

La seconda linea di trasmissione studiata e dimensionata nel presente lavoro è la Coplanar Wave Guide (CPW). Essa è composta da una pista conduttiva centrale che porta il segnale circondata da due piani di massa ai lati, come mostrato in figura. Questo tipo di guida d'onda si rende particolarmente utile per alimentare le antenne in cui è già presente all'interno della topologia un piano di massa. I parametri da dimensionare sono:

- il gap fra i conduttori  $g_{CPW}$
- la larghezza delle piste conduttive  $w_{CPW}$
- lo spessore delle pista conduttive  $t_{CPW}$
- la lunghezza della linea  $L_{CPW}$
- la larghezza dei piani di massa  $w_{GND}$

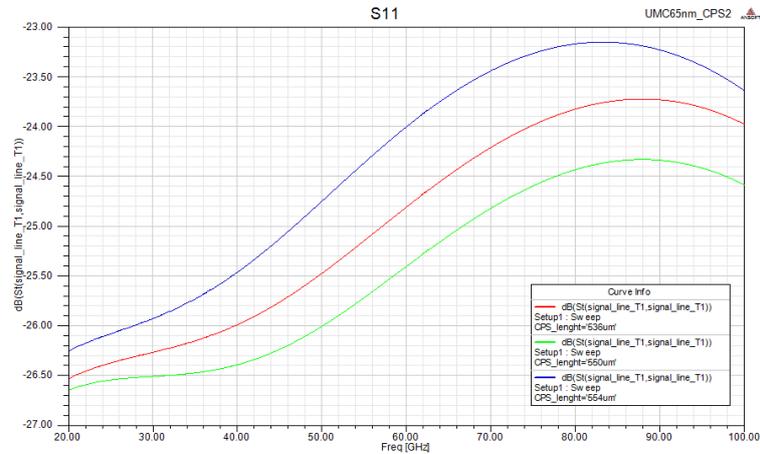


Figura 3.4:  $S_{11}$  della linea CPS in funzione della frequenza, in verde la traccia con  $L_{CPS} = 550 \mu m$

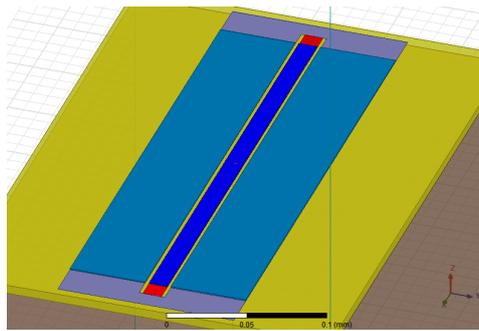


Figura 3.5: Coplanar Wave Guide top-view

Come avviene per la CPS, anche per la linea CPW il gap fra i conduttori determina l'impedenza caratteristica della linea, come mostrato dal grafico in figura 3.6 ricavato tramite simulazione. Per ottenere l'impedenza caratteristica di  $50 \Omega$  si registra un valore del gap di  $4.5 \mu m$ . La larghezza della pista di segnale è di  $12 \mu m$ , mentre la larghezza dei due piani di massa laterali influisce poco sull'impedenza caratteristica della linea, è sufficiente che sia abbastanza maggiore rispetto alla larghezza della pista di segnale, in questo caso è stato scelto  $w_{GND}$  pari a  $100 \mu m$ . In figura 3.7 viene mostrato come il VSWR della linea così dimensionata risulta sempre minore di 1.1, a dimostrazione del buon adattamento della linea a  $50 \Omega$ .

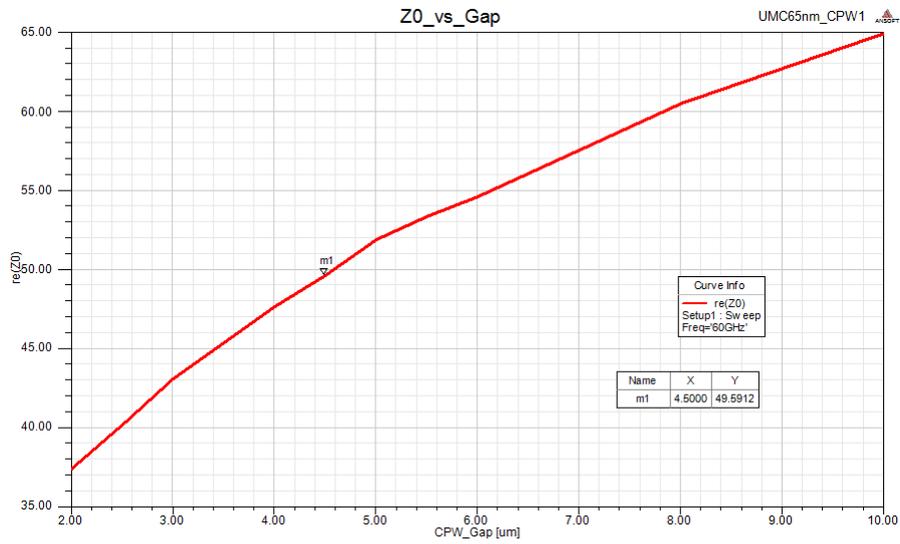


Figura 3.6: Impedenza caratteristica della linea CPW in funzione del gap fra i conduttori

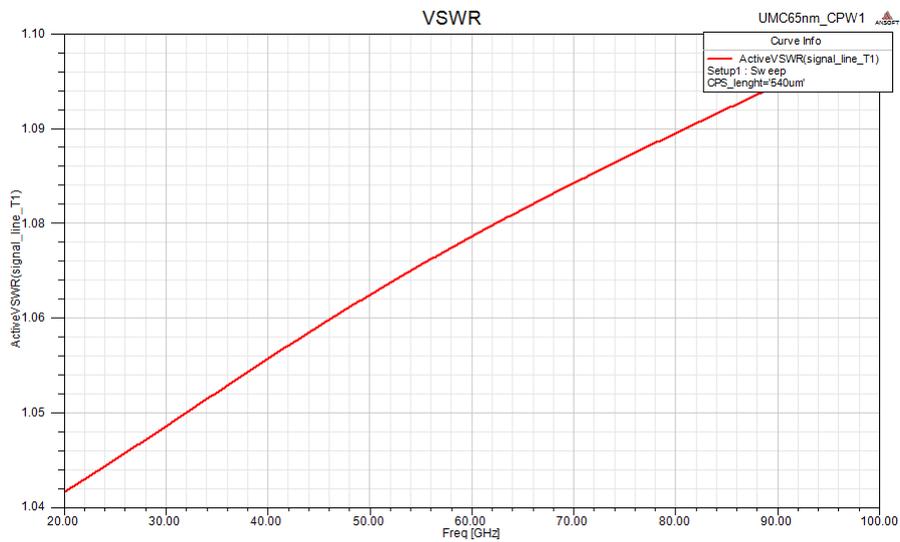


Figura 3.7: Voltage Standing Wave Ratio della linea CPW dimensionata

### 3.3 Induttori e trasformatori integrati

Oltre alla realizzazione di elementi distribuiti risulta utile anche dimensionare e caratterizzare componenti passivi concentrati come induttanze e trasformatori. Questi sono elementi indispensabili per la progettazione di circuiti a radio frequenza, inoltre date le dimensioni considerevoli rispetto agli altri componenti integrati molto spesso incidono pesantemente sull'area occupata all'interno del chip. È dunque essenziale per il progettista RF avere a disposizione una libreria di induttori caratterizzati per la tecnologia che si sta usando, che presentino bassi valori di resistenza e conseguentemente un buon fattore di qualità ed infine un ingombro il più possibile ridotto. In questa sede sono stati studiati degli induttori ottagonali e due tipi di trasformatori a presa centrale, con l'obiettivo di caratterizzarne la non idealità e di avere un'idea precisa dell'intervallo di valori di induttanza ottenibili e dell'area occupata.

#### 3.3.1 Induttore ottagonale

Per lo studio degli induttori realizzabili con questa tecnologia è stata scelta la configurazione ottagonale poiché presenta il vantaggio di utilizzare un solo livello di metallizzazione. La topologia ottagonale degli induttori caratterizzati è mostrata in figura.

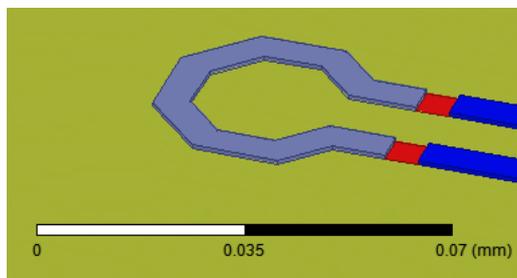


Figura 3.8: Induttore ottagonale integrato

I parametri sulla quale è possibile agire per variare l'induttanza sono il raggio della struttura e lo spessore delle piste. La simulazione è stata effettuata con uno sweep del raggio da  $20 \mu m$  a  $40 \mu m$  con step di  $5 \mu m$ ; mentre la larghezza della pista varia da  $3 \mu m$  a  $12 \mu m$  con step di  $3 \mu m$ .

Si registrano dei valori di induttanza ottenibili che coprono l'intervallo da  $40 pH$  a  $320 pH$ . Nei grafici seguenti si mostra anche il fattore di qualità, definito come il rapporto fra parte immaginaria e parte reale dell'impedenza dell'induttore. Il primo grafico è relativo ad un raggio della struttura di

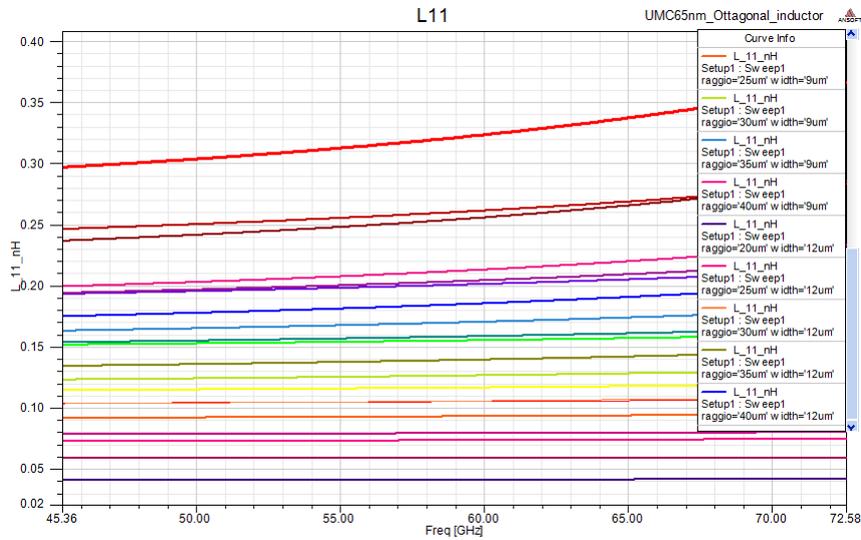


Figura 3.9: Induttanza in funzione della frequenza, con parametri larghezza delle piste e raggio della struttura

30  $\mu m$  (figura 3.10), il secondo di 35  $\mu m$  (figura 3.11). I fattori di qualità ottenuti sono prossimi a 30, valore considerato più che buono per un induttore integrato.

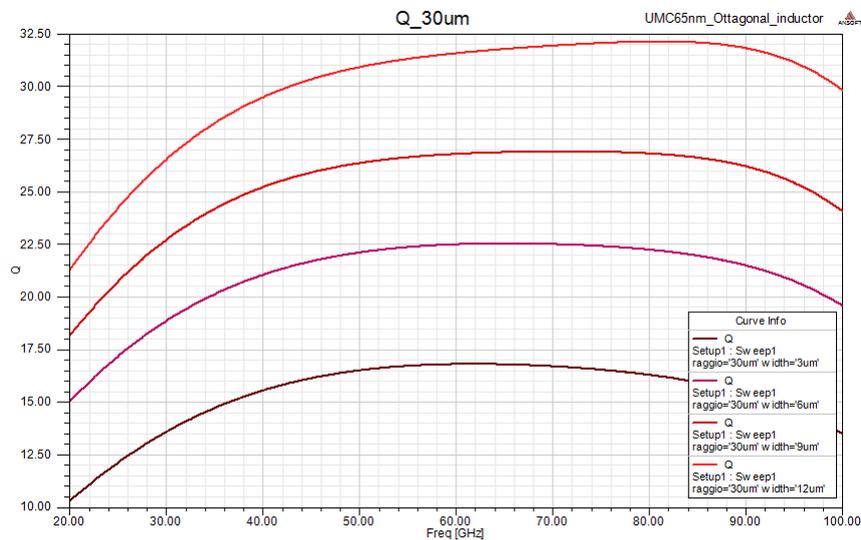


Figura 3.10: Fattore di qualità in funzione della frequenza e dello spessore delle piste per un raggio della struttura di 30  $\mu m$

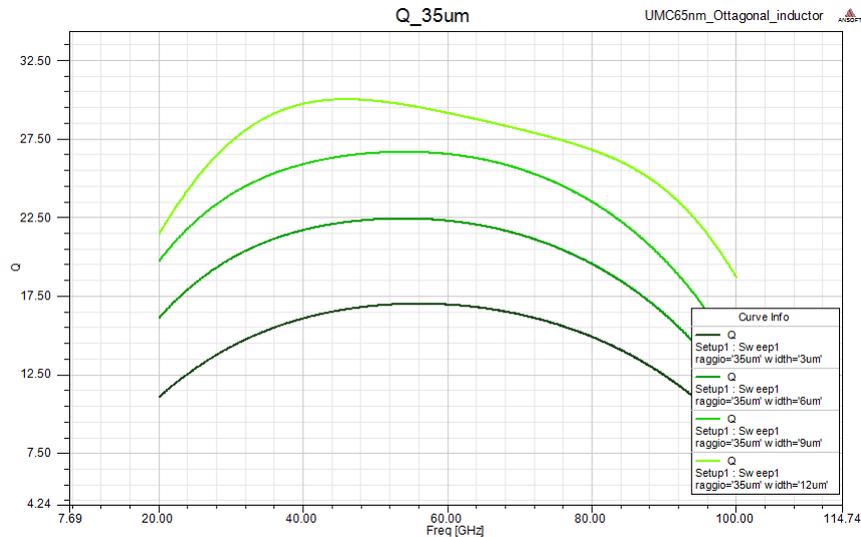


Figura 3.11: Fattore di qualità in funzione della frequenza e dello spessore delle piste per un raggio della struttura di  $35 \mu m$

Infine si vuole porre l'attenzione sulle non idealità dell'induttore. In alta frequenza infatti i componenti concentrati come induttori o condensatori non possono essere trattati come elementi dal comportamento puramente induttivo o capacitivo, essendo la frequenza di lavoro abbastanza vicina a quella di auto risonanza del componente. Questo è particolarmente vero per i componenti realizzati in forma integrata: le perdite verso il substrato e le capacità parassite influiscono sul comportando in alta frequenza in maniera non trascurabile. Esistono dei modelli che tengono conto di tutti questi effetti, come ad esempio quello esposto in [14] e mostrato in figura 3.12. Caratterizzare completamente tutti i parametri del modello risulta oneroso dal punto di vista del simulatore elettromagnetico ed esula dagli scopi della presente trattazione. Tuttavia è stato estratta la parte reale dell'impedenza degli induttori simulati, parametro importante che consente di modellare in maniera semplice la non idealità del componente integrato. In figura 3.13 si riportano i valori ottenuti dalla simulazione per la parte reale dell'impedenza, in funzione della larghezza delle piste conduttive e del raggio della struttura. La parte reale dell'impedenza si mantiene sempre inferiore a  $8 \Omega$  circa, dunque molto contenuta. Questi risultati potranno essere utilizzati nella progettazione del LNA per caratterizzare la non idealità degli induttori integrati.

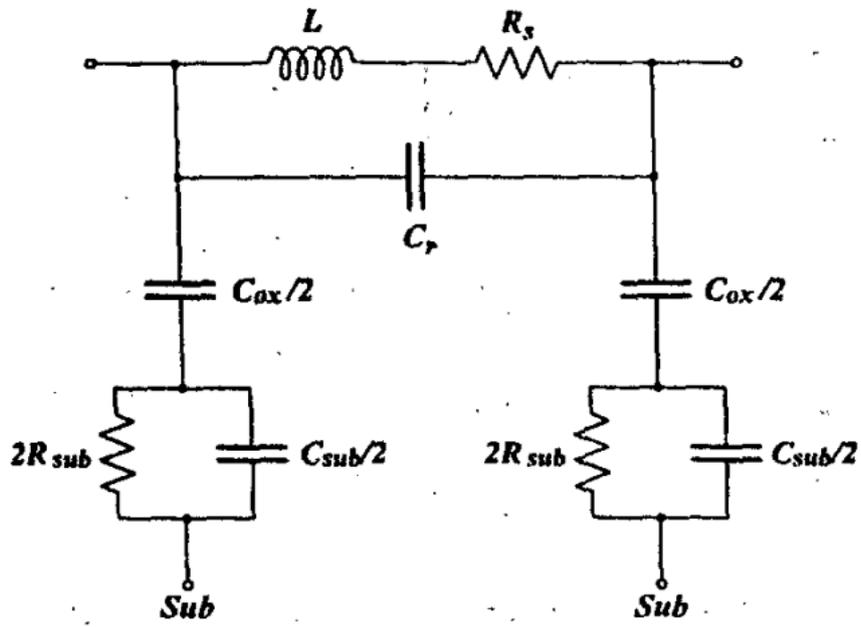


Figura 3.12: Modello a parametri concentrati di un induttore integrato in silicio

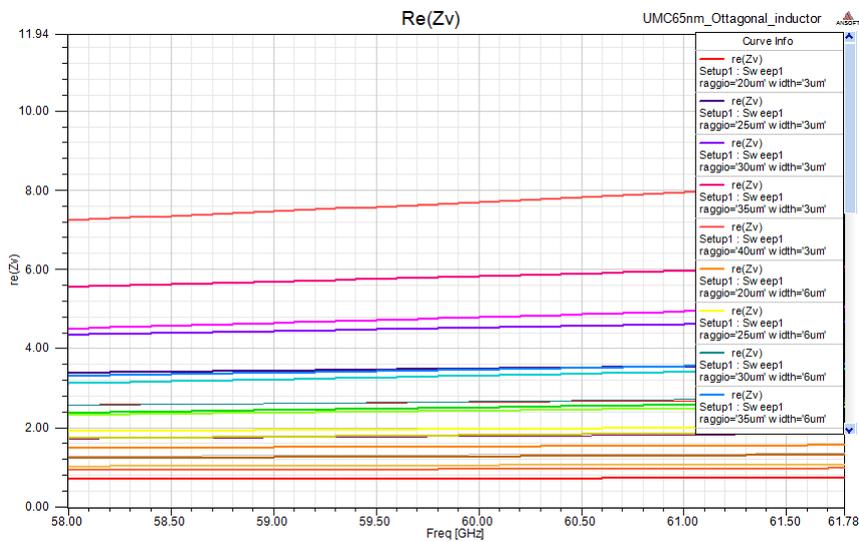


Figura 3.13: Parte reale dell'impedenza dell'induttore ottagonale

### 3.3.2 Trasformatore a presa centrale

Il trasformatore a presa centrale (qui nominato anche *balun*, che sta per *balanced/unbalanced*) consente di convertire un segnale riferito a massa (*un-*

*balanced*) in uno differenziale (*balanced*), conferendo così maggiore immunità verso i disturbi a modo comune. Nei circuiti a radio frequenza, i quali molto spesso lavorano in prossimità di circuiteria digitale che genera molto rumore, la conversione del segnale sbilanciato in uno differenziale è fondamentale per l'abbattimento dei disturbi, che altrimenti comprometterebbero significativamente le prestazioni del sistema.

In questa sede sono state prese in considerazione due disposizioni geometriche diverse per quanto riguarda il trasformatore a presa centrale, entrambe basate sull'induttore ottagonale appena presentato. In entrambi i casi si rende necessario l'utilizzo di più livelli di metallizzazione per garantire una parziale sovrapposizione degli avvolgimenti e di conseguenza un buon accoppiamento magnetico fra il primario ed il secondario. Il primo tipo di trasformatore, mostrato in figura 3.14, prende il nome di *stacked balun* poiché il primario ed il secondario sono impilati l'uno sull'altro. Gli avvolgimenti sono realizzati sugli ultimi due livelli di metal disponibili, il nono ed il decimo. Si è reso quindi necessario eseguire nuovamente la semplificazione dello stack del processo lasciando inalterati gli ultimi due livelli di metal, anziché solo l'ultimo. L'intera struttura è stata simulata facendo variare raggio e larghezza delle piste per ricevere i valori di induttanza ed il fattore di qualità.

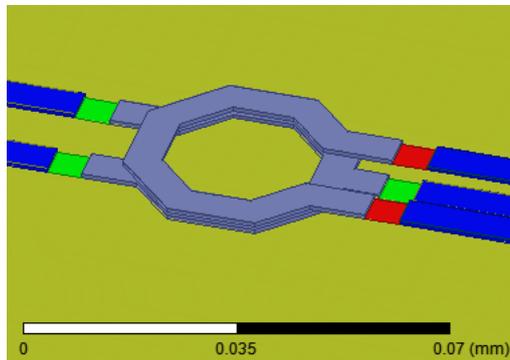


Figura 3.14: Trasformatore *stacked balun*

Come si nota dai grafici con questa soluzione geometrica impilata si ottengono dei valori molto bassi per l'induttanza degli avvolgimenti, a meno di non aumentare significativamente le dimensioni del componente, cosa che però fa avvicinare in maniera inaccettabile la frequenza di auto risonanza a quella di lavoro. Anche per quanto riguarda il fattore di qualità sono stati ottenuti valori abbastanza bassi: appena sopra la decina per il primario e circa 16 per il secondario. Questo assetto spaziale è dunque sconsigliabile per l'integrazione del trasformatore, dati gli svantaggi inaccettabili appena esposti.

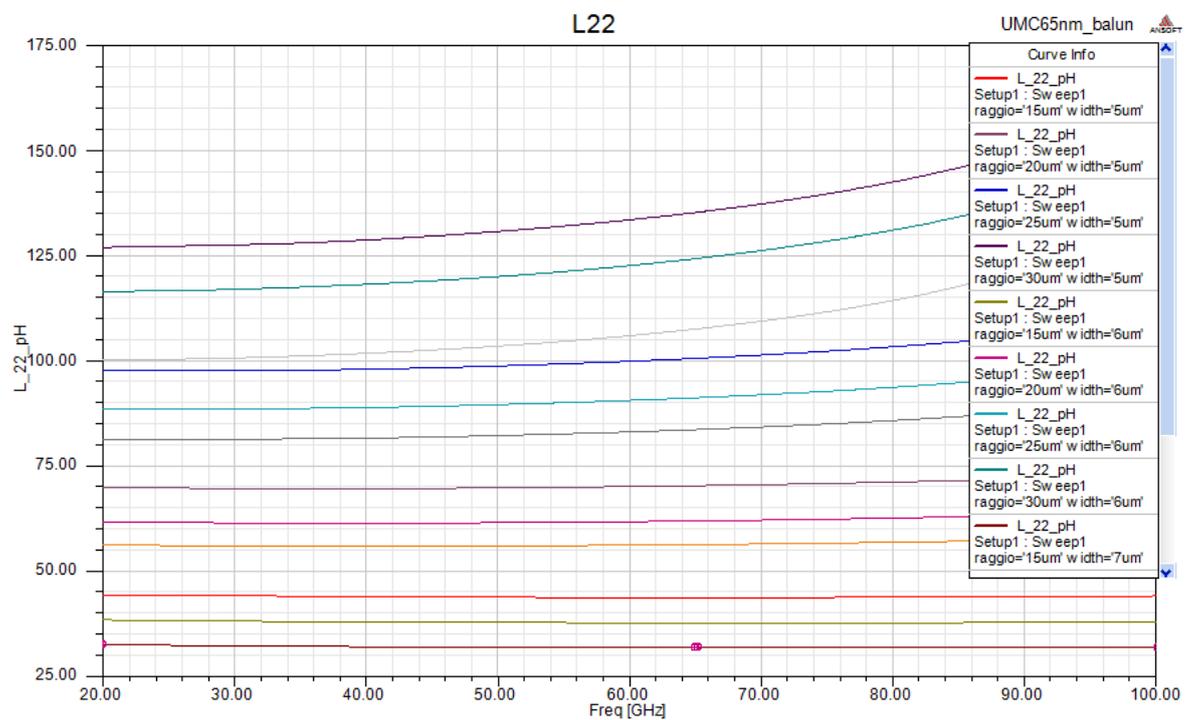
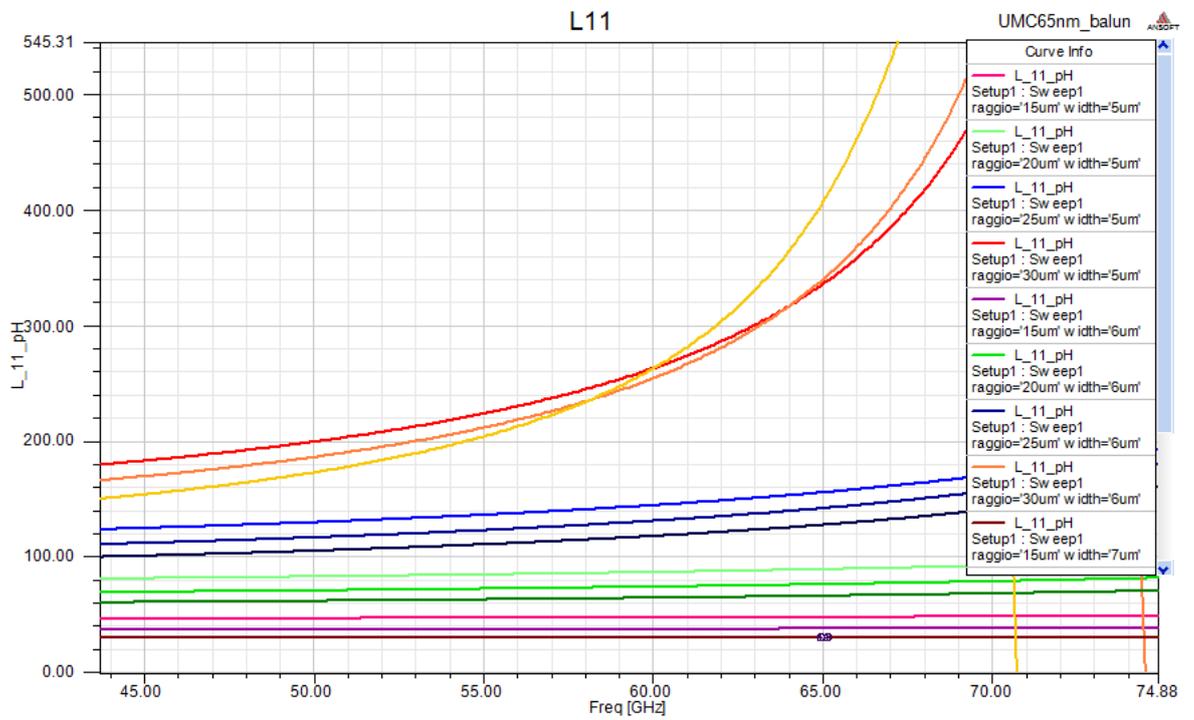


Figura 3.15: Valori di induttanza del primario e del secondario dello stacked balun

Per ovviare agli inconvenienti dello *stacked balun* è stata studiata una seconda disposizione geometrica, di tipo planare. I due avvolgimenti giacciono nello stesso livello di metal con l'esclusione di un *underpass* sul secondario che consente il collegamento della presa centrale. Questa seconda soluzione consente un migliore accoppiamento degli avvolgimenti e dei valori di induttanza più elevati. La disposizione geometrica di questo trasformatore, nominato *planar balun*, è riportata nella figura seguente.

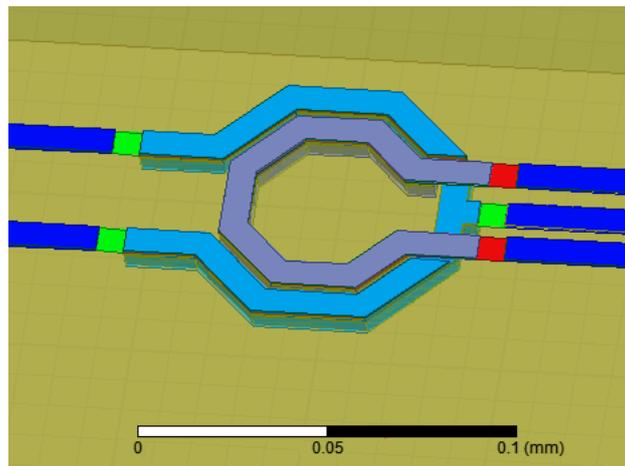


Figura 3.16: Planar Balun

Per quanto riguarda il primario sono stati ottenuti valori di induttanza fino a  $200 \text{ pH}$ , mentre per il secondario fino a  $140 \text{ pH}$ . In questo caso la frequenza di auto risonanza si mantiene sempre superiore a  $75 \text{ GHz}$ . Per quanto riguarda il fattore di qualità, indice di una bassa parte reale dell'impedenza della struttura, sono stati ottenuti valori intorno a 20 per il primario ed intorno a 30 per il secondario. Nei grafici che seguono sono riassunti tutti i risultati ottenuti dalle simulazioni sulla struttura *planar balun*.

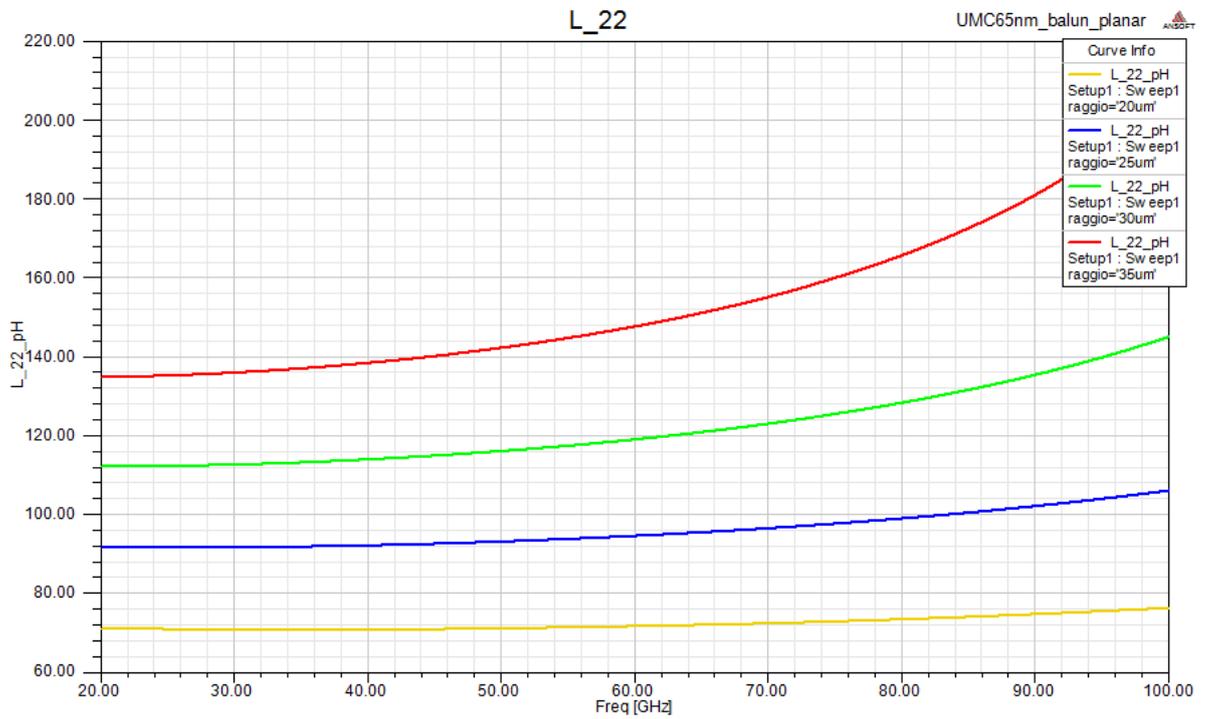
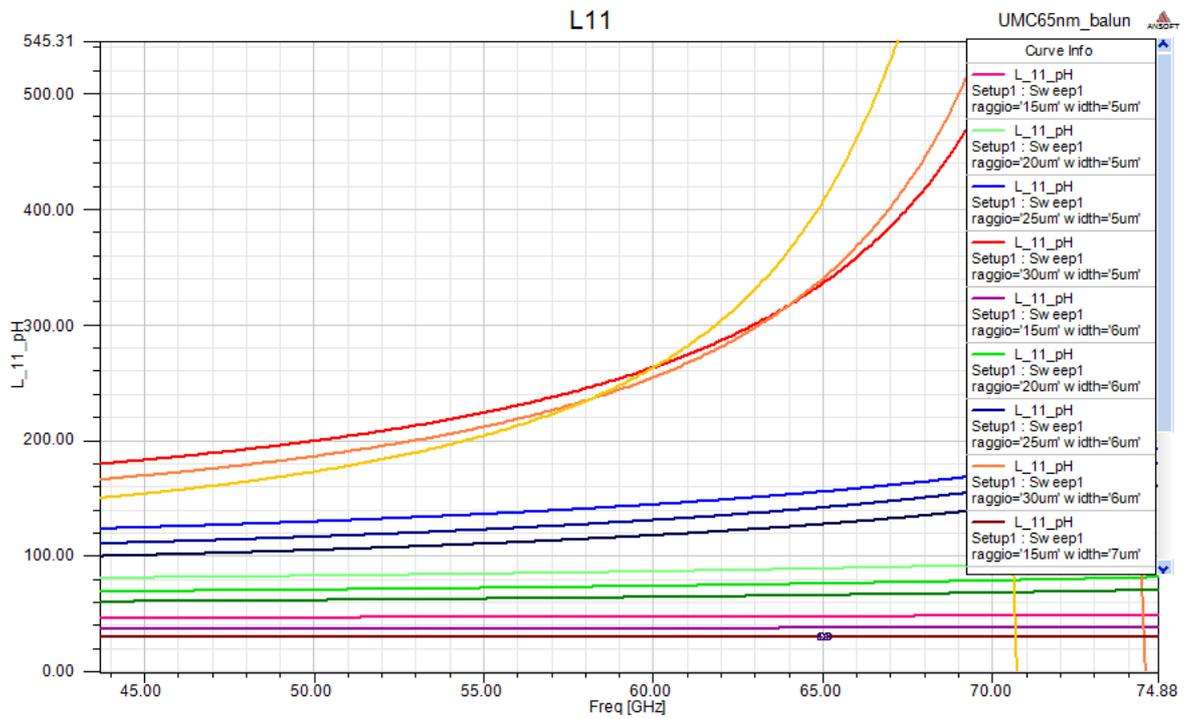


Figura 3.17: Induttanza del primario e del secondario del trasformatore Planar Balun

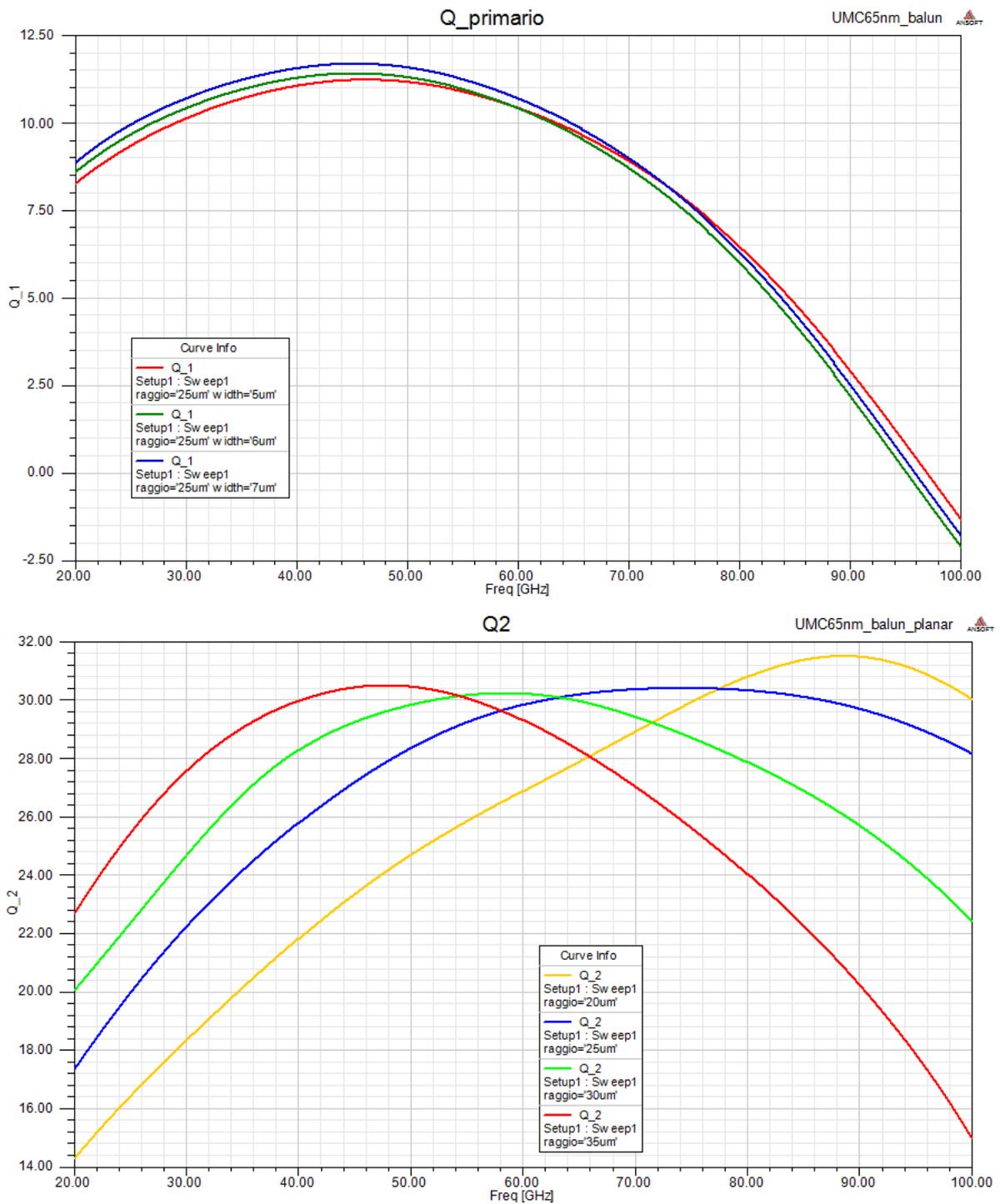


Figura 3.18: Fattore di qualità del primario e del secondario del trasformatore Planar Balun

### 3.4 Antenna a dipolo

La prima struttura irradiante che presentiamo in questo studio è l'antenna a dipolo. Essa è costituita da due bracci che complessivamente misurano poco meno della metà della lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro, realizzando così un dipolo a mezz'onda. L'antenna è stata dimensionata per ottenere una risonanza a 60 GHz, dunque un'impedenza puramente reale nell'intorno di questa frequenza. Inizialmente il dimensionamento è stato effettuato per ottenere l'impedenza di  $50 \Omega$ , in una fase successiva saranno apportate le modifiche per ottenere l'impedenza ottima per rumore e guadagno ricavata dalla studio sul LNA. La struttura simulata è mostrata in figura e comprende sia l'antenna vera e propria che una linea di alimentazione CPS, necessaria per portare il segnale al resto del circuito. I principali parametri della struttura

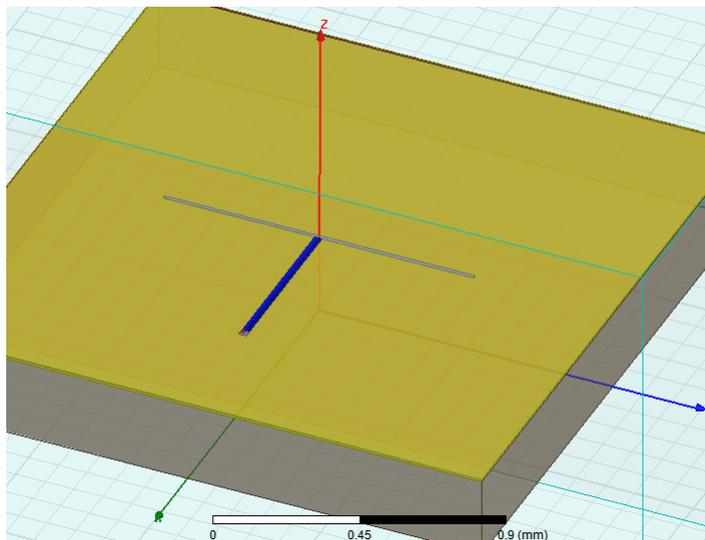


Figura 3.19: Antenna a dipolo alimentata con linea CPS

da dimensionare sono la lunghezza dei bracci, la larghezza dei bracci ed il gap fra le piste della linea di alimentazione. Variando lunghezza e larghezza dei bracci si agisce sulla frequenza centrale e sulla banda dell'antenna, oltre che conseguentemente sull'impedenza, mentre per quello che riguarda il gap fra le piste è già stato dimensionato nello studio della CPS per ottenere l'impedenza di  $50 \Omega$ . I valori ottenuti dal dimensionamento sono:

- $L_{Arm} = 550 \mu m$
- $W_{Arm} = 12 \mu m$
- $g_{CPS} = 1.1 \mu m$

Come resistività del substrato è stato impostato il valore tipico di  $20 \Omega cm$ . Dai risultati delle simulazioni l'antenna presenta un buon adattamento ed un guadagno massimo di circa - 2 dBi. L'efficienza di radiazione è circa del 34 %. Nel grafico seguente viene mostrato il coefficiente di riflessione  $S_{11}$  dell'antenna dimensionata. La banda a - 10 dB risulta di oltre 11 GHz e

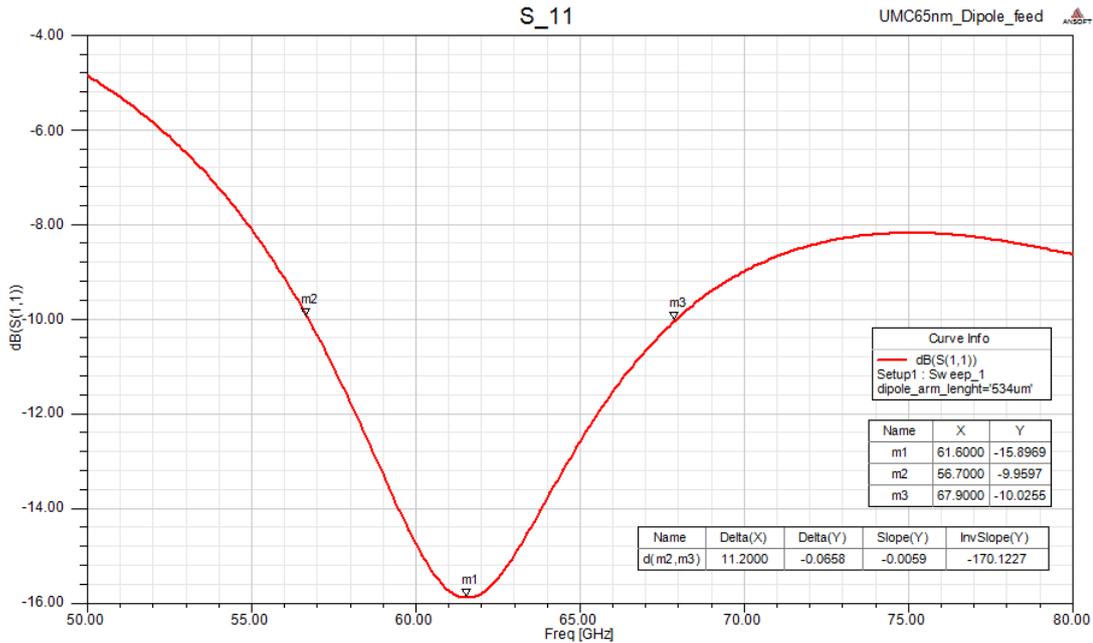


Figura 3.20: Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo alimentata con linea CPS

ricopre tutto l'intervallo di frequenze non licenziate intorno dai 56 GHz a 67 GHz. Il picco negativo del coefficiente di riflessione risulta invece di circa - 16 dB. Si riporta di seguito anche il diagramma polare d'irradiazione, e la sua sezione nei piani orizzontale e verticale.

Il massimo del guadagno è di - 2.27 dBi, in linea con le prestazioni delle antenne a dipolo realizzate con tecnologia simile presentate in precedenza. L'angolo di apertura nel piano orizzontale, importante ai fini del possibile utilizzo in una rete WiNoC, è di  $96^\circ$  circa. Nel complesso l'antenna presenta delle buone proprietà di omnidirezionalità, che come già esposto in precedenza risultano molto vantaggiose nelle applicazioni in cui non si conosce a priori la posizione e l'orientazione delle due antenne, come ad esempio il trasferimento wireless di dati fra due o più dispositivi mobili.

Con il fine di verificare la bontà della progettazione effettuata a prescindere dalla resistività del substrato, principale causa di degradazione dell'efficienza di radiazione, è stata effettuata una simulazione parametrica variando il

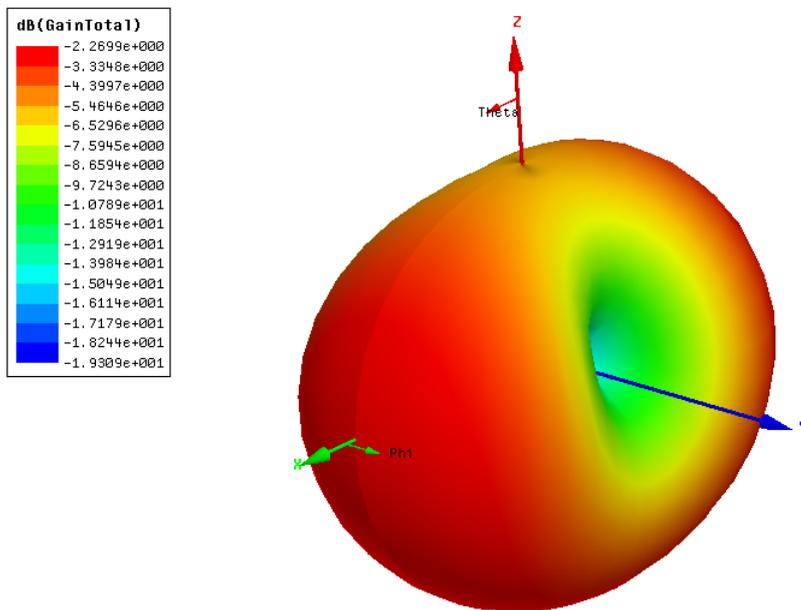


Figura 3.21: Diagramma polare d'irradiazione dell'antenna a dipolo con CPS

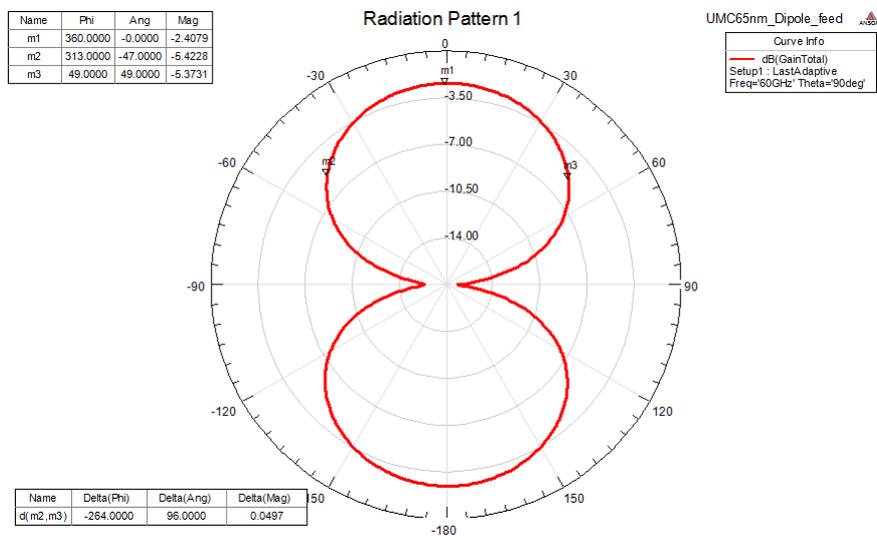


Figura 3.22: Diagramma d'irradiazione nel piano orizzontale  $xy$  dell'antenna a dipolo con CPS

valore della resistività da  $10 \Omega cm$  fino a  $1 k\Omega cm$ . In questo modo è possibile analizzare il comportamento dell'antenna disegnata anche su un substrato SOI ad alta resistività. Si registra un notevole incremento del guadagno

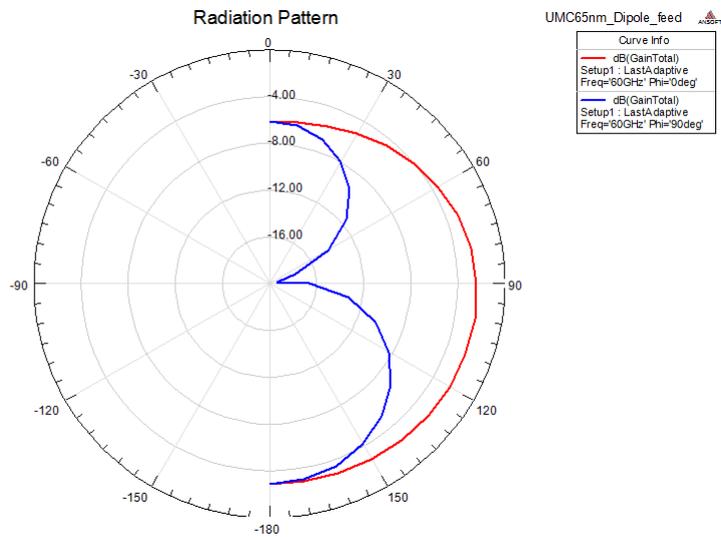


Figura 3.23: Diagramma di irradiazione nei piani verticali (in blu  $yz$ , in rosso  $xz$ ) dell'antenna a dipolo con CPS

e conseguentemente dell'efficienza di radiazione. Nel grafico è visualizzato l'andamento del guadagno nella direzione di massimo nel caso di resistività pari a  $10 \Omega\text{cm}$  (in rosso) e  $1 \text{ k}\Omega\text{cm}$  (in blu), tipica di un processo CMOS SOI. A 60 GHz il guadagno con il substrato SOI è di 2 dBi, con un incremento di circa 4 dB rispetto al substrato standard CMOS bulk.

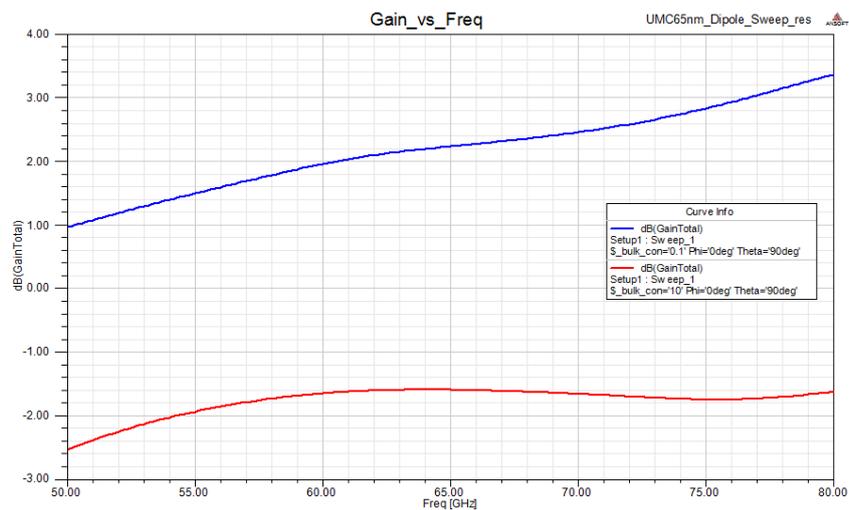


Figura 3.24: Guadagno nella direzione di massimo in funzione della frequenza e della resistività del substrato

Si fa notare in ogni caso che il guadagno ottenuto con il substrato standard (-2.27 dBi) risulta sufficiente nella maggior parte delle applicazioni considerate. Solo in caso di collegamenti wireless superiori a qualche metro (fino a 10 metri) comincia ad essere necessario l'utilizzo del substrato SOI, mentre se si considerano collegamenti da qualche decina di centimetri fino ad un metro, le prestazioni ottenute con il substrato standard possono ritenersi sufficienti, a maggior ragione per collegamenti *on-chip*.

In conclusione è stata anche effettuata una simulazione parametrica per valutare il comportamento dell'antenna con un substrato più spesso o più sottile. I risultati fino ad ora presentati sono stati ottenuti impostando lo spessore del substrato al valore minimo, cioè 11 mils (279  $\mu\text{m}$ ), mentre il massimo è di 29 mils (736  $\mu\text{m}$ ). In figura si riporta il guadagno nella direzione di massimo in funzione della frequenza e dello spessore del substrato.

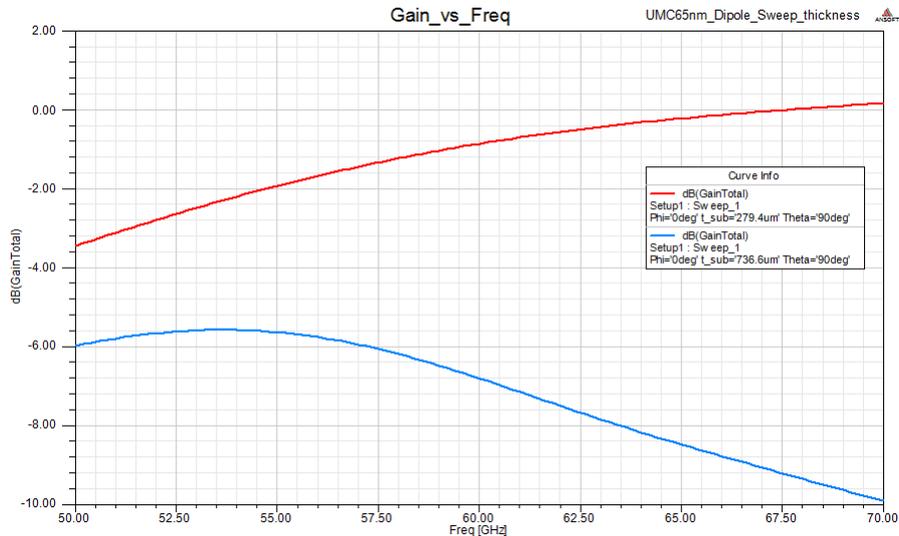


Figura 3.25: Guadagno nella direzione di massimo in funzione della frequenza e dello spessore del substrato

Si registra che con un substrato più spesso c'è una riduzione del guadagno e dell'efficienza, in conseguenza dell'aumento del volume di spazio in cui avvengono le perdite di potenza dovute alla conduttività. La migliore scelta per lo spessore del substrato rimane quindi quella impostata inizialmente di 11 mils, cioè il valore minimo consentito.

### 3.5 Planar Inverted F Antenna

Nell'ottica di ridurre le dimensioni della struttura radiante, è stato studiato un secondo tipo di antenna, la *Planar Inverted F antenna*. Si tratta di un'antenna a monopolo con piano di massa che funge da riflettore. Con questo tipo di antenna, dati i numerosi parametri geometrici sulla quale si può intervenire, è possibile ottenere l'adattamento di impedenza su un intervallo di valori molto ampio, da poche decine di ohm ad alcune centinaia. Inoltre allo scopo di ridurre ulteriormente l'area occupata il braccio dell'antenna è stata ripiegata su stesso, ottenendo così un'antenna di tipo folded. Anche in questo caso il dimensionamento iniziale della struttura è stato effettuato con lo scopo di ottenere adattamento ai  $50 \Omega$  canonici. La geometria dell'antenna è mostrata nella figura seguente. L'antenna viene collegata al resto del circuito

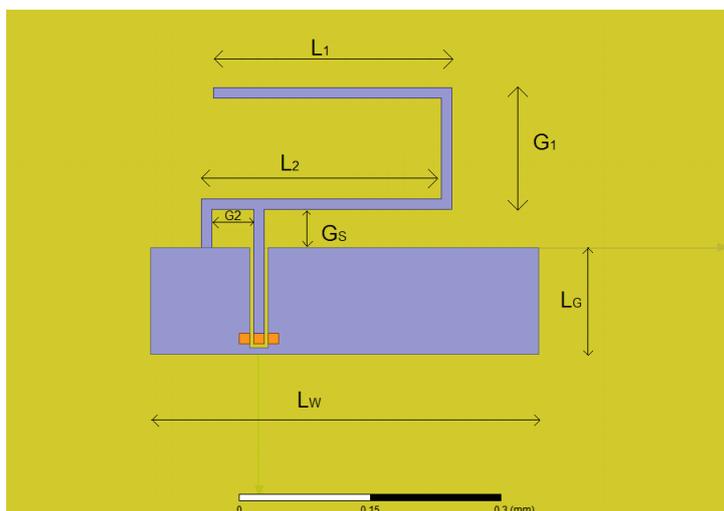


Figura 3.26: Folded Planar Inverted F Antenna

tramite la linea CPW, che termina su 3 pad (ground, signal, ground). I due pad di ground sono cortocircuitati insieme in modo da formare un unico piano di massa. Il parametro principale da dimensionare è la lunghezza totale del braccio  $L_1 + G_1 + L_2$ , che determina la risonanza e la frequenza di lavoro, e deve essere pari a circa un quarto della lunghezza d'onda. La distanza dal piano di massa  $G_S$  e la distanza dello stub di cortocircuito dall'alimentazione  $G_2$  influiscono principalmente sull'impedenza di ingresso dell'antenna. Agendo su tali parametri si può ottenere un'adattamento a  $50 \Omega$  migliore rispetto a quanto ottenibile con l'antenna a dipolo, come si vedrà in seguito. Infine occorre dimensionare anche il piano di massa, che deve essere abbastanza grande da approssimare alla lunghezza d'onda di lavoro un piano

infinito. Ovviamente ciò non è possibile né conveniente, quindi il riflettore va dimensionato tenendo conto che deve essere  $L_W > L_1$ . I valori finali di tali parametri, ottimizzati per ottenere  $Z_{IN} = 50\Omega$  sono i seguenti:

- $L_1 = 276 \mu m$
- $G_1 = 130 \mu m$
- $L_2 = 278 \mu m$
- $G_2 = 60 \mu m$
- $G_S = 45 \mu m$
- $L_G = 100 \mu m$
- $L_W = 450 \mu m$
- $L_1 + G_1 + L_2 = 684 \mu m$

Le prestazioni dell'antenna PIFA folded in termini di coefficiente di riflessione  $S_{11}$  sono leggermente superiori a quelle ottenute con l'antenna a dipolo. Nel seguente grafico è mostrato il coefficiente di riflessione, che raggiunge un picco negativo di oltre -20 dB in corrispondenza dei 60 GHz, a dimostrazione del fatto con questo tipo di antenna si riesce ad ottenere un migliore adattamento di impedenza.

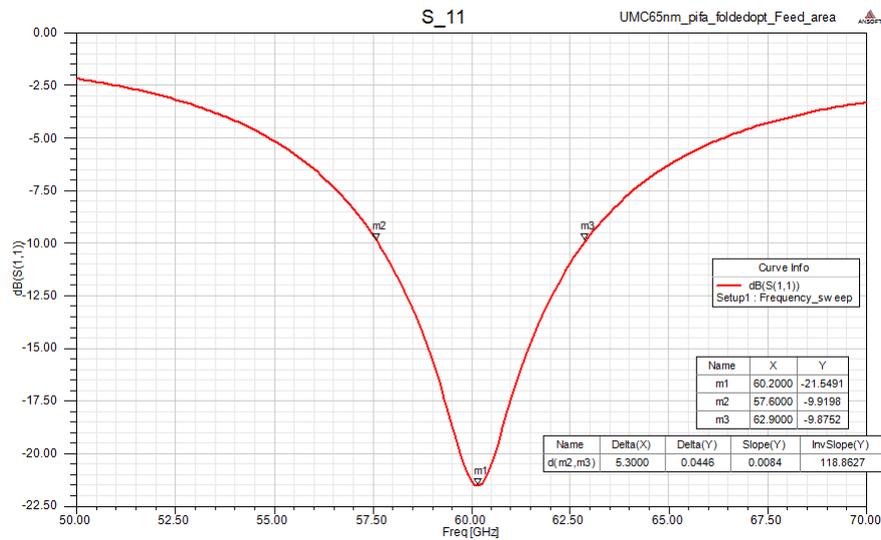


Figura 3.27: Coefficiente di riflessione dell'antenna PIFA folded

La banda a -10 dB ottenuta è 5.3 GHz, sufficiente per la gran parte delle applicazioni wireless in questo campo di frequenze. Di seguito sono riportati anche i diagrammi di irradiazione in forma polare, nel piano orizzontale e nei due piani verticali. Si registrano dei valori del guadagno inferiori rispetto a quelli dell'antenna a dipolo, a parità di resistività del substrato, come conseguenza della minore dimensione elettrica dell'antenna PIFA rispetto al dipolo. Il massimo del guadagno è di - 8 dBi e si ha in direzione parallela

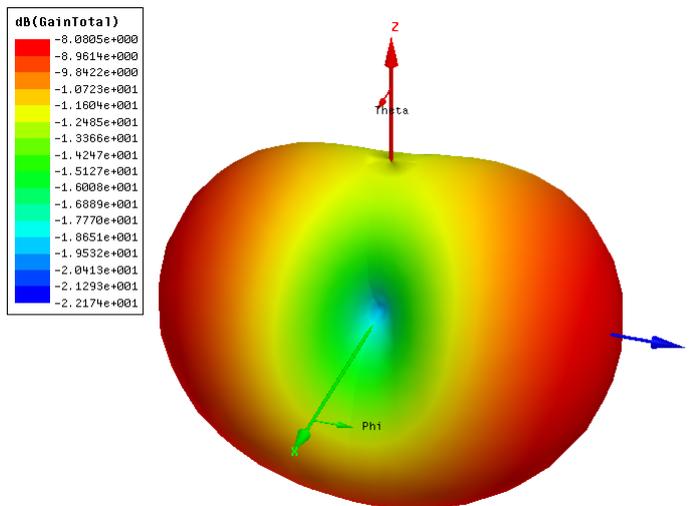


Figura 3.28: Diagramma polare d'irradiazione dell'antenna PIFA folded

al monopolo, cioè ruotata di  $90^\circ$  rispetto al massimo del dipolo. L'angolo di apertura nel piano orizzontale è di  $102^\circ$ , quindi leggermente maggiore anche se comparabile con quello del dipolo. L'efficienza di radiazione è di appena il 10.77 %.

In conclusione l'antenna PIFA presenta come vantaggi rispetto al dipolo la minor occupazione d'area e la possibilità di ottenere un adattamento migliore su un intervallo più ampio di valori dell'impedenza di ingresso. Per quanto riguarda guadagno, efficienza di radiazione e banda a - 10 dB le prestazioni del dipolo risultano migliori. L'utilizzo dell'antenna presentata è dunque consigliabile solamente nel caso in cui il fattore critico per l'applicazione considerata è l'ingombro, mentre in tutti gli altri casi risulta conveniente la scelta dell'antenna a dipolo.

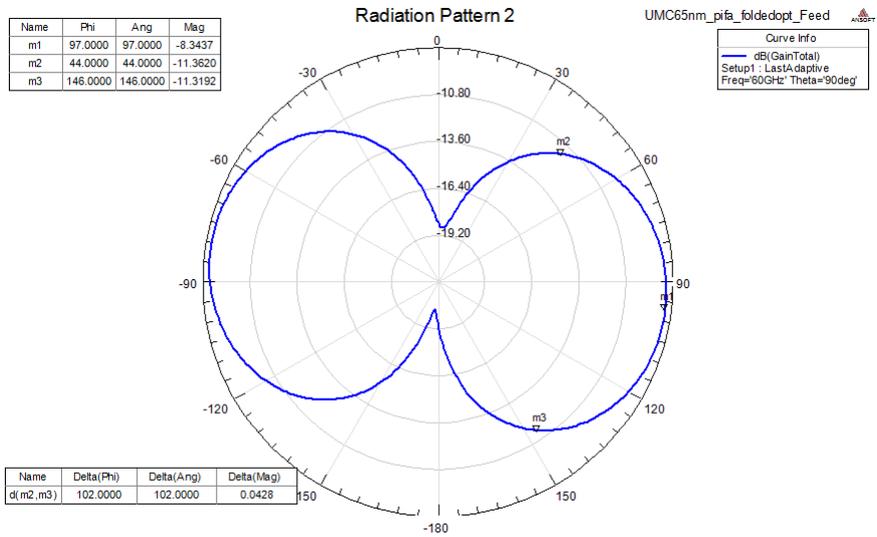


Figura 3.29: Diagramma d'irradiazione nel piano orizzontale  $xy$  dell'antenna PIFA folded

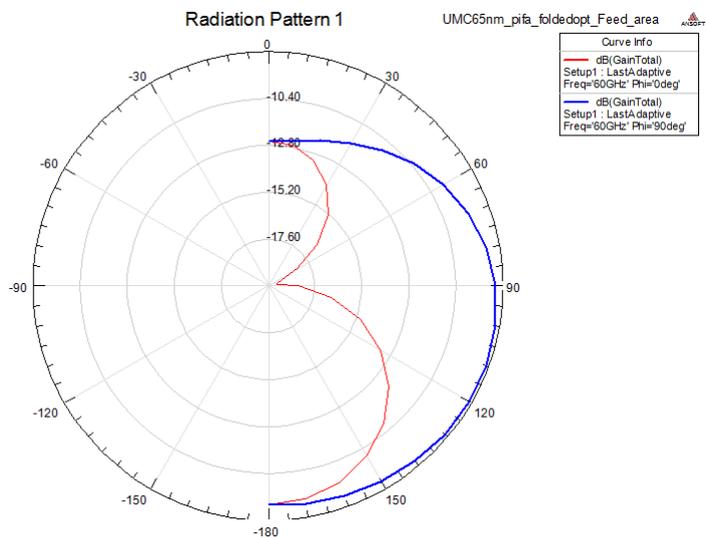


Figura 3.30: Diagramma d'irradiazione nei piani verticali (in blu  $yz$ , in rosso  $xz$ ) dell'antenna PIFA folded

## 3.6 Alcune considerazioni su campo vicino, campo lontano e area occupata dalle antenne presentate

Per concludere il presente capitolo sulla progettazione e simulazione di antenne integrate a 60 GHz si vuole concentrare l'attenzione su alcuni aspetti interessanti che consentono di meglio interpretare i risultati ottenuti. In primo luogo, essendo una possibile applicazione come già esposto in precedenza quella di utilizzo delle antenne integrate in una Wireless NoC, si vuole effettuare uno studio del limite fra campo vicino e campo lontano e del comportamento in entrambe le zone delle antenne. Questo poiché essendo la lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro confrontabile con le distanze estremamente ravvicinate all'interno del chip, non è assicurato a priori che un collegamento wireless si possa considerare in campo lontano. Occorre effettuare uno studio più dettagliato per verificare se le condizioni di campo lontano siano rispettate, ed eventualmente correggere i risultati ottenuti (come i diagrammi di irradiazione) considerando le antenne trasmittente e ricevente nel campo vicino l'una dell'altra. In secondo luogo si vuole anche verificare l'effettiva area occupata dalle antenne. Infatti oltre a considerare l'area geometrica occupata dalla struttura vera e propria, si deve necessariamente tener conto dello spazio da lasciare libero intorno all'antenna per evitare l'interferenza di eventuali strutture metalliche (come le linee di metal del resto del circuito), che potrebbero degradare eccessivamente le prestazioni dell'antenna creando riflessioni indesiderate e aumentando le perdite di potenza. A tal scopo occorre quindi effettuare una serie di simulazioni, fondate su basi teoriche, per comprendere meglio quanto spazio libero va lasciato intorno all'antenna, e di conseguenza poter effettuare il calcolo preciso e rigoroso dell'area effettivamente occupata dall'antenna sul chip, parametro che si ricorda essere fondamentale per le applicazioni wireless a 60 GHz.

### 3.6.1 Considerazioni su campo vicino e campo lontano

Si possono definire due regioni distinte per il calcolo dei campi irradiati da un'antenna, il campo vicino ed il campo lontano. Nel primo caso il campo elettrico decresce come  $\frac{1}{r^n}$ , dove  $n$  può essere 2 o 3 a seconda della distanza e del tipo di antenna considerato, mentre nel secondo caso il campo decresce come  $\frac{1}{r}$ . Inoltre in campo lontano la radiazione elettromagnetica è generalmente ben approssimabile come un'onda sferica localmente piana, in cui il campo elettrico, il campo magnetico ed il versore  $\hat{r}$  formano una terna destrorsa. In campo lontano dunque sussiste la seguente relazione:

$$E = \eta_0 H \times \hat{r}$$

In campo vicino invece la relazione fra campo elettrico e magnetico è più complessa, e dipende dal tipo di antenna e dalla distanza. Il confine fra le due regioni non è netto, ed esiste una zona intermedia in cui la radiazione elettromagnetica presenta caratteristiche proprie di entrambe le due regioni. Tale regione è nominata *zona di transizione*. Indicativamente il parametro principale per determinare i confini fra le varie zone è la lunghezza d'onda, come mostrato nella figura seguente. Nella guida al simulatore HFSS la

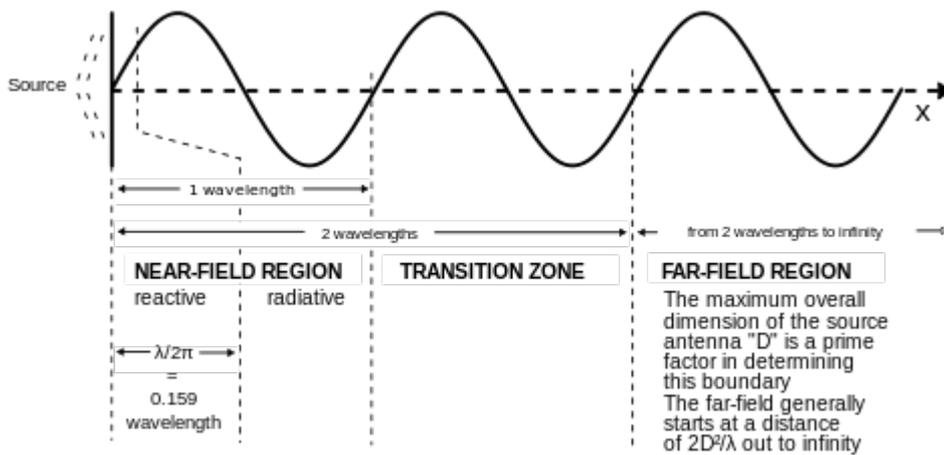


Figura 3.31: Regioni di campo di una antenna [15]

regione di campo vicino è definita come *la regione a distanza minore di una lunghezza d'onda da ogni superficie radiante dell'antenna*, in accordo con la figura precedente. La condizione di campo lontano è dunque espressa nei seguenti termini:

$$r > 2\lambda$$

Secondo [16] invece le condizioni che debbono essere rispettate affinché si possa parlare di campo lontano sono tre:

$$r \gg D$$

$$r \gg \lambda$$

$$r \gg 2 \frac{D^2}{\lambda}$$

Dove con  $D$  si intende il raggio della sfera più piccola che contiene ogni superficie irradiante dell'antenna, con  $r$  la distanza del punto considerato dalla

sorgente della radiazione, e con  $\lambda$  la lunghezza d'onda nel mezzo in cui la radiazione si propaga. Tutte e tre queste condizioni derivano dall'approssimazione a raggi paralleli, e consentono di semplificare la funzione di Green nel calcolo del potenziale vettore magnetico, e successivamente dei campi irradiati. Si tratta dunque di approssimazioni utilizzate nel calcolo manuale dei campi. La prima condizione e la seconda condizione risultano essere più stringenti per antenne con dimensione elettrica  $\frac{D}{\lambda}$  piccola, minore di metà lunghezza d'onda. La terza condizione invece è particolarmente significativa solo per antenne con grande dimensione elettrica. Infatti se  $D$  è piccola rispetto a  $\lambda$  questa condizione risulta meno stringente rispetto alle prime due. La regione in cui la terza condizione è soddisfatta,  $r \gg 2\frac{D^2}{\lambda}$ , è definita *regione di Fraunhofer*. In conclusione queste tre condizioni assicurano che il punto  $R$  sia sufficientemente lontano dalla sorgente per poter utilizzare tutte le approssimazioni di campo lontano, le quali sono, ricordiamo:

- La radiazione è approssimabile come un'onda sferica localmente piana
- $E$ ,  $H$  ed  $\hat{r}$  formano una terna destrorsa, e dunque vale la relazione  $E = \eta_0 H \times \hat{r}$
- $E \propto \frac{1}{r}$  e dunque si può utilizzare la formula di Friis per il calcolo della potenza RX
- $S = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0}$

Si fa infine notare che in campo vicino, oltre a non essere più valide le precedenti relazioni semplificate, c'è la possibilità che le due antenne trasmittente e ricevente si influenzino a vicenda cambiando le rispettive proprietà come impedenza d'ingresso, guadagno e direttività. Occorre quindi verificare, oltre alla bontà delle approssimazioni di campo lontano, anche l'interferenza reciproca delle due antenne che compongono il sistema, ed eventualmente apportare le relative modifiche ai parametri considerati.

Per quanto riguarda l'antenna a dipolo alimentata tramite linea CPS sono stati trovati i seguenti parametri:

- Guadagno massimo: - 2.27 dBi, corrispondente a 0.59 (direzione  $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 180^\circ$ )
- Banda  $S_{11} < -10dB$  pari a 11.2 GHz;
- Efficienza di radiazione: 0.342 (circa 34 %)
- $D = 550 \mu m$

Per prima cosa occorre quindi verificare se le condizioni di campo lontano sono verificate per le distanze che si intendono coprire. Si condera ovviamente il caso in cui l'antenna venga impiegata nell'applicazione più critica, cioè all'interno di una Wireless NoC. Le distanze di collegamento in questo caso, come esposto nel capitolo iniziale, coprono un intervallo che va dai 15 mm ai 35 mm. Si considera come lunghezza d'onda quella in aria, cioè 5 mm (a 60 GHz). L'antenna a dipolo ha una dimensione pari a circa metà della lunghezza d'onda (nel dielettrico equivalente, quindi ancora minore in aria), e dunque si tratta di un'antenna dalla ridotta dimensione elettrica. Ci si aspetta quindi che le prime due condizioni siano più stringenti rispetto alla terza, la quale è predominante solo per antenne grandi rispetto alla lunghezza d'onda. Ovviamente esiste una certa arbitrarietà nel definire rispettate delle relazioni che contengono il 'molto maggiore'. In questa sede si propone inizialmente di considerare una grandezza molto maggiore di un'altra se esiste un rapporto fra le due almeno pari a 20.

$$\frac{r_{min}}{D} = \frac{15 \text{ mm}}{550 \text{ }\mu\text{m}} = 27.27$$

$$\frac{r_{min}}{\lambda} = \frac{15 \text{ mm}}{5 \text{ mm}} = 3$$

$$\frac{r_{min}}{2\frac{D^2}{\lambda}} = \frac{15 \text{ mm}}{2 \cdot (550\mu\text{m})^2/5 \text{ mm}} = 123.96$$

$$\frac{r_{max}}{\lambda} = \frac{35 \text{ mm}}{5 \text{ mm}} = 7$$

La prima e la terza condizione possono dirsi soddisfatte, in quanto il rapporto è maggiore di 20. La condizione più stringente risulta quindi la seconda: le distanze che intendiamo coprire vanno dalle 3 alle 7 volte soltanto rispetto alla lunghezza d'onda (in aria), quindi secondo il criterio stabilito (rapporto maggiore di 20) ciò non è sufficiente per garantire che l'antenna ricevente sia in campo lontano di quella trasmittente. Sembrerebbe quindi che un sistema composto da due antenne dipolo così realizzate e distanti qualche decina di mm non possa definirsi rigorosamente un sistema in campo lontano, almeno per quello che riguarda la definizione proposta da [16]. Mentre per la definizione proposta dal manuale del simulatore HFSS la distanza sarebbe sufficiente per considerare l'antenna ricevente in campo lontano, essendo maggiore del doppio della lunghezza d'onda. Al di là della definizione fine a se stessa di campo lontano, ci interessa maggiormente cercare di stabilire quali approssimazioni possiamo ritenere valide e quali invece no. Ricordiamo a tal proposito ancora una volta le approssimazioni di campo lontano.

- $E = \eta_0 H \times \hat{r} \rightarrow S = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0}$ , che consente di ricavare il diagramma di irradiazione indipendente dalla distanza  $r$ ;
- $E \propto \frac{1}{r}$  che consente di utilizzare la formula del collegamento nella versione usuale.

Si può dimostrare che la dipendenza del campo elettrico dall'inverso della distanza comincia ad essere valida già per distanze superiori alla singola lunghezza d'onda, come mostrato nel grafico seguente, tratto da [17]. Nel grafico è mostrata la grandezza *Path Gain*, definita come  $\frac{P_{RX}}{P_{TX}}$ , in funzione della distanza  $r$  normalizzata rispetto la lunghezza d'onda (si noti che la formula di Friis contiene potenze, dunque se il campo elettrico decresce come  $\frac{1}{r}$  la potenza decresce come  $\frac{1}{r^2}$  e quindi la pendenza risulta -20 dB/dec). In conseguenza di ciò, benché non siamo rigorosamente in campo lontano,

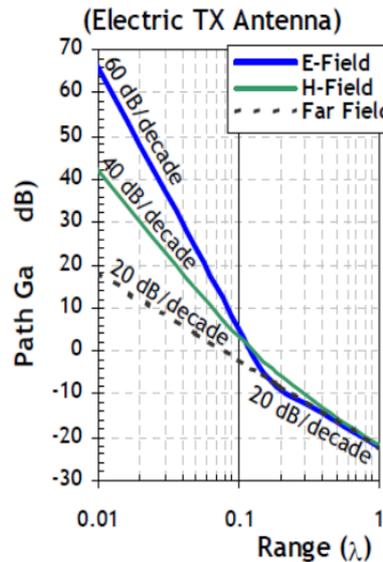


Figura 3.32: Path Gain di un collegamento in campo vicino

essendo la distanza superiore alla singola lunghezza d'onda la formula di Friis risulta comunque essere una buona approssimazione:

$$P_R = \frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot R^2}$$

Partendo dall'assunzione che il campo decresce come l'inverso della distanza, è possibile effettuare una verifica della bontà dei diagrammi di irradiazione ricavati in campo lontano (cioè a distanza infinita) anche per distanze finite. HFSS infatti mette a disposizione la possibilità di analisi di campo vicino,

specificando la distanza  $r$  alla quale calcolare i campi irradiati. Sfruttando tale caratteristica sono state effettuate ulteriori simulazioni in campo vicino allo scopo di confrontare i diagrammi di irradiazione ottenuti, che in campo vicino ovviamente dipendono dalla distanza  $r$ , con quelli in campo lontano, indipendenti da tale distanza. La grandezza presa in considerazione è  $rE$ , cioè il modulo del campo elettrico moltiplicato per la distanza, e reso così indipendente da essa. Di seguito si riportano i diagrammi di tale grandezza calcolati sia con l'ipotesi di campo lontano, sia senza ipotesi di campo lontano a varie distanze dalla sorgente. La traccia rossa corrisponde a  $rE$  valutato con

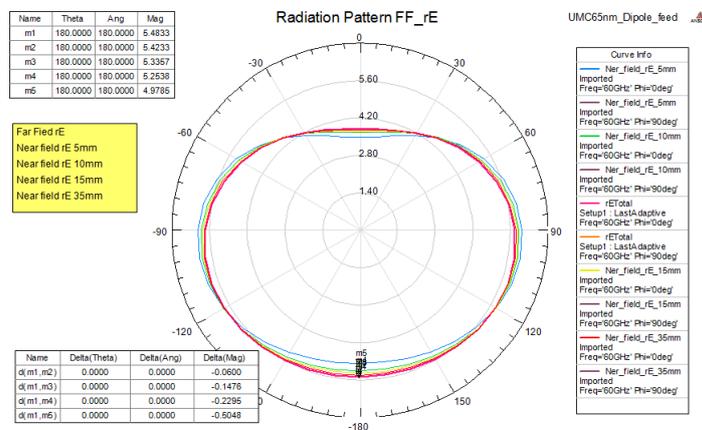


Figura 3.33: Diagrammi di irradiazione in campo vicino e campo lontano

l'approssimazione di campo lontano, le altre tracce corrispondono alla stessa grandezza valutata in campo vicino (senza approssimazioni) alle distanze di 5, 10, 15 e 35 mm. Il massimo errore che si commette, come evidenziato dai marcatori, è pari a circa al 10.1 %, e si ha per distanza di 5 mm, pari ad una lunghezza d'onda. Per le distanze che ci interessano (15, 35 mm) l'errore è minore del 3 % (2.77 % a 15 mm, e 1.1 % a 35 mm). Possiamo quindi concludere che i diagrammi di irradiazione ottenuti con l'approssimazione di campo lontano sono sostanzialmente corretti per distanze maggiori di 15 mm. Inoltre per distanze superiori a 10 mm (2 volte la lunghezza d'onda) possiamo ritenere sostanzialmente valida la formula di Friis del collegamento, la quale considera il campo elettrico proporzionale all'inverso della distanza.

### 3.6.2 Considerazioni sul'area effettivamente occupata dalle antenne

Lo scopo della trattazione che segue è quello di fissare dei criteri pratici, fondati su basi teoriche, per determinare in modo univoco l'area totale occu-

pata da un'antenna integrata in un chip di silicio. Questa area comprende, oltre l'area effettiva dell'antenna determinata dalle sue dimensioni geometriche, anche la zona di chip che inevitabilmente deve essere lasciata libera nelle vicinanze della struttura radiante affinché non ci siano interferenze, o perlomeno tali interferenze siano considerate tollerabili. Tali criteri pratici saranno poi resi validi tramite simulazione.

Come già visto in precedenza, lo spazio intorno alla sorgente della radiazione elettromagnetica può essere suddiviso in due zone: campo vicino e campo lontano. Se il campo lontano è interessante per le proprietà radianti dell'antenna, in quanto in tale regione i diagrammi di irradiazione non dipendono dalla distanza, il campo vicino è altresì importante per determinare la distanza minima alla quale posizionare elementi metallici senza che i parametri dell'antenna subiscano forti variazioni. In particolare, facendo riferimento alla figura 3.31 già mostrata in precedenza, la regione di campo vicino si suddivide ulteriormente in due parti. La prima parte, chiamata *reactive near field*, è quella prossima alla sorgente e compresa, secondo la definizione tratta da [15], da distanza nulla fino a 0.159 volte la lunghezza d'onda. La seconda zona invece prende il nome di *radiative near field*, e si estende da  $0.159\lambda$  fino ad una lunghezza d'onda.

Nella regione *reactive near field* la relazione fra campo elettrico e campo magnetico è spesso troppo complessa per essere studiata analiticamente. A seconda del tipo di antenna, il campo elettrico è dominante rispetto a quello magnetico (come accade per antenne filari, ad esempio il dipolo) oppure viceversa (come accade per la spira). La potenza, definita come il prodotto vettoriale fra i due campi, non è puramente reale, e ciò significa che esiste una parte reattiva che immagazzina l'energia nello spazio in prossimità dell'antenna. Per questo motivo una eventuale struttura metallica posta in questa regione può alterare anche significativamente i campi, creando così interferenza rispetto al comportamento previsto dell'antenna. In particolare l'impedenza di ingresso, il coefficiente di riflessione e l'efficienza di radiazione risultano perturbati rispetto ai valori calcolati in assenza di tali elementi metallici interferenti.

La regione *radiative near field*, spesso chiamata anche zona di Fresnel, si trova già a distanza tale dalla sorgente che si può considerare nulla o trascurabile la componente reattiva della potenza. Questo avviene poiché l'antenna si trova a distanza tale da rendere trascurabile l'accoppiamento elettromagnetico dei campi con la sorgente. L'energia che fluisce attraverso questa regione è dunque praticamente tutta irradiata nello spazio. Tuttavia la relazione fra campo elettrico e magnetico è ancora assai più complessa di quella di un'onda sferica localmente piana che ci si aspetta tipicamente in campo lontano, e dunque non possiamo considerare ancora tale regione in

campo lontano.

Una struttura metallica posta nella zona di Fresnel può quindi creare interferenza o meno, a seconda della situazione. Le distanze coinvolte (da  $0.159\lambda$  fino a  $\lambda$  sono tipiche distanze alle quali si può porre dei riflettori, e dunque a rigore non si può affermare che l'antenna non risenta di elementi metallici posti in questa regione. Tuttavia, se tali elementi non presentano le caratteristiche tipiche dei riflettori (cioè dimensioni dell'ordine di  $\lambda$  o maggiori) si può affermare che la loro presenza crea delle interferenze che possono anche essere tollerabili. Ovviamente ciò dipende da numerosi fattori, dal tipo di antenna e dal tipo di strutture metalliche interferenti. Un criterio pratico iniziale da usare come base per il dimensionamento con il simulatore potrebbe essere il seguente:

*La distanza entro la quale deve essere lasciata area libera intorno alla struttura radiante affinché le interferenze siano minime deve essere almeno pari a quella che delimita la regione reactive near field, e cioè 0.159 volte la lunghezza d'onda della radiazione nel mezzo considerato.*

Partendo da tale criterio, si possono effettuare delle simulazioni ponendo delle strutture metalliche intorno all'antenna a diverse distanze, maggiori del limite imposto, per valutare se le interferenze nella zona radiative near field siano tollerabili o meno. Ovviamente più ci si allontana dal limite imposto, più diventerà trascurabile l'effetto indesiderato.

Poiché le strutture metalliche interferenti saranno posizionate nel dielettrico equivalente, la lunghezza d'onda considerata deve essere quella relativa al dielettrico, e non la lunghezza in aria.

$$\lambda_{diel} = \frac{c_{diel}}{f} = \frac{c_0}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{diel}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3.7526}} = 2.58 \text{ mm}$$

A questo punto possiamo calcolare il limite della regione *reactive near field*:

$$r_{react} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{2.58 \cdot 10^{-3}}{2\pi} = 410.8 \text{ } \mu\text{m}$$

Sono state quindi poste delle linee di metal a tale distanza dall'antenna ed è stata effettuata una simulazione parametrica facendo variare tale parametro, sia per quanto riguarda l'antenna a dipolo che successivamente per la PIFA folded. Inizialmente consideriamo i risultati ottenuti per l'antenna a dipolo. Per quanto riguarda il coefficiente di riflessione, si è trovato che le variazioni indotte dalle strutture interferenti sono al massimo pari a 2 dB circa, e non sempre distruttive. Infatti per alcuni valori della distanza si trovano anche dei picchi del Return Loss addirittura più negativi rispetto alla struttura

semplice senza interferenti. Nel seguente grafico la traccia rossa corrisponde all'S11 in assenza di metal intorno all'antenna, le altre allo stesso parametro in presenza di metal a varie distanze dall'antenna. Come detto le variazioni

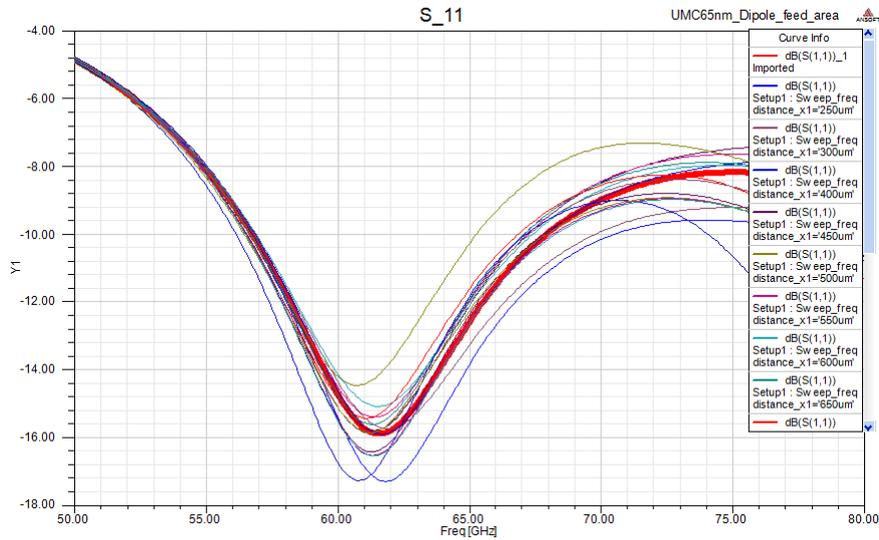


Figura 3.34: Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo in presenza di elementi interferenti

sono comprese in un'intervallo  $\pm 2dB$  di dal valore nominale in assenza di interferenti. Anche la posizione in frequenza del picco si mantiene sostanzialmente invariata: la massima variazione è di poco meno di 1 GHz. La curva peggiore risulta quella relativa alla distanza pari a  $500 \mu m$ , mentre la migliore quella della distanza pari a  $950 \mu m$ . Anche per quanto riguarda l'impedenza di ingresso si trovano variazioni sostanzialmente nulle o tollerabili. Possiamo quindi concludere che il criterio imposto, ciò che le strutture interferenti non si trovino nella regione di reactive near-field, risulta sostanzialmente un valido approccio per determinare l'area che deve essere lasciata libera intorno all'antenna, almeno per quello che riguarda l'adattamento e l'impedenza d'ingresso. Restano però da valutare gli inevitabili effetti delle perdite introdotte dalle metal interferenti, che vanno ad incidere sul guadagno e sull'efficienza di radiazione. Sono quindi stati studiati gli andamenti di tali parametri in funzione della distanza delle linee di metal dall'antenna. Dai grafici si evince che esiste un limite oltre la quale l'efficienza ed il guadagno crollano rapidamente, e questo limite risulta essere posto intorno ai  $600 \mu m$ , quindi leggermente superiore di quello della regione reactive near-field. Ricordiamo che in assenza di metal interferenti il valore dell'efficienza è di  $34,2 \%$ . Se imponiamo quindi che tale parametro subisca una variazione

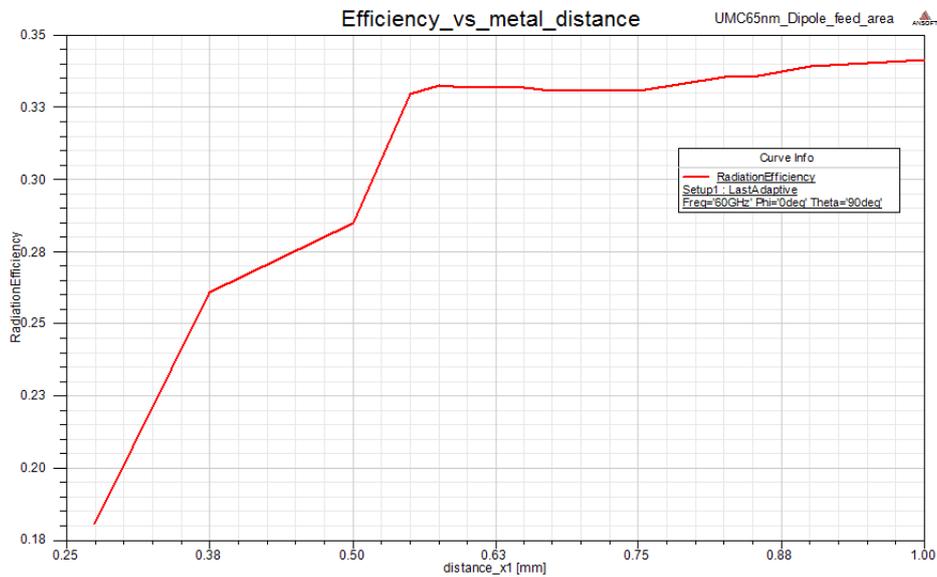


Figura 3.35: Efficienza di irradiazione del dipolo in funzione della distanza degli elementi interferenti

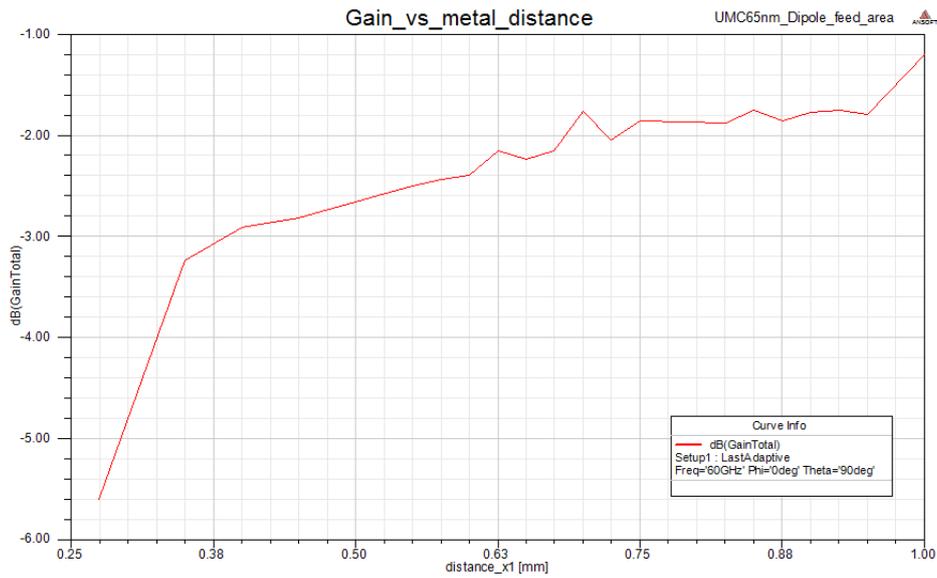


Figura 3.36: Guadagno del dipolo in funzione della distanza degli elementi interferenti

massima di 1 %, la distanza degli elementi interferenti deve essere di almeno  $850 \mu m$ , valore più che doppio rispetto al limite della regione reactive near-field. A tale distanza il guadagno risulta addirittura leggermente superiore

a quello in campo aperto, senza interferenti. In realtà però si tratta di un dato non completamente affidabile, per almeno due motivi. In primo luogo il grafico è stato tracciato per il guadagno in una certa direzione, che dunque potrebbe anche risultare maggiore rispetto a quello senza metal interferenti, a discapito però del guadagno in altre direzioni che può risultare ridotto. In secondo luogo tale valore del guadagno risente fortemente dalla forma e dalla lunghezza delle strutture metalliche impostate nella simulazione. In altre parole, cambiando la forma delle metal intorno all'antenna il guadagno potrebbe anche diminuire o aumentare ancora, e dunque tale valore deve essere preso con cautela. Al contrario, l'efficienza di radiazione può essere ritenuto un dato affidabile poiché, si ricordi, è calcolato considerando l'intera potenza irradiata in rapporto a quella accettata in ingresso dall'antenna:

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{acc}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}}$$

È dunque comprensivo di ogni direzione, ed indipendente dalla forma delle metal impostate nella simulazione. Possiamo dunque considerare trascurabili gli effetti negativi (perdita di efficienza minore dell'1 %) ad una distanza di  $850 \mu m$ , che corrisponde ad una distanza leggermente inferiore alla metà della lunghezza d'onda. Poiché questa distanza deve essere rispettata in ogni direzione, ne segue che attorno all'antenna deve essere lasciato libero uno spazio quadrato di lato doppio a tale limite. In conclusione l'area occupata dall'antenna a dipolo è quindi pari a

$$A_{dipolo} = (0.85 \text{ mm} \cdot 2)^2 = 2.89 \text{ mm}^2$$

Si presentano ora i risultati ottenuti dallo studio delle interferenze sull'antenna PIFA folded. Il massimo di irradiazione per questa antenna si ha nella direzione, parallela al riflettore. E' stata quindi effettuata una simulazione parametrica, posizionando le strutture metal interferenti lungo tale asse ad una distanza variabile, e visionando poi le variazioni indotte nei parametri di tale antenna. Ricordiamo che il limite imposto per la distanza delle metal è lo stesso dell'antenna a dipolo, in quanto calcolato sulla base della lunghezza d'onda nel dielettrico equivalente:

$$r_{react} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{2.58 \cdot 10^{-3}}{2\pi} = 410.8 \mu m$$

Il parametro distanza è stato fatto variare da  $450 \mu m$  fino a  $600 \mu m$ , e come risultato i grafici di Return Loss ed impedenza d'ingresso hanno subito variazioni davvero minime, apprezzabili solo tramite uno zoom nell'area intorno alla frequenza centrale di 60 GHz.

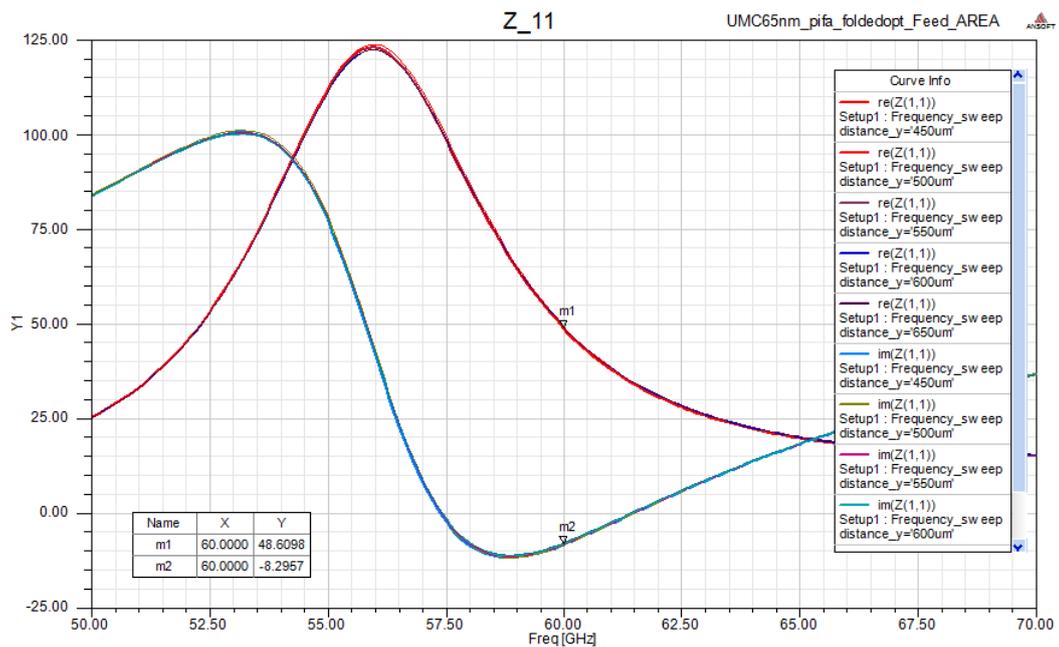
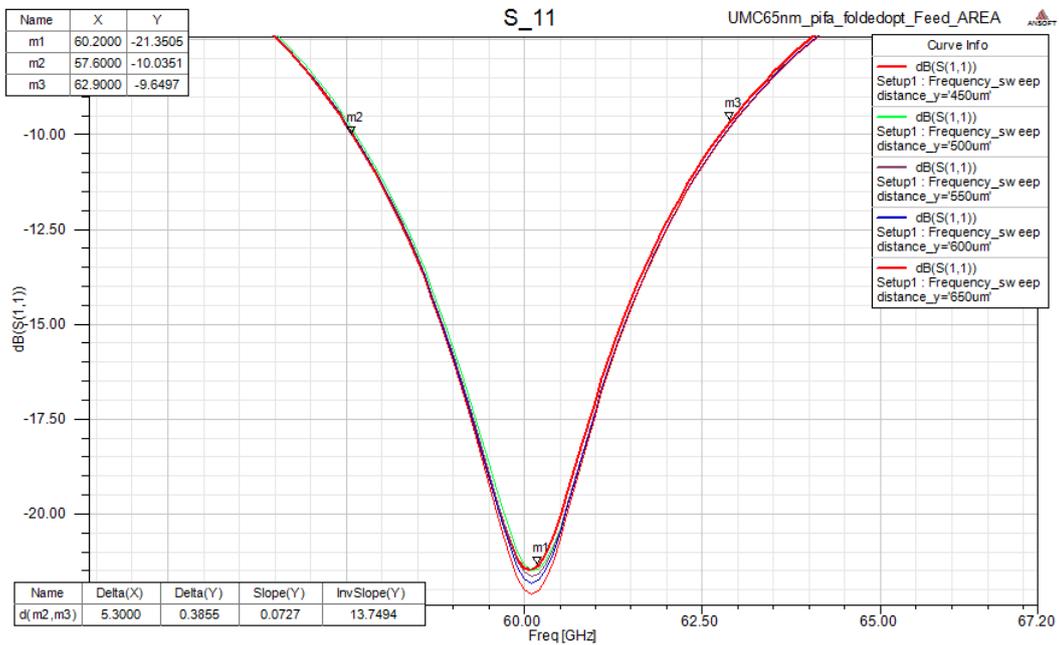


Figura 3.37: Coefficiente di riflessione e impedenza d'ingresso dell'antenna PIFA in presenza di elementi interferenti

Possiamo quindi concludere che il limite imposto sia valido anche per questa antenna. Di seguito si riportano anche i grafici dell'efficienza di radiazione

e del guadagno nella direzione di massimo in funzione della distanza delle strutture metalliche interferenti.

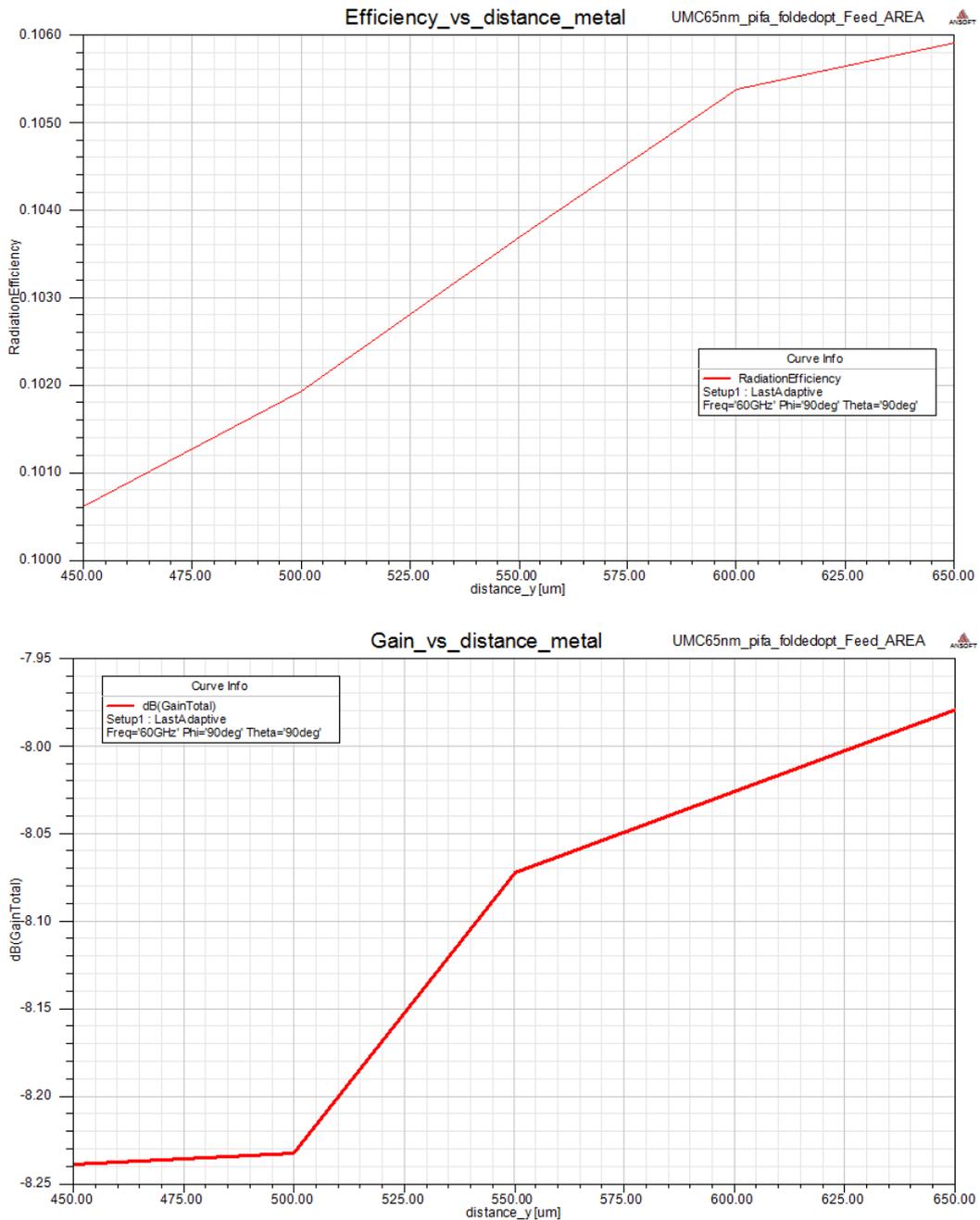


Figura 3.38: Efficienza di radiazione e guadagno dell'antenna PIFA in funzione della distanza degli elementi interferenti

Anche in questo caso le variazioni indotte dalle strutture interferenti sono bassissime, addirittura molto minori di quelle riscontrate nell'antenna a dipolo. La perdita di efficienza con le metal alla distanza minima ( $450 \mu m$ , appena superiore al limite di  $410 \mu m$ ) è di solo lo 0,71 %. Possiamo quindi concludere che il limite valido per la distanza delle metal sia proprio  $450 \mu m$ . Procedendo al calcolo dell'area totale occupata dall'antenna, abbiamo quindi:

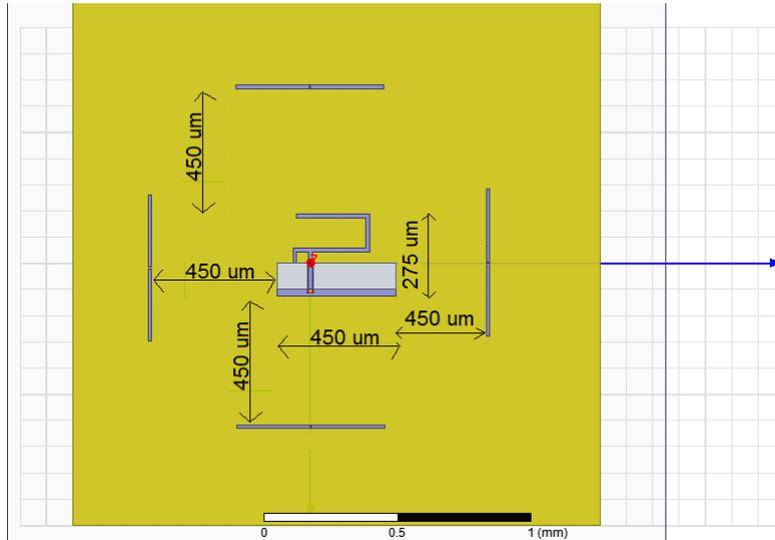


Figura 3.39: Top view dell'antenna PIFA con gli elementi interferenti alla distanza limite proposta

$$A_{PIFA} = (3 \cdot 0.45 \text{ mm}) \times (2 \cdot 0.45 \text{ mm} + 0.275 \text{ mm}) =$$

$$= 1.35 \text{ mm} \times 1.175 \text{ mm} = 1.58625 \text{ mm}^2$$

L'area totale occupata dell'antenna PIFA folded risulta quindi poco più della metà di quella del dipolo, che ricordiamo essere  $2.89 \text{ mm}^2$ .

Riepilogo finale dei parametri:

	Dipolo	PIFA folded
Guadagno max	- 2.26 dBi	- 8.06 dBi
Banda ( $S_{11} < -10dB$ )	11.2 GHz	5.3 GHz
Efficienza di radiazione	34.2 %	10.77 %
Area occupata	$2.89 \text{ mm}^2$	$1.59 \text{ mm}^2$

# Capitolo 4

## Considerazioni sui risultati ottenuti e possibili applicazioni

### 4.1 Considerazioni sul link budget

Dallo studio delle strutture radianti e passive realizzate in tecnologia UMC CMOS 65 nm Bulk si deducono alcuni parametri chiave che possono essere analizzati per capire a che applicazione puntare. In particolare è possibile effettuare il calcolo energetico del link budget con lo scopo di quantificare indicativamente la distanza di copertura del collegamento wireless in funzione della potenza di trasmissione, in modo da verificare le effettive possibilità di utilizzo delle strutture simulate in un sistema reale. Tra le varie applicazioni possibili se ne evidenziano due di grande importanza. La prima consiste nell'impiego delle antenne integrate nella realizzazione di una *Wireless Network on Chip* (WNoC) su sistemi a multiprocessore con grande numero di core, nei quali un collegamento wired risulterebbe troppo oneroso in termini di ritardo e capacità di carico. In questo caso è evidente che adottare la soluzione wireless è conveniente solo se il chip multiprocessore è di dimensioni notevoli e con un grande numero di nodi. Inoltre probabilmente l'esigenza di una soluzione WNoC si fa sentire maggiormente su chip fabbricati con una tecnologia più spinta rispetto ad una 65 nm CMOS Bulk, la quale risulta ormai consolidata e non più di punta. La seconda possibile applicazione è quella di trasferimento wireless di dati a larghissima banda e breve raggio fra dispositivi mobili, smartphone, tablet eccetera. Infatti i normali standard bluetooth e simili, avendo a disposizione una banda limitata non sono adatti al trasferimento di file delle dimensioni dell'ordine del GB, mentre nel nostro caso le antenne simulate consentono una banda di diversi GHz, e dunque un data rate di trasferimento maggiore che in linea teorica potrebbe sfociare

in questa nuova applicazione futura. Se nel primo caso (WNoC) si ha l'esigenza di mantenere bassa la potenza di trasmissione e di avere un raggio di collegamento di qualche decina di millimetri, nel secondo (*High Speed Short Range Wireless Data Transfer*) la distanza di collegamento deve essere maggiore, fino a qualche metro, in compenso si è disposti a spendere qualcosa di più dal punto di vista energetico.

#### 4.1.1 Distanza di copertura del collegamento wireless con antenna a dipolo

Per quanto riguarda l'antenna a dipolo alimentata tramite linea CPS sono stati trovati i seguenti parametri:

- Guadagno massimo: -2.27 dBi (direzione  $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 180^\circ$ ), corrispondente a 0.59;
- Efficienza di radiazione: 34,2 %;
- Banda ( $S_{11} < -10$  dB): 11.2 GHz;
- Angolo di apertura (piano orizzontale) =  $96^\circ$ ;
- Area occupata sul chip:  $2.89$  mm<sup>2</sup>;

Possiamo dunque utilizzare la formula del collegamento per calcolare la distanza massima che è possibile coprire con questa antenna, in funzione della potenza di trasmissione e dei guadagni.

$$P_R = \frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot R^2}$$

Rovesciando la formula:

$$R = \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot P_R}}$$

Per quanto riguarda la lunghezza d'onda si assume come valore quello in aria a 60 GHz, cioè 5 mm.

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9} = 5 \text{ mm}$$

Ovviamente la distanza massima alla quale è possibile porre le due antenne dipende anche dalla potenza trasmessa e dalla potenza minima che si vuole

avere in ricezione, la quale a sua volta dipende dal rapporto segnale rumore e dalla cifra di rumore dell'LNA del ricevitore, secondo la seguente relazione.

$$SNR_i = \frac{P_R}{KT \cdot B \cdot NF}$$

$$P_R = SNR_i \cdot KT \cdot B \cdot NF$$

Mettendo insieme le due formule si ottiene:

$$r = \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot P_R}} = \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4\pi)^2 \cdot SNR_i \cdot KT \cdot B \cdot NF}} = k(NF, SNR_i) \cdot \sqrt{P_T}$$

Dove  $k(NF, SNR)$  è un parametro che, una volta fissati banda e guadagno d'antenna, dipende solo dai parametri del ricevitore, cioè dal rapporto segnale/rumore in ingresso e dalla cifra di rumore NF. Si possono quindi tracciare dei grafici di  $r$  in funzione di  $P_T$  con NF come parametro, ed il rapporto segnale/rumore fissato ad un valore di 10 dB.

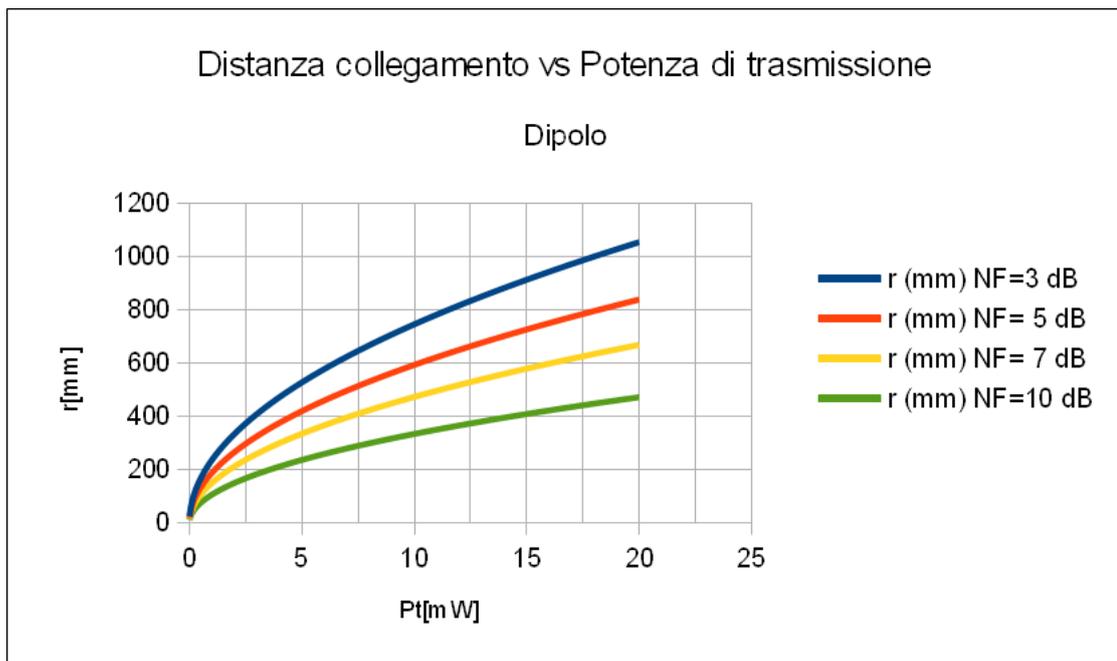


Figura 4.1: Distanza di copertura collegamento wireless in funzione della cifra di rumore e della potenza di trasmissione per l'antenna a dipolo

Una prima considerazione evidente è che aumentando le prestazioni del sistema di ricezione ( $NF$  del LNA) la distanza massima del collegamento aumenta

consistentemente. Un'altra considerazione è che per quanto riguarda l'applicazione *WiNoC* si possono ottenere le distanze di collegamento necessarie (fino a 35 mm) spendendo meno di 1 mW di potenza trasmessa; mentre se si vuole puntare al *Wireless Data Transfer* fra dispositivi mobili occorre aumentare la potenza trasmessa, fino ad ottenere con 20 mW ed una cifra di rumore di 3 dB distanze dell'ordine di 1 metro. Una volta definito il budget di potenza spendibile per il collegamento e la distanza massima che deve essere garantita, si possono estrarre dal grafico precedente le specifiche di progetto del LNA, in particolare la cifra di rumore.

#### 4.1.2 Distanza di copertura del collegamento wireless con l'antenna PIFA Folded

La seconda antenna analizzata nel capitolo precedente, di tipo PIFA folded alimentata tramite linea CPW, presenta i seguenti parametri:

- Guadagno massimo: -8.08 dBi (direzione  $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 90^\circ$ ), corrispondente a 0.155;
- Efficienza di radiazione: 10,77 % (rispetto al 34 % del dipolo);
- Banda ( $S_{11} < -10$  dB): 5.3 GHz;
- Angolo di apertura (piano orizzontale) =  $102^\circ$ ;
- Area occupata sul chip:  $1.59$  mm<sup>2</sup> (rispetto a  $2.89$  mm<sup>2</sup> del dipolo);

Ripetendo considerazioni analoghe a quelle fatte in precedenza è possibile calcolare la distanza massima ottenibile con una sistema adoperante questa antenna, in funzione della potenza di trasmissione e con la Cifra di rumore come parametro (SNR sempre posto a 10 dB).

Con questo tipo di antenna, in seguito alla minore efficienza di radiazione, si perde in distanza di copertura un fattore di circa 2 volte e mezzo rispetto al dipolo, a parità di potenza trasmessa e NF:

$$\frac{r_{dip}(NF = 3 \text{ dB}, P_T = 20 \text{ mW})}{r_{PIFA}(NF = 3 \text{ dB}, P_T = 20 \text{ mW})} = \frac{1053.02}{416.88} = 2.52$$

$$\frac{r_{dip}(NF = 10 \text{ dB}, P_T = 20 \text{ mW})}{r_{PIFA}(NF = 10 \text{ dB}, P_T = 20 \text{ mW})} = \frac{470.93}{186.3} = 2.53$$

Si fa inoltre notare che con un'antenna di tipo dipolo ed un LNA con NF = 10 dB si ottiene una distanza di collegamento (400 mm) circa uguale a quella che si ottiene con l'antenna PIFA ed un LNA con NF pari a 3 dB. E'

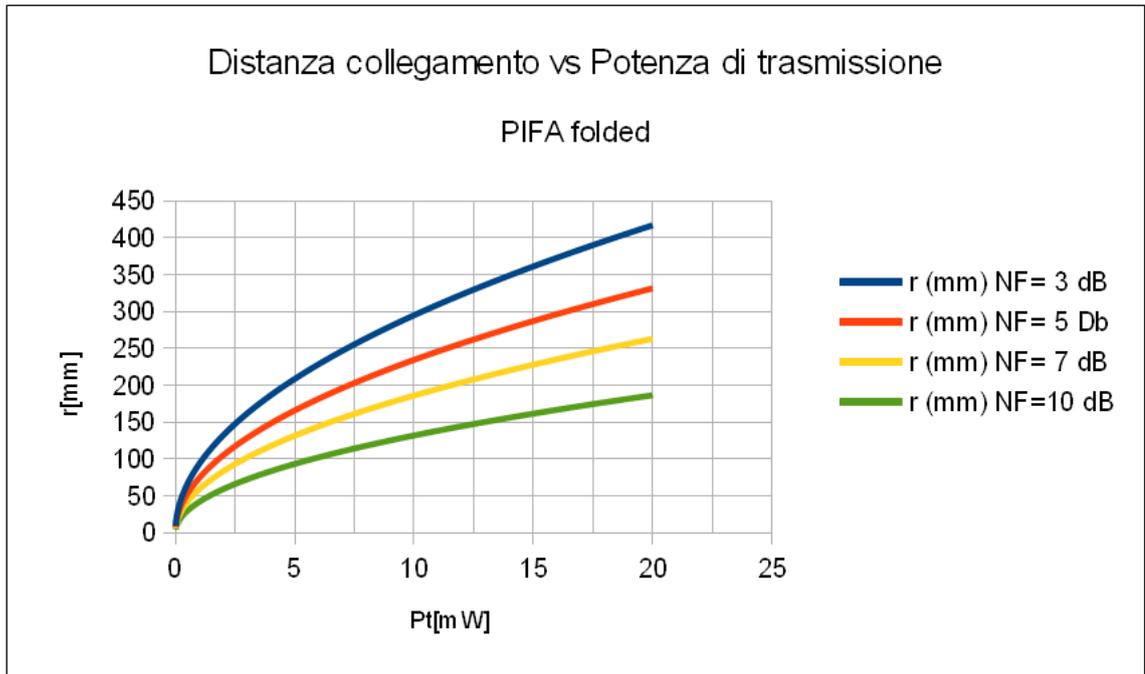


Figura 4.2: Distanza di copertura collegamento wireless in funzione della cifra di rumore e della potenza di trasmissione per l'antenna PIFA

evidente dunque che, se l'area occupata dall'antenna non è un fattore critico, l'antenna a dipolo risulta molto vantaggiosa rispetto alla PIFA: a parità di potenza di trasmissione consente di rilassare notevolmente le specifiche su NF (da 3 dB a 10 dB), oppure a parità di NF di ridurre di circa un terzo la potenza di trasmissione richiesta; con l'unico svantaggio di occupare circa il doppio dell'area.

Concludiamo con un'ulteriore considerazione sull'apertura delle antenne nel piano orizzontale. L'antenna PIFA presenta un'angolo di apertura (-3dB) leggermente maggiore: 102° contro i 96° del dipolo. Questo potrebbe essere un vantaggio nel caso dell'applicazione WNoC: infatti con una sola antenna si potrebbero coprire più collegamenti grazie all'ampio raggio. Questo poiché si tratta di un collegamento fisico preciso, in cui si imposta a priori l'allineamento delle antenne. Per quanto riguarda altre applicazioni in cui non è predicibile a priori l'allineamento delle due antenne (ad esempio *Wireless Data Transfer*) è preferibile avere un'antenna il più omnidirezionale possibile. In ogni caso i digrammi di irradiazione delle due antenne simulate sono estremamente simili, anche se ruotati di 90° uno rispetto all'altro, e dunque dal punto di vista dell'angolo di apertura le due antenne si possono considerare sostanzialmente equivalenti.

## 4.2 Scelta dell'applicazione target

Alla luce di quanto esposto in precedenza le strutture simulate e presentate nel capitolo precedente risultano idonee sia ad applicazioni wireless off-chip che on-chip, con l'unico vincolo che il raggio del collegamento sia inferiore ad 1 metro. Infatti questa è la distanza massima è possibile coprire con le antenne presentate in questo lavoro, se consideriamo una potenza di trasmissione massima di 20 mW. Nel caso in cui si volesse puntare su applicazioni on-chip, come ad esempio le reti WiNoC, probabilmente risulterebbe più vantaggiosa l'antenna di tipo PIFA. Le prestazioni del dipolo, migliori in termini di guadagno, non sarebbero infatti strettamente necessarie, mentre risulterebbe vantaggiosa la ridotta occupazione di area dell'antenna PIFA.

Tuttavia la tecnologia con il quale sono state progettate le antenne, UMC CMOS 65nm Bulk, è ormai consolidata e non più di punta, mentre l'esigenza di collegamenti wireless nelle reti NoC si fa sentire maggiormente per sistemi fabbricati con tecnologia più spinta, come una 28 nm CMOS SOI.

Di conseguenza l'applicazione più idonea potrebbe essere quella di trasferimento dati a larga banda e breve raggio off-chip, cioè fra dispositivi mobili diversi. In questo caso le distanze di collegamento vanno da qualche decina di centimetri fino ad un metro, e possono essere coperte senza problemi con una potenza di trasmissione di qualche decina di mW, come visto in precedenza. Il tipo di antenna più vantaggioso per questa applicazione è senza dubbio il dipolo, visto che ha prestazioni migliori della PIFA in termini di guadagno e presenta come unico svantaggio il maggior ingombro, che non risulta essere un fattore critico in questo caso.

Grazie all'ampia banda dell'antenna a dipolo, che ricordiamo essere di oltre 11 GHz, diventa possibile ottenere delle velocità di trasferimento dati fino a qualche Gb/s anche con sistemi di modulazione relativamente semplici. Il prossimo passo è dunque la progettazione del *Low Noise Amplifier*.

# Capitolo 5

## Progettazione di LNA a 60 GHz

### 5.1 Stato dell'arte LNA 60 GHz

Analogamente a quanto già fatto per le antenne integrate, prima di iniziare lo studio e la progettazione di LNA a 60 GHz è opportuno consultare quanto già presente in letteratura sull'argomento, in modo da acquisire metodologie e soluzioni di progetto. Il *Low Noise Amplifier* (LNA) è un blocco fondamentale della catena di ricezione, poiché ha il compito di amplificare il segnale a radiofrequenza con particolare riguardo al rumore che inevitabilmente viene introdotto dai componenti attivi. Essendo posto solitamente al principio della catena di ricezione l'LNA fissa la cifra di rumore dell'intero ricevitore, secondo l'equazione di Friis:

$$NF_{tot} = NF_{LNA} + \frac{NF_2 - 1}{G_{LNA}}$$

Se come presumibile il guadagno del LNA è elevato, l'intera cifra di rumore del ricevitore coincide praticamente con quella del LNA. Da qui scaturisce la necessità di adottare tecniche progettuali che minimizzino la cifra di rumore. Inoltre nelle applicazioni wireless nel campo delle onde millimetriche diventa particolarmente importante mantenere ridotto anche il consumo di potenza, poiché nella grande maggioranza dei casi il LNA sarà incluso in un sistema portatile, ed essendo tale blocco il primo della catena di ricezione radio, non potrà quasi mai essere messo in *stand-by* se non si vuole rendere sordo il ricevitore.

Da questa breve introduzione emergono quindi come parametri di progetto principali la cifra di rumore, il consumo di potenza ed il guadagno del

LNA. Si presentano adesso alcuni lavori presenti in letteratura con specifiche simili alle nostre, con lo scopo di acquisire conoscenze e metodologie di progetto che consentiranno di affrontare al meglio la progettazione di questo blocco di importanza fondamentale nell'integrazione di un ricevitore a 60 GHz.

### 5.1.1 A low-power high-gain LNA for the 60 GHz band in a 65 nm CMOS technology

In questo articolo [18] viene presentato un LNA a 60 GHz realizzato con una tecnologia del tutto simile a quella utilizzata nel presente lavoro di tesi. L'architettura è di tipo cascode single-ended a due stadi. Gli autori specificano che l'LNA può essere alimentato sia a 1.5 V che a 1.0 V, con prestazioni abbastanza simili, ovviamente leggermente migliori nel primo caso. Il massimo guadagno è di circa 22 dB, la cifra di rumore di 4.5 dB, in accordo con altri lavori che rappresentano lo stato dell'arte per la progettazione di LNA a 60 GHz. Lo schema semplificato è mostrato nella figura seguente.

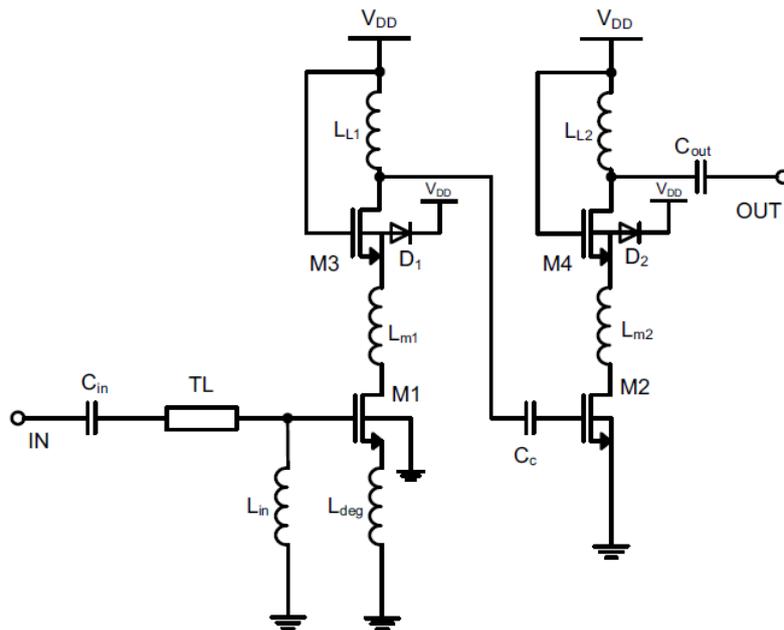


Figura 5.1: Schema semplificato del LNA a due stadi cascode single-ended

La scelta della topologia cascode, composta da un amplificatore *common source* seguito da un *common gate*, permette di ottenere una buona stabilità

e un'alta unidirezionalità, fattore importante nelle architetture a conversione diretta, oltre che una banda più ampia rispetto al classico source comune.

Il primo stadio è ottimizzato per la riduzione del rumore. I transistor sono quindi polarizzati con la densità di corrente ottima intorno a  $0.15 \text{ mA}/\mu\text{m}$ , valore che consente di ottenere la minima cifra di rumore indipendentemente dalla tecnologia utilizzata, come esposto in [19][20]. Inoltre sia transistor che gli induttori sono dimensionati in modo da rendere la parte reale dell'impedenza ottima per il rumore pari a  $50 \Omega$  ed annullare la parte reattiva, ottenendo così contemporaneamente le migliori prestazioni in termini di trasferimento di potenza e di rumore (matching integrato). L'impedenza ottima per il rumore  $R_{opt}$  è definita come l'impedenza che minimizza la cifra di rumore  $NF$ .

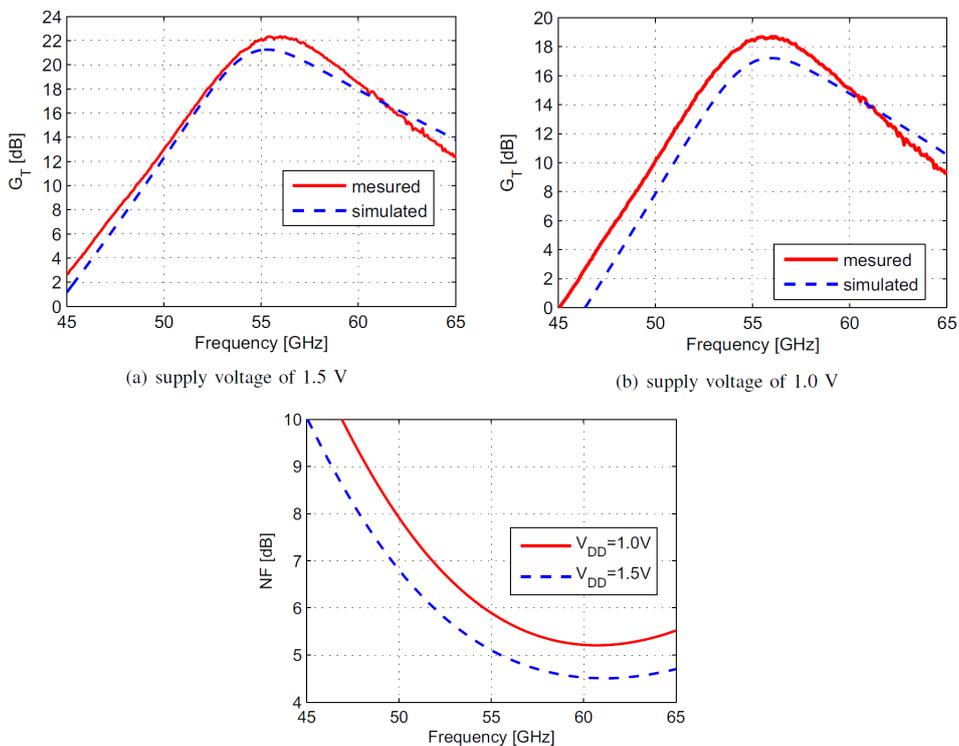


Figura 5.2: Guadagno di trasduttore e cifra di rumore del LNA [18]

Il secondo stadio è invece ottimizzato per massimizzare il guadagno, di conseguenza i transistor sono polarizzati con densità di corrente maggiore e pari a circa  $0.3 \text{ mA}/\mu\text{m}$ , valore che massimizza il  $g_m$  dei transistor. L'ingresso e l'uscita del secondo stadio sono presentano adattamento di impedenza verso il primo stadio ed il carico rispettivamente, ottenendo così il massimo trasferimento di potenza al blocco successivo.

Una considerazione importante riguarda il tipo di transistor utilizzati. La tecnologia a disposizione in questo caso offre due tipologie di MOSFET, low power (LP) e general purpose (GP). Il primo tipo presenta uno spessore dell'ossido di gate maggiore, ed è appositamente studiato per ridurre le perdite di leakage nei circuiti digitali. Il secondo tipo di transistor GP invece presenta un ossido di gate ridotto ed una frequenza di transizionemaggiore, e di conseguenza delle prestazioni migliori alle alte frequenze rispetto al tipo LP. Nelle applicazioni nel campo delle onde millimetriche le correnti di polarizzazione dei transistor sono tali da rendere del tutto trascurabili i vantaggi di un basso leakage, e di conseguenza risulta conveniente utilizzare i transistor general purpose [18].

L'amplificatore presentato è stato successivamente fabbricato ed oggetto di misurazioni. In figura 5.2 i grafici del guadagno di trasduttore e della cifra di rumore.

### **5.1.2 Fully Balanced 60 Ghz LNA with 37 % Bandwidth, 3.8 dB nf, 10 dB Gain and costant group delay over 6 GHz Bandwidth**

Il secondo articolo [21] che presentiamo riguarda un LNA a due stadi fully-differential, sempre realizzato in tecnologia 65 nm CMOS bulk. Gli autori hanno incentrato il lavoro principalmente sull'ottenimento di una risposta in band il più possibile piatta, con un ripple di soli  $\pm 0.25dB$ . Questo risultato è molto importante qualora l'amplificatore dovesse essere impiegato in una sistema che utilizza delle modulazioni complesse che richiedano esplicitamente tale caratteristica, come ad esempio avviene nelle reti WPAN che raggiungono velocità di trasferimento dati di diversi Gb/s. Anche la cifra di rumore ottenuta è ottima, pari a 3.8 dB e inferiore a quella del lavoro presentato nel precedente articolo, mentre il guadagno è di 10 dB.

In questo lavoro è stato inoltre progettato un trasformatore tensione-tensione grazie al quale l'effetto Miller, dannoso per il guadagno, è stato cancellato tramite la neutralizzazione della capacità gate-drain, come esposto in precedenza in [22]. Per ottenere questo il rapporto fra i parametri  $n$  e  $k$  del trasformatore deve essere pari al rapporto fra le capacità  $c_{gs}$  e  $c_{gd}$  cambiato di segno. Inoltre anche in questo caso è stato realizzato il matching integrato per quanto riguarda il rumore ed il guadagno, massimizzando così le prestazioni del circuito. Si riporta nel grafico seguente l'andamento della cifra di rumore e del guadagno di trasduttore nell'intorno dei 60 GHz. In conclusione gli autori fanno notare come la cifra di rumore sia la più bassa ottenuta in questa banda di frequenze, se comparata con altri lavori trovati in letteratura dalle

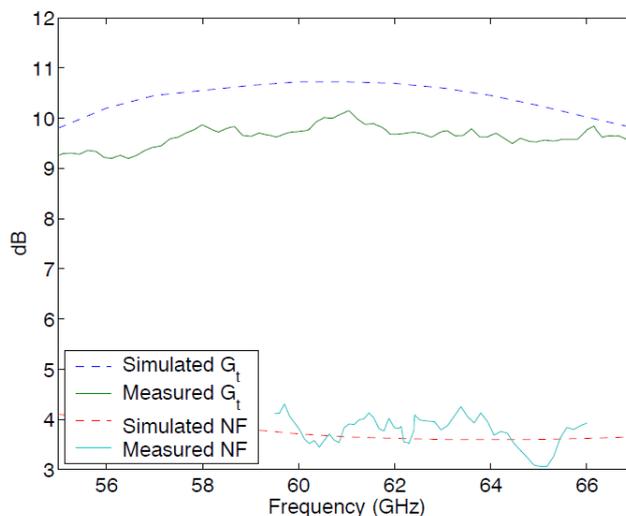


Figura 5.3: Guadagno di trasduttore e cifra di rumore del LNA da simulazione (post layout) e misurazione [21]

caratteristiche simili. Inoltre le misurazioni effettuate sono in stretto accordo con i risultati delle simulazioni post-layout.

### 5.1.3 60-GHz broadband LNA with weak interstage coupling

Nel terzo e ultimo articolo [23] qui preso in considerazione viene proposto un LNA realizzato in tecnologia CMOS 130 nm. Anche in questo caso il lavoro è incentrato principalmente sull'ottenimento di una risposta il più possibile piatta in banda, a seguito delle specifiche del sistema che utilizza una modulazione di tipo OFDM. L'architettura proposta è un common source bilanciato a 3 stadi. Ogni stadio è connesso con i successivi tramite un trasformatore appositamente studiato per garantire un miglior accoppiamento. Infatti, rispetto ad altri approcci come i collegamenti tramite reti LC o amplificatori distribuiti, che essendo a banda stretta non garantiscono le specifiche richieste, l'approccio con trasformatore consente di ottenere un accoppiamento migliore che non degradi troppo la piattezza in banda e le prestazioni del circuito. Il trade-off che è necessario affrontare è quello fra guadagno e ampiezza di banda, come mostrato nella figura seguente. L'amplificatore presenta tre stadi, tuttavia il terzo stadio è stato incluso per effettuare le misure, in un'architettura reale non è strettamente richiesto. La configurazione di ogni stadio come già accennato in precedenza è di tipo common source, che

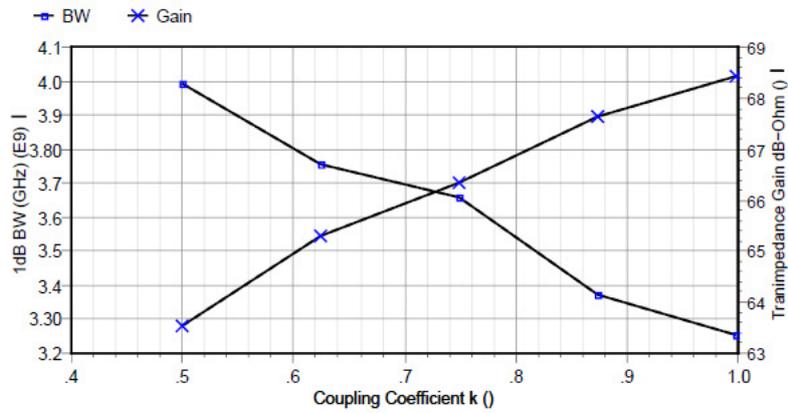


Figura 5.4: Trade-off fra guadagno e ampiezza di banda in funzione del fattore  $k$  del trasformatore[23]

è stata preferita rispetto al cascode a causa della bassa tensione di alimentazione (1.2 V) che sconsiglia l'impilamento di più transistor. Con il fine di ottenere il matching integrato di rumore e guadagno di potenza la topologia CS è stata modificata con l'aggiunta di un trasformatore di degenerazione sul source e sul gate, come mostrato in figura. Il circuito è stato progettato

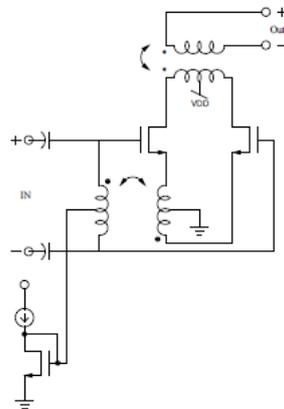


Figura 5.5: Stadio di ingresso del LNA che utilizza un trasformatore per ottenere il matching integrato di rumore e guadagno

tramite Cadence in tecnologia CMOS 130 nm e successivamente simulato per estrarne le prestazioni. Nelle figure seguenti si riportano la cifra di rumore e il guadagno di trasduttore del LNA. Come si può notare il ripple del guadagno in banda è inferiore a 0.8 dB, mentre la cifra di rumore si mantiene inferiore ai 4 dB. Si fa notare in conclusione che con la configurazione common source

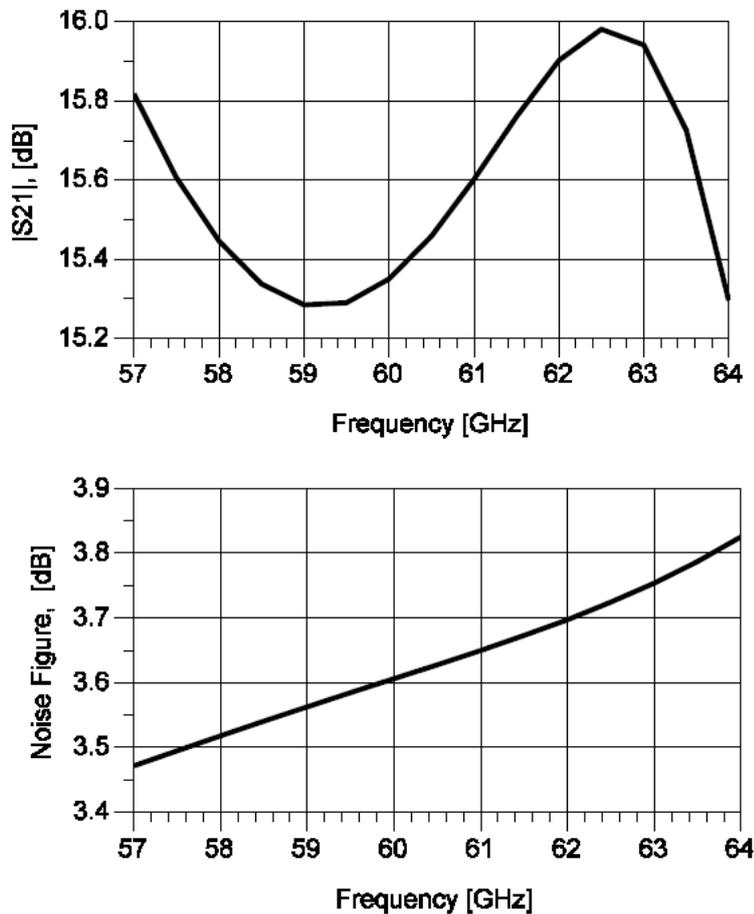


Figura 5.6: Guadagno e Cifra di rumore del LNA[23]

si ottengono dei valori di guadagno inferiori rispetto al cascode, a parità di numero di stadi. Ma poiché l'obiettivo principale in questo lavoro era quello di ottenere la piattezza di risposta in banda, la configurazione CS risulta migliore e le specifiche iniziali di progetto sono state ampiamente rispettate.

## 5.2 Progettazione LNA a singolo stadio single-ended a 60 GHz

Nella progettazione del LNA occorre tener presenti tutti i punti cardine evidenziati in precedenza: matching integrato, basso consumo di potenza e massimizzazione del guadagno. Elemento di novità rispetto all'approccio tradizionale è la possibilità di svincolarsi dal dover adattare l'impedenza di

ingresso ai canonici  $50 \Omega$ . Infatti data la progettazione simultanea nello stesso contesto di antenna integrata ed LNA, inizialmente l'LNA verrà progettato in modo da massimizzare il guadagno e minimizzare il rumore senza porre vincoli sulla terminazione di ingresso, e successivamente una volta noto il valore di tale impedenza ottima l'antenna potrà ridimensionata affinché presenti proprio tale valore. Con questo approccio è possibile ottenere il massimo delle prestazioni in termini di rumore e guadagno.

La prima versione qui proposta di LNA presenta un solo stadio con topologia *cascode single-ended*, ottimizzato per la riduzione del rumore. In questo caso si è voluto anche concentrare l'attenzione sul fattore consumo di potenza, piuttosto che sulle prestazioni in termini di guadagno, quindi i transistor utilizzati sono del tipo low leakage. La tensione di alimentazione è quella tipica di questo tipo di transistor, cioè  $1.2 \text{ V}$ . Grazie a questo basso valore di tensione di alimentazione è possibile contenere la potenza consumata. Lo schema elettrico semplificato è riportato nella figura seguente.

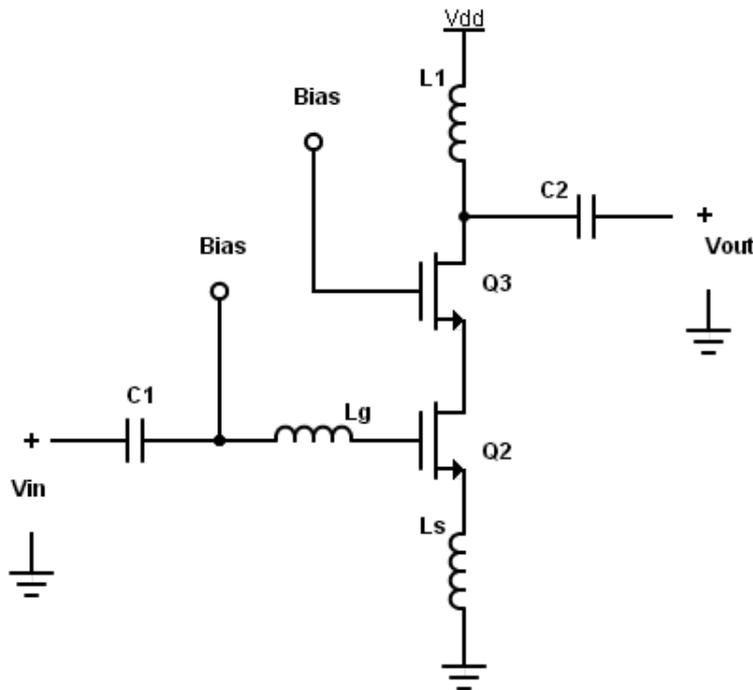


Figura 5.7: Schema elettrico semplificato del LNA ad uno stadio single-ended LL

I transistor NMOS sono polarizzati con densità di corrente prossima a quella ottima ( $0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}$ ) in modo da ottimizzare la cifra di rumore minima  $NF_{MIN}$ [19][20]. Con il fine di raggiungere il matching integrato la topologia

cascode è stata leggermente alterata con l'aggiunta di induttori di degenerazione sul source e sul gate. Per tener conto delle non idealità degli induttori sono stati utilizzati i risultati ottenuti in precedenza inserendo i parametri estratti dal simulatore elettromagnetico. Inoltre gli induttori sono stati dimensionati in modo da esser compresi nell'intervallo dei valori di induttanza ottenibili con la presente tecnologia, come mostrato nei capitoli precedenti. Il guadagno di trasduttore risulta superiore a 11 dB, mentre la cifra di rumore inferiore a 5 dB. La banda a - 3 dB dell'amplificatore è di circa 6 GHz. Nei grafici seguenti sono mostrati guadagno di trasduttore, guadagno di potenza disponibile, cifra di rumore e cifra di rumore minima.

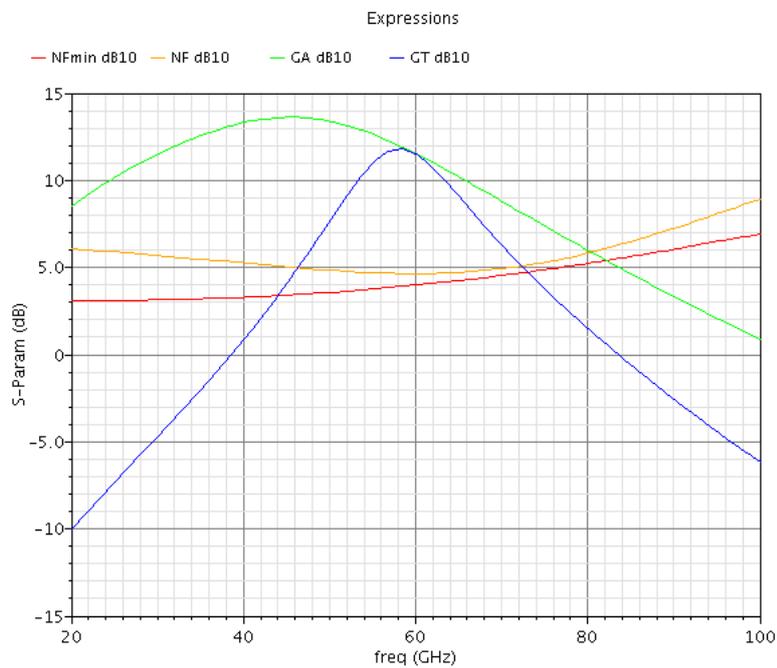


Figura 5.8: Guadagni e cifra di rumore del LNA singolo stadio single-ended

In figura 5.9 seguente vengono mostrati i cerchi equi-GA ed qui-noise dell'amplificatore. Il matching integrato si ottiene nell'intersezione fra i due cerchi a minima cifra di rumore e massimo guadagno di potenza disponibile. Nella realtà non è stato possibile ottenere un perfetto matching integrato, data la divergenza dei centri delle due circonferenze, ma è comunque possibile fissare un guadagno disponibile leggermente inferiore a quello massimo ed ottenere la minima cifra di rumore, oppure viceversa.

L'impedenza ottima per il rumore sarebbe intorno ai 125  $\Omega$ , mentre quella ottima per il guadagno circa 50  $\Omega$ . Secondo lo studio presentato in [20] è

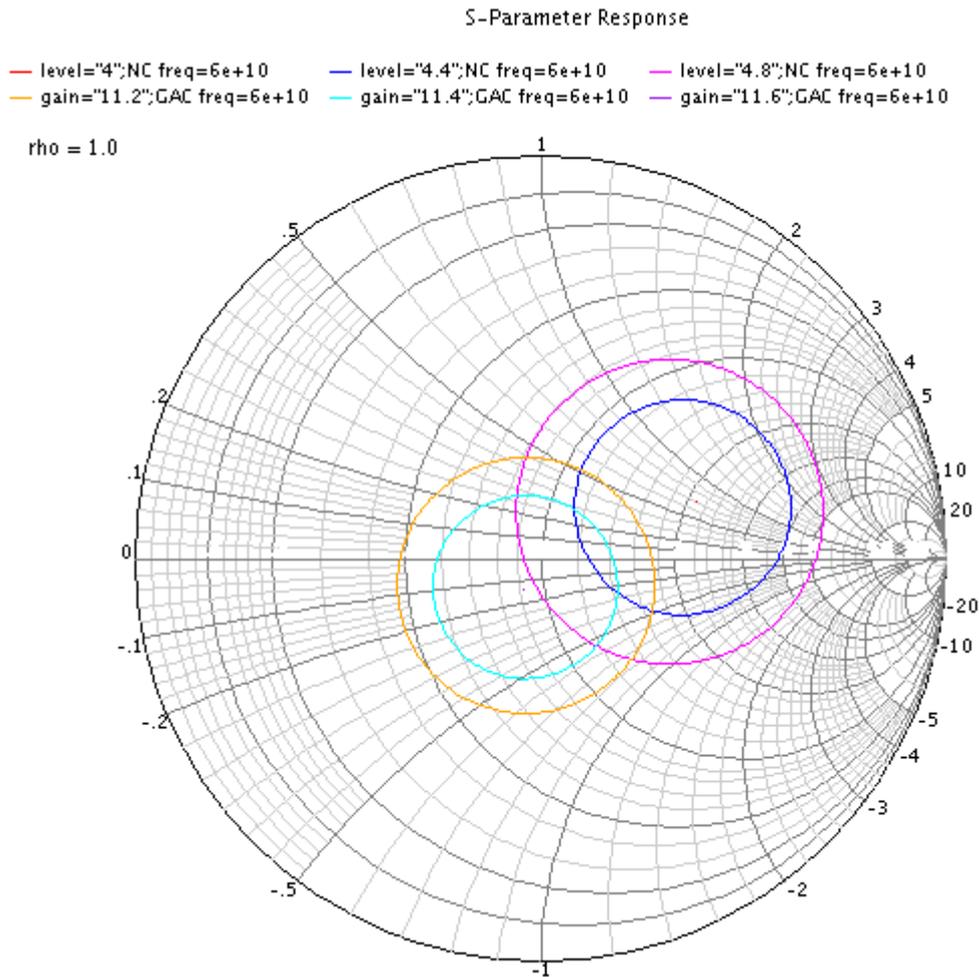


Figura 5.9: Cerchi equi-noise ed equi-GA del LNA singolo stadio

teoricamente possibile cambiare il valore dell'impedenza ottima per il rumore dimensionando opportunamente gli induttori di degenerazione sul gate e sul source, ottenendo così un perfetto *matching integrato*. In realtà questo è vero a frequenze più basse (intorno a qualche GHz), nel nostro caso ciò non è attuabile poiché a 60 GHz i transistor utilizzati cominciano a presentare effetti parassiti estremamente complessi di cui lo studio teorico non può tener conto. Un buon compromesso è stato comunque ottenuto imponendo una impedenza di sorgente di  $75 \Omega$ , che consente di ottenere un guadagno di trasduttore di circa 11.4 dB ed una cifra di rumore inferiore ai 5 dB in una banda di frequenze di 6 GHz centrata intorno ai 60 GHz. Si riportano di seguito anche i grafici dei parametri S dell'amplificatore.

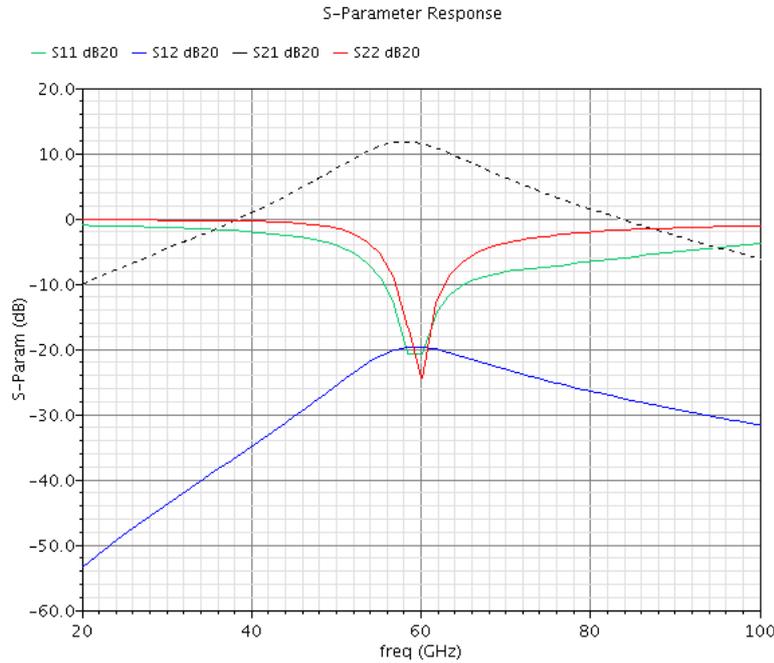


Figura 5.10: Parametri S del LNA a singolo stadio single-ended

Sono state effettuate anche analisi sul comportamento per grandi segnali e sulla dinamica del LNA. Il punto di compressione a - 1 dB risulta di - 21 dBm, mentre il punto IIP3 risulta di circa - 2 dBm. Tali risultati sono conformi con le specifiche contenute negli standard [1] [2] [3]. Nei grafici in figura 5.11 sono mostrate le potenze di uscita in funzione di quella di ingresso. Il consumo di potenza del circuito presentato è inferiore a 3 mW.

$$P_{LNA} = V_{DD} \cdot I_{DD} = 1.2 \cdot 2.0625 \cdot 10^{-3} = 2.475 \text{ mW}$$

Esso risulta sicuramente fra i maggiori vantaggi del LNA a singolo stadio. Infatti in letteratura è ricorrente il valore di 10 mW/stadio per la potenza consumata dagli LNA. Questo ottimo risultato è stato ottenuto grazie alla bassa tensione di alimentazione dei transistor utilizzati e ad un dimensionamento iniziale che ha favorito il ridotto consumo di potenza piuttosto che un maggiore guadagno di potenza disponibile, target che avrebbe richiesto una polarizzazione dei transistor con una densità di corrente maggiore.

Allo schema single-ended presentato può essere aggiunto un secondo stadio differenziale per aumentare il guadagno complessivo del LNA.

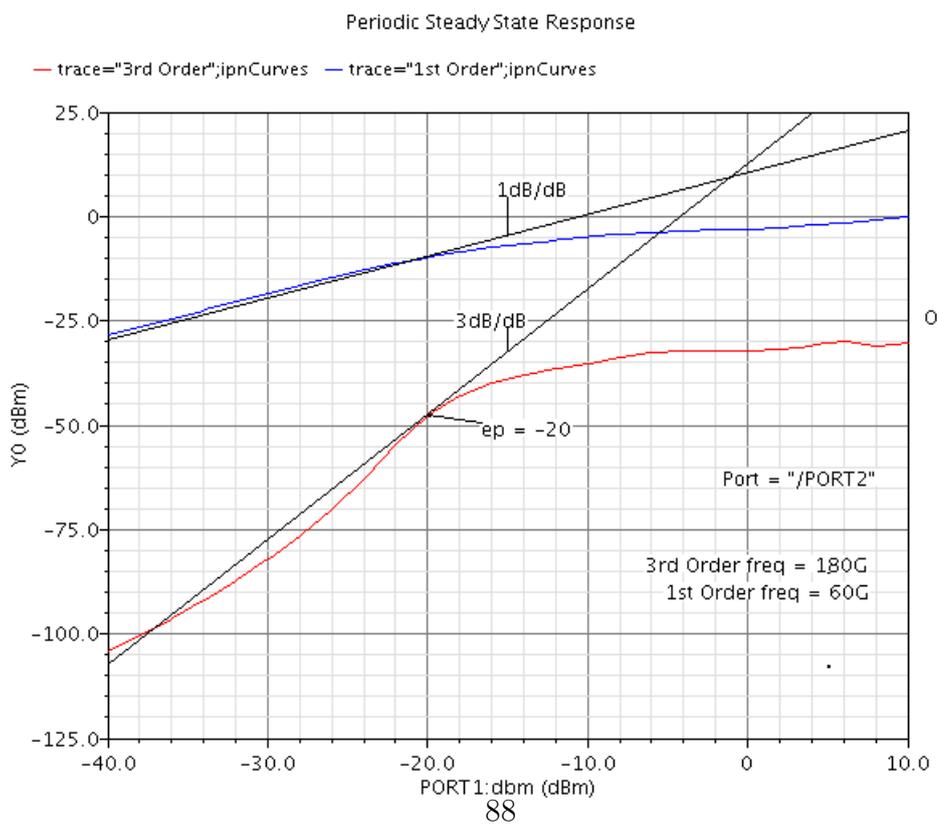
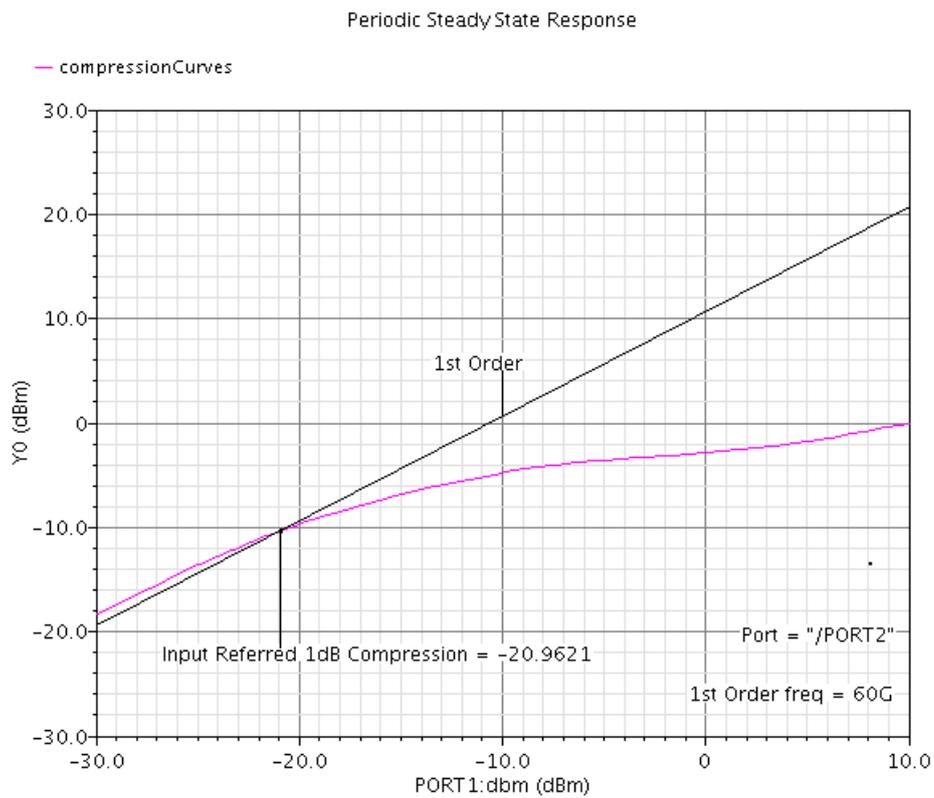


Figura 5.11: Punto di compressione ad 1 dB e IIP3 del LNA singolo stadio single-ended

### 5.3 Progettazione LNA differenziale a due stadi a 60 GHz

Per incrementare le prestazioni ottenute con il circuito appena esposto, si è progettato una seconda versione di LNA a due stadi con uscita differenziale. Il primo stadio è sostanzialmente identico a quello presentato in precedenza, quindi *single-ended* ed ottimizzato per il rumore. A questo è stato aggiunto un secondo stadio differenziale, dimensionato appositamente per massimizzare il guadagno di potenza. L'elemento di accoppiamento fra i due stadi è il trasformatore *balun* dimensionato in precedenza con il simulatore elettromagnetico. La presenza del gruppo  $L_q - C_q$ , che risuona alla frequenza centrale di 60 GHz, elimina l'esigenza di un ulteriore transistor impilato consentendo così la corretta polarizzazione della coppia differenziale anche con un valore basso di tensione di alimentazione. Per contro l'utilizzo di un gruppo risonante riduce leggermente la banda. Lo schema elettrico semplificato è mostrato in figura.

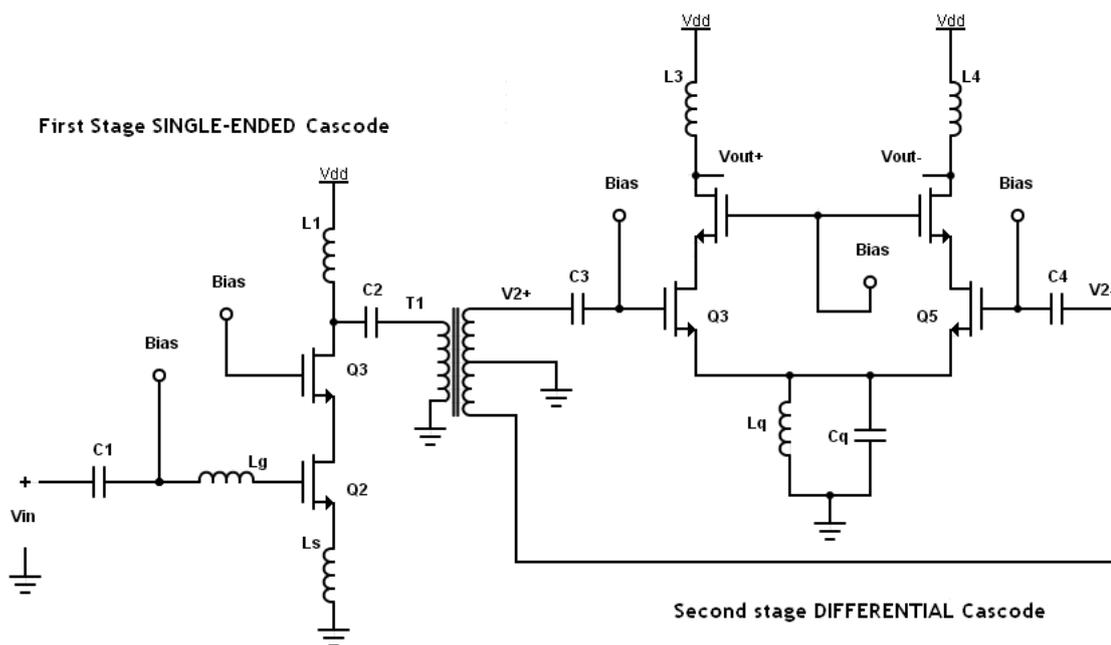


Figura 5.12: Schema elettrico semplificato del LNA a due stadi con uscita differenziale

Il guadagno di trasduttore complessivo risulta di 22.36 dB, con una banda a - 3 dB di 5 GHz nell'intorno dei 60 GHz. La cifra di rumore si mantiene intorno ai 5 dB, leggermente superiore rispetto a quella del primo LNA pre-

sentato. Nelle seguenti figure si mostrano il guadagno e la cifra di rumore ottenuti con il dimensionamento finale del circuito.

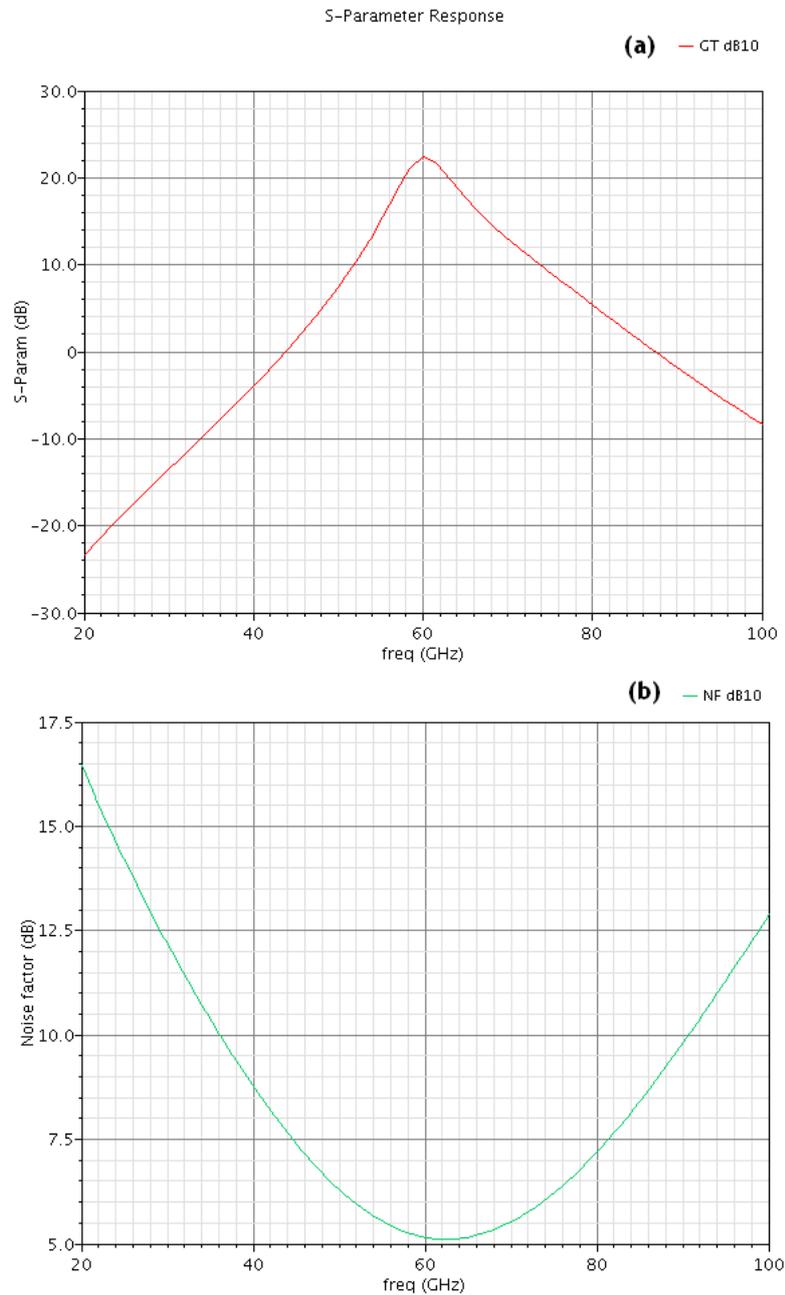


Figura 5.13: (a) Guadagno di trasduttore  $G_T$ , (b) Cifra di Rumore  $NF$  del LNA a due stadi con uscita differenziale

Le prestazioni in termini di guadagno sono dunque aumentate con l'aggiunta del secondo stadio, senza intaccare apprezzabilmente la cifra di rumore. Per quanto riguarda la potenza dissipata abbiamo un risultato eccellente:

$$P_{LNA2} = V_{DD} \cdot I_{DD2} = 1.2 \cdot 7.5 \cdot 10^{-3} = 9 \text{ mW}$$

E' stato possibile ottenere un valore di potenza consumata così ridotto grazie alla bassa tensione di alimentazione e all'utilizzo dei transistor *low leakage*, riuscendo comunque ad ottenere delle prestazioni del tutto comparabili con quelle che si potrebbero ottenere in tecnologia CMOS SOI.

Si riassumono in conclusione tutti i risultati ottenuti con i due schemi di LNA proposti nella seguente tabella.

	LNA 1 stadio single-ended	LNA due stadi differenziale
$G_T$ @ 60 GHz	11.46 dB	22.36 dB
Banda a - 3 dB	8 GHz	5 GHz
$NF$ @ 60 GHz	4.69 dB	5.13 dB
Potenza dissipata	2.475 mW	9 mW

Per confronto si riportano anche i risultati del lavoro presentato in [8], ottenuti con tecnologia CMOS SOI 65 nm.

	[8] 2-stage cascode SOI	Presente lavoro 2-stage cascode
$G_T$ @ 60 GHz	22.8 dB	22.36 dB
$NF$ @ 60 GHz	4.86 dB	5.13 dB
Potenza dissipata	26 mW	9 mW

## 5.4 Dimensionamento dell'antenna a dipolo per il matching dell'impedenza

Il passo finale della progettazione simultanea di antenna integrata ed LNA consiste nel adattare l'impedenza di antenna a quella ottima trovata durante lo studio del LNA, la quale consente di ottenere le massime prestazioni in termini di guadagno e rumore svincolandosi dal tradizionale valore di  $50 \Omega$ . Nel nostro caso l'impedenza ottima è pari a  $75 \Omega$ . Per prima cosa occorre ridimensionare opportunamente il gap fra i conduttori della linea CPS per ottenere che l'impedenza caratteristica della linea sia di valori uguale a quella ottima del LNA. Si ripropone dunque di seguito il grafico dell'impedenza caratteristica della linea CPS in funzione del gap fra i conduttori.

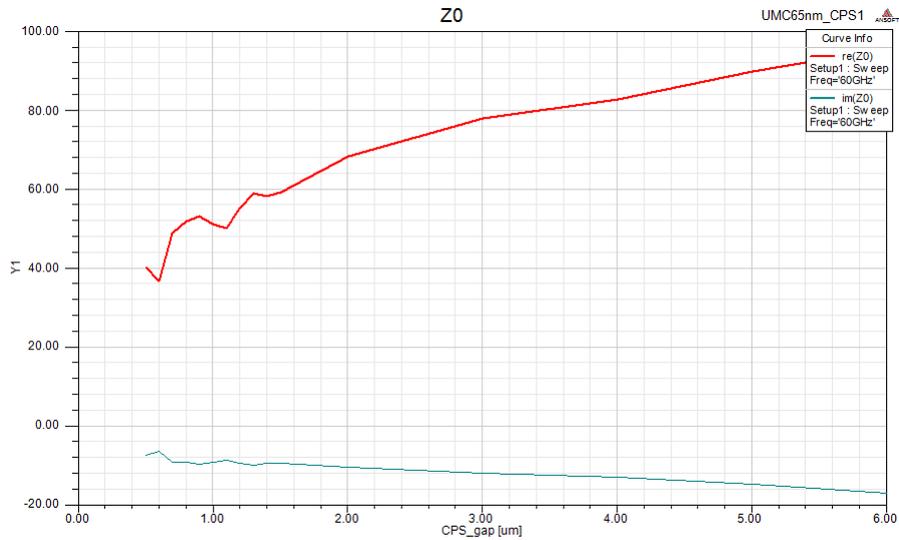


Figura 5.14: Impedenza caratteristica della linea CPS in funzione del gap fra i conduttori

Dal grafico si evince che per ottenere il valore di  $75 \Omega$  occorre imporre un gap fra i conduttori di  $2.4 \mu m$ , mentre il valore precedentemente impostato era  $1.1 \mu m$ . La linea CPS risulta quindi adattata alla nuova impedenza caratteristica. Sono state poi effettuate alcune simulazioni parametriche per il tuning della risonanza dell'intera struttura, modificando anche le altre dimensioni geometriche del dipolo come la lunghezza dei bracci e della linea di alimentazione. I valori finali che consentono di ottenere l'impedenza di antenna desiderata sono i seguenti:

- CPS gap:  $2.4 \mu m$
- CPS lenght:  $535 \mu m$
- Dipole arm width:  $12 \mu m$
- Dipole arm lenght:  $555 \mu m$

Una volta dimensionata l'antenna affinché presenti l'impedenza desiderata è possibile andare a verificare le prestazioni della nuova struttura irradiante. Il coefficiente di riflessione  $S_{11}$  dell'antenna finale dimensionata per i  $75 \Omega$  è riportato in figura 5.15.

Le prestazioni dell'antenna in termini di adattamento sono leggermente ridotte, il picco negativo è di  $-14$  dB anziché  $-16$  dB e anche la banda a  $-10$  dB è passata da oltre  $11$  GHz a  $8.3$  GHz. In ogni caso ciò non compromette significativamente la possibilità di impiego dell'antenna. Per quanto riguarda

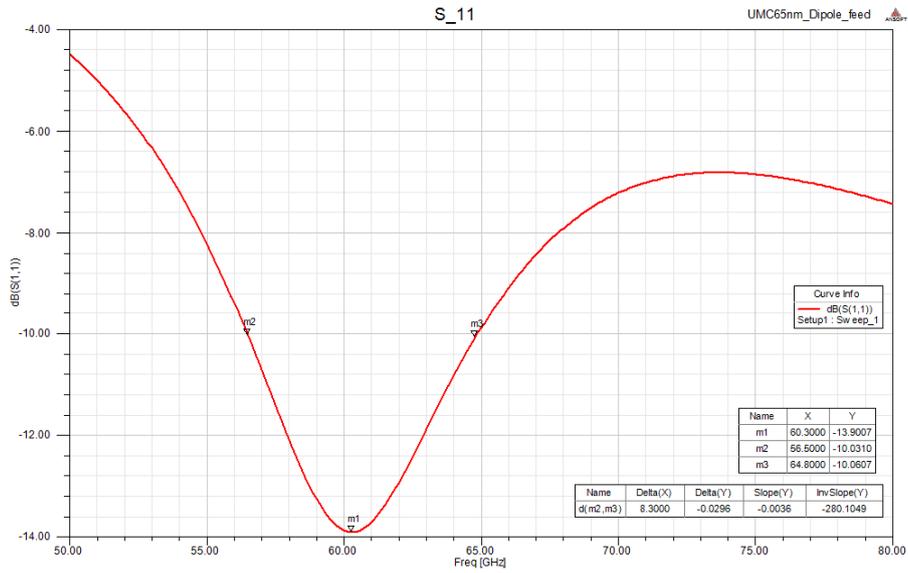


Figura 5.15:  $S_{11}$  dell'antenna a dipolo dimensionata a  $75 \Omega$

il guadagno c'è addirittura un leggero aumento, si passa da  $-2.26$  dBi a  $-1.76$  dBi, come riportato nei diagrammi di irradiazione. L'efficienza di radiazione aumenta dal 34 & fino al 38.15 %.

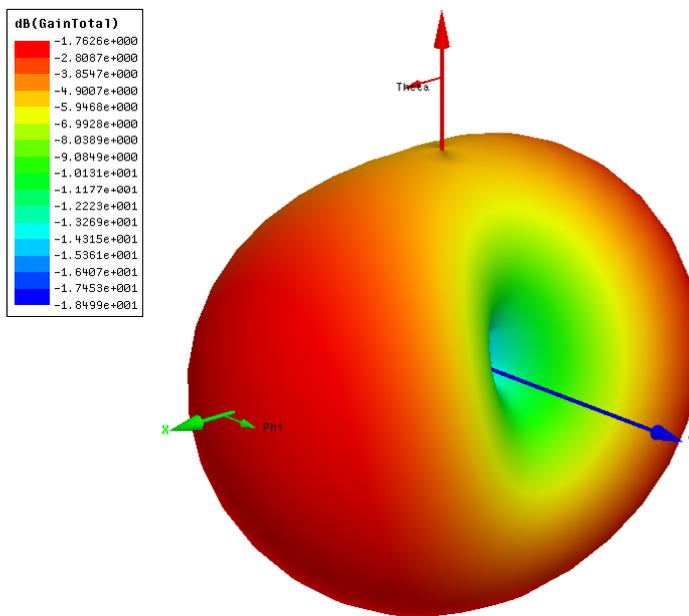


Figura 5.16: Diagramma di irradiazione polare dell'antenna a dipolo a  $75 \Omega$

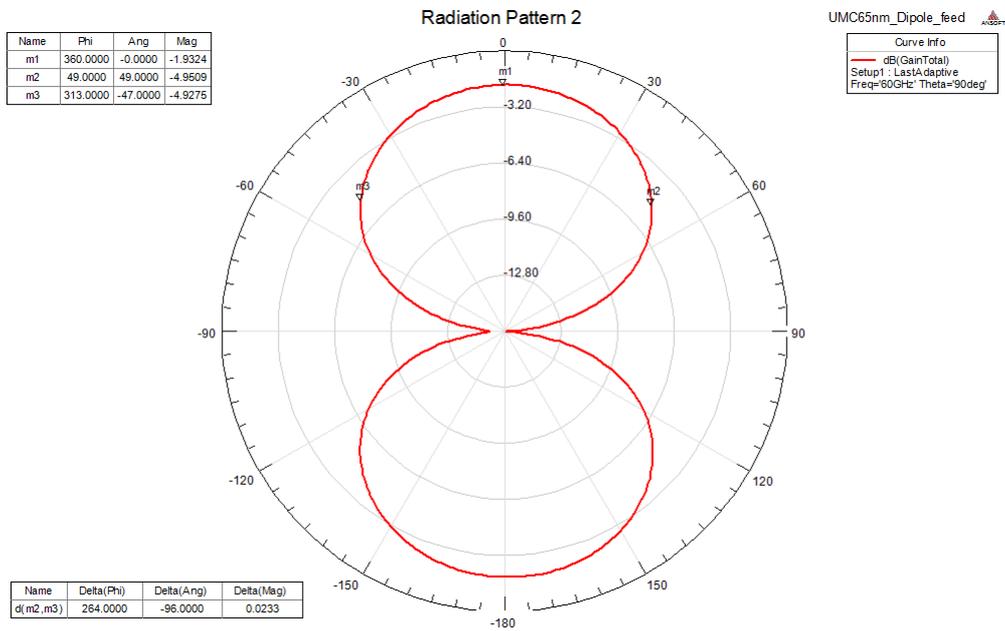


Figura 5.17: Diagramma di irradiazione nel piano orizzontale dell'antenna a dipolo dimensionata a  $75 \Omega$

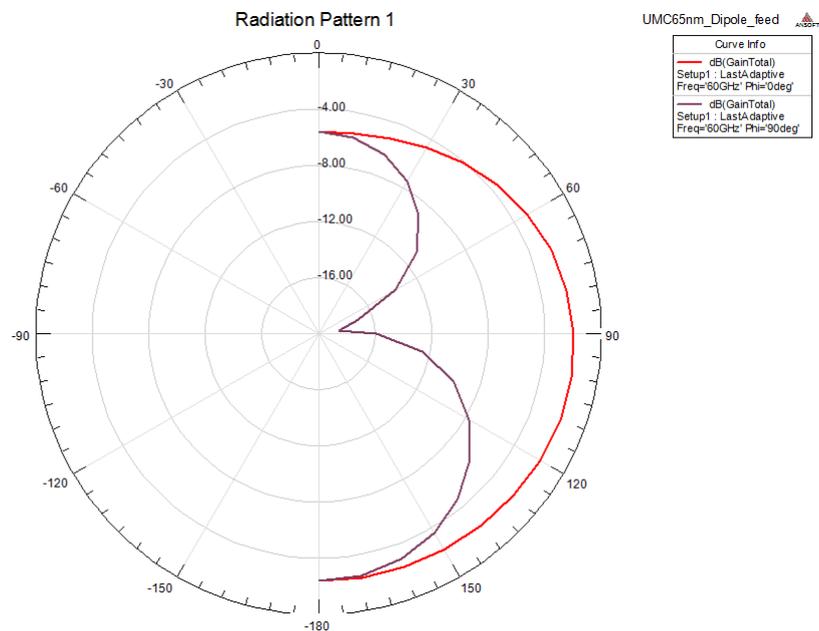


Figura 5.18: Diagramma di irradiazione nei piani verticali (rosso  $xz$ , viola  $yz$ ) dell'antenna a dipolo dimensionata a  $75 \Omega$

Si riporta di seguito anche l'impedenza d'antenna normalizzata a  $75 \Omega$ . Come si nota dal grafico l'impedenza si mantiene al 90 % del valore nominale in una banda di 3.9 GHz intorno alla frequenza centrale.

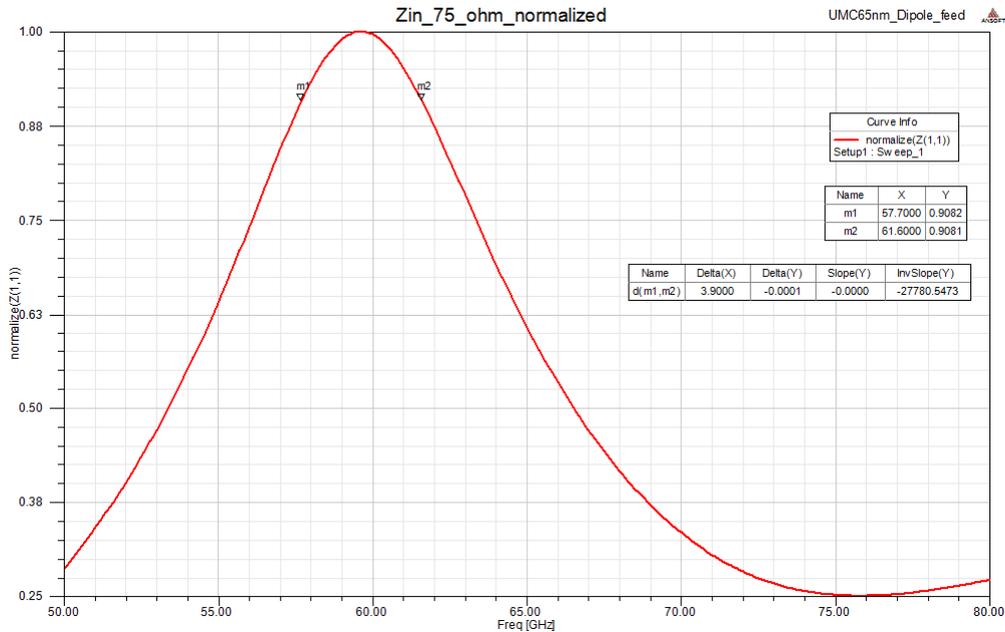


Figura 5.19: Impedenza normalizzata a  $75 \Omega$  dell'antenna a dipolo

I parametri finali dell'antenna a dipolo sono riassunti nella seguente tabella. Si fa notare che l'occupazione di area è la stessa poiché le dimensioni dell'antenna sono aumentate in maniera trascurabile, e dunque ciò non influisce sullo studio effettuato in precedenza per determinare l'area da lasciar libera nello spazio intorno alla struttura radiante vera e propria.

	Dipolo $50 \Omega$	Dipolo $75 \Omega$
Guadagno max	- 2.26 dBi	- 1.76 dBi
Banda ( $S_{11} < -10dB$ )	11.2 GHz	8.3 GHz
Efficienza di radiazione	34.2 %	38.15 %
Area occupata	2.89 $mm^2$	2.89 $mm^2$

In conclusione le prestazioni dell'antenna dimensionata a  $75 \Omega$  non risultano troppo diverse da quelle precedenti. I due blocchi principali del front-end di ricezione sono stati dunque progettati simultaneamente e risultano adattati ad un'impedenza che consente di ottenere le migliori prestazioni possibili in termini di guadagno e di rumore.

# Capitolo 6

## Conclusioni

Il presente lavoro di tesi ha avuto come obiettivo lo studio di fattibilità di un front-end di ricezione operante nel campo delle onde millimetriche, alla frequenza di 60 GHz. Oggetto di studio sono stati antenna e LNA, entrambi integrati in silicio con la tecnologia UMC CMOS 65nm. La possibilità di analizzare e progettare nello stesso contesto questi due blocchi insieme ha portato il notevole beneficio di potersi svincolare dall'adattamento di impedenza ai 50  $\Omega$  tradizionali, potendosi così concentrare sull'ottenimento delle migliori prestazioni a prescindere dal valore dell'impedenza di ingresso.

Il progetto dell'antenna è stato effettuato basandosi sul simulatore elettromagnetico HFSS. Il passo iniziale è stato lo studio del processo tecnologico CMOS, che ha consentito di adattare l'ambiente di simulazione alle caratteristiche proprie della tecnologia utilizzata. Successivamente è stato affrontato uno studio dello stato dell'arte per quanto riguarda le antenne integrate nel campo delle onde millimetriche, allo scopo di acquisire conoscenza delle prestazioni ottenibili e delle metodologie giuste di progetto. Sono state poi progettate due tipologie di strutture radianti, l'antenna a dipolo e la Planar inverted F antenna (PIFA). L'antenna a dipolo presenta un guadagno massimo di circa - 2 dBi, un'efficienza di radiazione del 34 % e un angolo di apertura di 96° nel piano contenente la direzione di massima propagazione. Una breve analisi energetica del link budget ha evidenziato la possibilità di utilizzare le antenne progettate per almeno un paio di applicazioni: WiNoC per *system on-chip* e trasferimento dati a larga banda fa dispositivi mobili. Alcune considerazioni di carattere tecnologico hanno portato alla conclusione che la seconda applicazione sia la più idonea, benché si possa pensare di utilizzare le antenne presentate anche per la prima.

Lo studio del LNA è stato effettuato tramite CADENCE, evidenziando due possibili soluzioni topologiche. La prima soluzione è ad un solo stadio *single-ended*, presenta una cifra di rumore di 4.7 dB ed un guadagno di tra-

sduttore di 11 dB. Il secondo LNA presenta due stadi, il primo dei quali single-ended ottimizzato per il rumore, il secondo differenziale e dimensionato per massimizzare il guadagno. La cifra di rumore complessiva è di 5.13 dB, il guadagno di 22 dB. Il consumo di potenza del LNA a due stadi è inferiore ai 10 mW.

Infine è stato riaffrontato il dimensionamento dell'antenna a dipolo per adattare l'impedenza di ingresso a quella ottima ottenuta con lo studio del LNA. Le prestazioni riscontrate con la nuova versione dell'antenna sono del tutto comparabili con quelle precedenti, e concludono così il dimensionamento dell'intero front-end di ricezione.

Nel complesso i risultati ottenuti sono molto incoraggianti, in quanto del tutto comparabili a quanto riscontrabile in letteratura, nonostante sia stata utilizzata una tecnologia CMOS bulk tradizionale anziché una CMOS SOI, più indicata per la progettazione a radio frequenza. Lo studio effettuato ha dimostrato come gli svantaggi derivanti dall'uso di un substrato non ad alta resistività possono essere ridotti con opportuni accorgimenti in fase di progettazione. Inoltre è stato dimostrato come una tecnologia di tipo CMOS bulk possa essere utilizzata per i sistemi wireless nel campo delle onde millimetriche nei casi in cui l'applicazione non richieda prestazioni eccelse in termini di distanza di copertura ed efficienza di radiazione, ma piuttosto il cui target sia un basso consumo di potenza e la ridotta occupazione di area.

# Appendice: Glossario

Si riportano per uniformità con il manuale del simulatore le definizioni di alcune grandezze importanti riguardo le antenne, in modo da aver ben chiaro cosa si intende con i seguenti termini.

*Potenza incidente:* è definita come la potenza entrante in ingresso ai terminali dell'antenna in condizione di adattamento complesso coniugato. Nel caso in cui l'antenna sia alimentata attraverso una linea di trasmissione con un'impedenza caratteristica reale questo equivale a porre nullo il coefficiente di riflessione  $S_{11}$ .

$$P_{inc} = P_{acc}|_{S_{11}=0}$$

*Potenza accettata:* è definita come la potenza (media temporale) in ingresso ai terminali dell'antenna. Nella seguente formula con  $A$  si intende la sezione della porta attraverso la quale si alimenta l'antenna.

$$P_{acc} = \Re \int_A E \times H^* ds$$

Nel caso in cui il coefficiente di riflessione non sia nullo, la potenza accettata è una frazione di quella incidente.

$$P_{acc} = |a|^2 \cdot (1 - |S_{11}|^2)$$

$$P_{acc} \leq P_{inc}$$

*Potenza irradiata:* è definita come la potenza irradiata dall'antenna, calcolata attraverso una superficie di irradiazione  $S$  che include la struttura radiante (radiation boundary). Tale superficie per ottenere risultati conformi con la realtà fisica deve essere distante un quarto della lunghezza d'onda da ogni superficie radiante dell'antenna.

$$P_{rad} = \Re \int_S E \times H^* ds$$

Nel caso in cui l'antenna presenta una resistenza di perdita non nulla, la potenza irradiata è una frazione della potenza accettata.

$$P_{acc} = P_{rad} + P_{dis}$$

*Vettore di Poynting*: è definito come prodotto vettoriale fra il campo elettrico ed il campo magnetico (preceduto dal coefficiente di un mezzo se si considerano i valori di picco di tali grandezze):

$$S = \frac{1}{2} E \times H^* \left[ \frac{W}{m^2} \right]$$

In campo lontano essendo l'onda approssimabile come un'onda sferica localmente piana il vettore di Poynting assume la seguente espressione:

$$S = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0}$$

Dove  $\eta_0$  è l'impedenza caratteristica del vuoto, pari a  $120\pi \Omega$ .

*Intensità di radiazione*: è la potenza irradiata dall'antenna per unità di angolo solido [W/steradiante] in una data direzione. In campo lontano coincide con il vettore di poynting moltiplicato per il quadrato della distanza.

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0} r^2$$

*Direttività*: rapporto fra l'intensità di radiazione dell'antenna in una data direzione e l'intensità di radiazione dell'antenna isotropica, ovvero una antenna ideale che irradia allo stesso modo in tutte le direzioni.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}/4\pi} = \frac{S(\theta, \varphi)}{P_{rad}/4\pi r^2}$$

La direttività può essere espressa in dBi.

$$G(\theta, \phi)|_{dB} = 10 \log \frac{S(\theta, \varphi)}{P_{acc}/4\pi r^2}$$

Poiché la direttività è una grandezza riferita all'antenna isotropica, è opportuno esprimerla in dBi anziché in dB, anche se sostanzialmente si tratta della stessa unità di misura adimensionale.

*Guadagno*: rapporto fra l'intensità di radiazione dell'antenna in una data direzione e l'intensità di radiazione dell'antenna isotropica che tiene conto anche della resistenza di perdita dell'antenna, poiché anziché la potenza irradiata nel computo viene utilizzata la potenza accettata:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{acc}/4\pi} = \frac{S(\theta, \varphi)}{P_{acc}/4\pi r^2}$$

Il guadagno comprende quindi anche l'efficienza di radiazione, e coincide con la direttività solo nel caso in cui l'antenna non presenta perdite, altrimenti è sempre inferiore.

$$G(\theta, \phi) \leq D(\theta, \phi)$$

Il guadagno può essere espresso in dBi.

$$G(\theta, \phi)|_{dB} = 10 \log \frac{S(\theta, \varphi)}{P_{acc}/4\pi r^2}$$

Poiché anche il guadagno di antenna è una grandezza riferita all'antenna isotropica, è opportuno esprimerlo in dBi anziché in dB.

*Efficienza di radiazione:* rapporto fra la potenza irradiata e la potenza accettata. Da una misura dell'entità della resistenza di perdita dell'antenna:

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{acc}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}}$$

$$e_{rad} \leq 1$$

Possiamo a questo punto scrivere la relazione che lega guadagno, direttività ed efficienza di radiazione:

$$G = \frac{U}{P_{acc}/4\pi} \cdot \frac{P_{rad}}{P_{rad}} = \frac{U}{P_{rad}/4\pi} \cdot \frac{P_{rad}}{P_{acc}} = D \cdot e_{rad}$$

# Elenco delle figure

1.1	Banda non licenziata nell'intorno dei 60 GHz . . . . .	6
1.2	Attenuazione atmosferica in dB/km in funzione della frequenza e dell'altitudine (A: livello del mare, B: 4 km di altitudine)	7
1.3	Architettura Newtork on Chip . . . . .	9
1.4	Link energy pJ/bit vs distance in mm . . . . .	10
1.5	Theory-based BER comparison of BPSK, ASK/FSK, and non-coherent ASK modulation . . . . .	15
1.6	Tensione di alimentazione e tensione di soglia $V_T$ dei transistor disponibili nella tecnologia UMC CMOS 65 nm . . . . .	18
2.1	Ambiente di lavoro HFSS per la simulazione elettromagnetica	21
2.2	Semplificazione dello stack del processo CMOS 65 nm . . . . .	24
2.3	Sezione del processo CMOS 130 nm utilizzato, e vista dall'alto dell'antenna IFA integrata[6] . . . . .	26
2.4	$S_{11}$ simulato in presenza di wafer con retro metallizzato (verde), simulato in assenza di wafer metallizzato (rosso) e misurato (blu) [6] . . . . .	27
2.5	Meandered Dipole Antenna in CMOS 130 nm technology [6] .	28
2.6	Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo simulato in presenza di wafer con retro metallizzato (verde), simulato in assenza di wafer metallizzato (rosso) e misurato (blu) [6] . . . .	28
2.7	Interdigitated dipole antenna with balun . . . . .	29
2.8	Simulated S11 and radiation pattern of the interdigitated antenna [13] . . . . .	30
2.9	Dipolo con CPS top-view [8] . . . . .	31
2.10	Diagramma di irradiazione dell'antenna a dipolo con CPS [8] .	32
3.1	Coplanar strip line . . . . .	34
3.2	Impedenza caratteristica della linea CPS in funzione del gap fra i conduttori . . . . .	35
3.3	Impedenza caratteristica in funzione della frequenza, con parametro lunghezza della linea CPS (da da 536 $\mu m$ a 554 $\mu m$ ) .	36

3.4	$S_{11}$ della linea CPS in funzione della frequenza . . . . .	37
3.5	Coplanar Wave Guide top-view . . . . .	37
3.6	Impedenza caratteristica della linea CPW in funzione del gap fra i conduttori . . . . .	38
3.7	Voltage Standing Wave Ratio della linea CPW dimensionata .	38
3.8	Induttore ottagonale integrato . . . . .	39
3.9	Induttanza in funzione della frequenza, con parametri larghez- za delle piste e raggio della struttura . . . . .	40
3.10	Fattore di qualità in funzione della frequenza e dello spessore delle piste per un raggio della struttura di $30 \mu m$ . . . . .	40
3.11	Fattore di qualità in funzione della frequenza e dello spessore delle piste per un raggio della struttura di $35 \mu m$ . . . . .	41
3.12	Modello a parametri concentrati di un induttore integrato in silicio . . . . .	42
3.13	Parte reale dell'impedenza dell'induttore ottagonale . . . . .	42
3.14	Trasformatore <i>stacked balun</i> . . . . .	43
3.15	Valori di induttanza del primario e del secondario dello stacked balun . . . . .	44
3.16	Planar Balun . . . . .	45
3.17	Induttanza del primario e del secondario del trasformatore Planar Balun . . . . .	46
3.18	Fattore di qualità del primario e del secondario del trasforma- tore Planar Balun . . . . .	47
3.19	Antenna a dipolo alimentata con linea CPS . . . . .	48
3.20	Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo alimentata con linea CPS . . . . .	49
3.21	Diagramma polare d'irradiazione dell'antenna a dipolo con CPS	50
3.22	Diagramma d'irradiazione nel piano orizzontale $xy$ dell'anten- na a dipolo con CPS . . . . .	50
3.23	Diagramma di irradiazione nei piani verticali (in blu $yz$ , in rosso $xz$ ) dell'antenna a dipolo con CPS . . . . .	51
3.24	Guadagno nella direzione di massimo in funzione della fre- quenza e della resistività del substrato . . . . .	51
3.25	Guadagno nella direzione di massimo in funzione della fre- quenza e dello spessore del substrato . . . . .	52
3.26	Folded Planar Inverted F Antenna . . . . .	53
3.27	Coefficiente di riflessione dell'antenna PIFA folded . . . . .	54
3.28	Diagramma polare d'irradiazione dell'antenna PIFA folded . .	55
3.29	Diagramma d'irradiazione nel piano orizzontale $xy$ dell'anten- na PIFA folded . . . . .	56

3.30	Diagramma d'irradiazione nei piani verticali (in blu $yz$ , in rosso $xz$ ) dell'antenna PIFA folded . . . . .	56
3.31	Regioni di campo di una antenna [15] . . . . .	58
3.32	Path Gain di un collegamento in campo vicino . . . . .	61
3.33	Diagrammi di irradiazione in campo vicino e campo lontano . . . . .	62
3.34	Coefficiente di riflessione dell'antenna a dipolo in presenza di elementi interferenti . . . . .	65
3.35	Efficienza di irradiazione del dipolo in funzione della distanza degli elementi interferenti . . . . .	66
3.36	Guadagno del dipolo in funzione della distanza degli elementi interferenti . . . . .	66
3.37	Coefficiente di riflessione e impedenza d'ingresso dell'antenna PIFA in presenza di elementi interferenti . . . . .	68
3.38	Efficienza di radiazione e guadagno dell'antenna PIFA in funzione della distanza degli elementi interferenti . . . . .	69
3.39	Top view dell'antenna PIFA con gli elementi interferenti alla distanza limite proposta . . . . .	70
4.1	Distanza di copertura collegamento wireless in funzione della cifra di rumore e della potenza di trasmissione per l'antenna a dipolo . . . . .	73
4.2	Distanza di copertura collegamento wireless in funzione della cifra di rumore e della potenza di trasmissione per l'antenna PIFA . . . . .	75
5.1	Schema semplificato del LNA a due stadi cascode single-ended . . . . .	78
5.2	Guadagno di trasduttore e cifra di rumore del LNA [18] . . . . .	79
5.3	Guadagno di trasduttore e cifra di rumore del LNA da simulazione (post layout) e misurazione [21] . . . . .	81
5.4	Trade-off fra guadagno e ampiezza di banda in funzione del fattore $k$ del trasformatore[23] . . . . .	82
5.5	Stadio di ingresso del LNA che utilizza un trasformatore per ottenere il matching integrato di rumore e guadagno . . . . .	82
5.6	Guadagno e Cifra di rumore del LNA[23] . . . . .	83
5.7	Schema elettrico semplificato del LNA ad uno stadio single-ended LL . . . . .	84
5.8	Guadagni e cifra di rumore del LNA singolo stadio single-ended . . . . .	85
5.9	Cerchi equi-noise ed equi-GA del LNA singolo stadio . . . . .	86
5.10	Parametri S del LNA a singolo stadio single-ended . . . . .	87
5.11	Punto di compressione ad 1 dB e IIP3 del LNA singolo stadio single-ended . . . . .	88

5.12	Schema elettrico semplificato del LNA a due stadi con uscita differenziale . . . . .	89
5.13	(a) Guadagno di trasduttore $G_T$ , (b) Cifra di Rumore $NF$ del LNA a due stadi con uscita differenziale . . . . .	90
5.14	Impedenza caratteristica della linea CPS in funzione del gap fra i conduttori . . . . .	92
5.15	$S_{11}$ dell'antenna a dipolo dimensionata a $75 \Omega$ . . . . .	93
5.16	Diagramma di irradiazione polare dell'antenna a dipolo a $75 \Omega$	93
5.17	Diagramma di irradiazione nel piano orizzontale dell'antenna a dipolo dimensionata a $75 \Omega$ . . . . .	94
5.18	Diagramma di irradiazione nei piani verticali (rosso $xz$ , viola $yz$ ) dell'antenna a dipolo dimensionata a $75 \Omega$ . . . . .	94
5.19	Impedenza normalizzata a $75 \Omega$ dell'antenna a dipolo . . . . .	95

# Bibliografia

- [1] IEEE Computer Society (2009), «Wireless Medium Access Control and Physical Layer Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks».
- [2] (2010)«WirelessHD Specification Version 1.1».
- [3] ECMA International (2010), «High Rate 60 GHz PHY, MAC and PALs».
- [4] Luca P. Carloni, Partha Pande, Yuan Xie (2009), «Networks-on-Chip in Emerging Interconnect Paradigms: Advantages and Challenges».
- [5] Sujay Deb, Amlan Ganguly, Partha Pratim Pande, Benjamin Belzer, and Deukhyoun Heo (2012), «Wireless NoC as Interconnection Backbone for Multicore Chips: Promises and Challenges».
- [6] Diane TITZ, Fahd BEN ABDELJELIL, Sébastien JAN, Fabien FERRE-RO, Cyril LUXEY, Patrice BRACHAT, Gilles JACQUEMOD (2012), «Design and Characterization of CMOS On-Chip Antennas for 60 GHz Communications».
- [7] Intel Corporation (2009), «Intel Previews Intel Xeon 'Nehalem-EX' Processor».
- [8] A. Fonte, S. Saponara, G. Pinto, L. Fanucci, B. Neri (2011), «Design of a Low Noise Amplifier with Integrated Antenna for 60 GHz Wireless Communications».
- [9] B. Martineau, S. Douyerel, A. Cathelin, F. Danneville, C. Raynaud, G. Dambrine, S. Lepilliet, F. Giancesllo and D. Belot (2007), «Millimeter wave design with 65 nm LP SOI HR CMOS technology».
- [10] Kraszewski, Journal of Microwave Power Volume 12 (1977), «Prediction of dielectric proprieties of two phases mixtures».

- [11] GUO, P.-J., CHUANG, H.R. «A 60-GHz millimeter-wave CMOS RFIC-on-chip meander-line planar inverted-F antenna for WPAN applications».
- [12] ZHANG, Y. P., SUN, M., GUO, L. H. «On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology».
- [13] Moussa Barakat, Christophe Delaveaud, Fabien Ndagijimana (2006), «60GHz Interdigitated SOI integrated dipole antenna with a CPW balun».
- [14] A. Savio, M Carmina, A. Richelli, L. Colalongo (2003), «A new lumped model for on-chip inductors including substrate currents».
- [15] OSHA Cincinnati Laboratory, «Elettromagnetic Radiation: Field Memo».
- [16] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele (1981), «Antenna Theory and Design».
- [17] Hans Gregory Schantz, «A Near Field Propagation Law & A Novel Fundamental Limit to Antenna Gain Versus Size».
- [18] Michael Kraemer, Daniela Dragomirescu, Robert Plana (2009)«A low-power high-gain LNA for the 60 Ghz band in a 65 nm CMOS technology».
- [19] Timothy O. Dickson, Kenneth H. K. Yau, Theodoros Chalvatzis, Alain M. Mangan, Ekaterina Laskin, Rudy Beerkens, Paul Westergaard, Mihai Tazlauanu, Ming-Ta Yang, and Sorin P. Voinigescu (2006), «The Invariance of Characteristic Current Densities in Nanoscale MOSFETs and Its Impact on Algorithmic Design Methodologies and Design Porting of Si(Ge) (Bi)CMOS High-Speed Building Blocks».
- [20] T. H. Lee (2004), «The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits», 2nd edition.
- [21] Erwin Janssen, Reza Mahmoudi, Edwin van der Heijden, Pooyan Sankian, Anton de Graauw, Pijper and Arthur van Roermund (2010), «Fully Balanced 60 Ghz LNA with 37 % Bandwidth, 3.8 dB nf, 10 dB Gain and constant group delay over 6 GHz Bandwidth».
- [22] D. J. Cassan and J. R. Long (2003), «A 1 V Transformer-Feedback Low-Noise-Amplifier for 5 GHz Wireless LAN in 0.18  $\mu m$  CMOS».
- [23] Sharon Malevsky, John Long (2006), «60-GHz broadband LNA with weak interstage coupling».