



Università degli Studi di Padova

Facoltà di Ingegneria

LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

Progetto di un circuito amplificatore – mixer – oscillatore a basso consumo per comunicazioni wireless a 2.4 GHz

Design of a low-power LNA–mixer–VCO cell
for 2.4 GHz wireless communications

Relatore: Prof. Andrea Neviani

Laureando: Andrea Viale

12 dicembre 2011

Ai miei genitori

Indice

Sommario	vii
1 Ricevitori a radiofrequenza integrati	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Architettura dei ricevitori	3
1.3 Blocchi fondamentali	5
1.3.1 Amplificatore a basso rumore	5
1.3.2 Mixer	8
1.3.3 Oscillatore locale	14
1.4 Ricevitori in quadratura	21
1.4.1 Teoria generale	21
1.4.2 Oscillatori in quadratura	24
2 Analisi della cella LMV	29
2.1 Introduzione	29
2.2 Idea di base ed implementazione	30
2.3 Struttura della cella LMV	33
2.4 Analisi LTV della cella	42
2.4.1 Guadagno di conversione e banda del sistema	43
2.4.2 Impedenza di ingresso	51
3 Progetto del ricevitore	59
3.1 Descrizione del progetto	59
3.2 Struttura del front end in quadratura	60
3.3 Polarizzazione del sistema	64
3.4 Implementazione del ricevitore	69
3.4.1 Tecnologia UMC da 130 nm	69
3.4.2 Progettazione del circuito	71

Indice

4	Verifica della funzionalità	75
4.1	Parametri di valutazione	75
4.2	Simulazione del ricevitore	77
4.2.1	Componenti passivi ideali	78
4.2.2	Componenti passivi reali	79
4.3	Analisi dei risultati	85
	Conclusioni	89
	Ringraziamenti	91
	A Schemi elettrici	93
	Bibliografia	97

Sommario

La sempre più marcata diffusione di dispositivi di comunicazione mobile ha reso indispensabile lo studio di sistemi che garantiscano la loro funzionalità con un basso consumo energetico. In particolare si è resa necessaria la definizione di nuove topologie circuitali per i blocchi a radiofrequenza, che notoriamente sono quelli più esosi dal punto di vista della potenza richiesta per la loro corretta operatività.

Il lavoro descritto in questa Tesi di Laurea si inquadra proprio in quest'ambito. Verrà presentato infatti il progetto del front end per un ricevitore in quadratura, basato su un'architettura che consente di riunire in un unico blocco le tre funzionalità tipiche dello stesso, ovvero l'amplificazione del segnale RF, la generazione di un segnale sinusoidale e il mixing dei due per convertire il segnale informativo attorno alla frequenza intermedia.

Tale peculiarità consente quindi di ottenere un notevole vantaggio in termini di corrente utilizzata, dovendo alimentare un unico stadio anziché tre blocchi distinti. Si vedrà però che il suddetto vantaggio viene controbilanciato dalla perdita di alcuni gradi di libertà per il progetto, che in alcuni casi possono portare alla definizione di compromessi per le performance del sistema.

Il **capitolo 1** si occuperà innanzitutto di dare una panoramica generale sui sistemi di ricetrasmisione, descrivendo la struttura tipica di un ricevitore a singola conversione ed evidenziando le caratteristiche relative al front end dello stesso, ovvero quella parte che si occupa di traslare il segnale RF proveniente dalla sorgente (tipicamente un'antenna) attorno ad un'opportuna frequenza, detta frequenza intermedia. Saranno poi valutate le topologie circuitali classiche dei blocchi fondamentali che lo costituiscono, ponendo in particolare l'accento su quelle strutture che saranno da spunto per la definizione del sistema monolitico in oggetto. Verranno infine introdotti i concetti teorici di base relativi alle modulazioni in quadratura, che evidenzieranno come sia necessaria per la corretta demodulazione delle stesse la presenza di due oscillatori in grado di generare segnali sfasati tra loro di 90° . Saranno quindi analizzate le tecniche circuitali che consentono di garantire tale funzionalità.

Il **capitolo 2** descriverà a questo punto la cella basilare per il progetto presentato

in questa Tesi di Laurea, che costituisce un sistema monolitico per l'intera sezione a radiofrequenza di un ricevitore. Essa è indicata con la sigla LMV (LNA - mixer - VCO), a sottolineare come sia in grado di racchiudere efficacemente tutte le tre funzionalità. Si tratta di una topologia circuitale presentata per la prima volta nel 2006 in [2] ed utilizzata di conseguenza per il lavoro descritto nell'articolo [1], che costituisce la base di partenza per quanto sviluppato in questa Tesi.

In effetti, il progetto qui presentato si rifà in modo pesante a quanto proposto nel suddetto articolo. La richiesta principale, infatti, è stata quella di riportare il design lì descritto in una tecnologia più consolidata (passando da 90 nm a 0.13 μm) e curarne maggiormente le performance specialmente per quanto riguarda il mantenimento in quadratura degli oscillatori e l'adattamento di impedenza in ingresso.

Il **capitolo 3** si occuperà quindi proprio di questo: utilizzando le topologie circuitali che consentono di far oscillare due sistemi con uno sfasamento di 90° tra di loro, verranno opportunamente accoppiate due celle LMV al fine costruire efficacemente un front end di tipo monolitico per un ricevitore in quadratura. Esso quindi sarà analizzato opportunamente anche in relazione alla corretta polarizzazione dei dispositivi che lo costituiscono, permettendo quindi di giungere alla completa definizione del sistema oggetto di questa Tesi di Laurea. Verrà infine descritta l'implementazione dello stesso nella tecnologia da 0.13 μm prescelta, non prima di aver definito opportunamente le caratteristiche di base della stessa.

Da ultimo, il **capitolo 4** si occuperà di verificare la corretta funzionalità del ricevitore progettato e valutare conseguentemente le performance dello stesso. Dopo una concisa descrizione dei parametri che verranno utilizzati a tal scopo, saranno quindi esposti i risultati delle simulazioni. In particolare, sarà fatto notare come la presenza dei parametri parassiti per i componenti passivi del circuito provochi un notevole calo delle prestazioni dello stesso. I dati raccolti verranno quindi analizzati in un'ottica critica, mettendoli peraltro a confronto con quelli relativi al design descritto nell'articolo di riferimento.

Chiudono il lavoro le **Conclusioni**, dove verranno esposti brevemente i risultati ottenuti a livello di progettazione e dove si proporranno alcune idee per i possibili sviluppi futuri del ricevitore presentato in questa Tesi di Laurea. Tale trattazione metterà nuovamente in evidenza come in alcuni casi sia necessario definire dei compromessi tra le performance del front end in quadratura. L'aver condensato in un unico stadio le funzionalità tipiche di tre blocchi, infatti, ha come chiaro svantaggio la riduzione dei gradi di libertà per lo stesso.

Capitolo 1

Ricevitori a radiofrequenza integrati

1.1 Introduzione

Senza ombra di dubbio, la presenza di connettività wireless nei moderni dispositivi elettronici (di qualunque genere essi siano) è ritenuta una caratteristica oramai quasi irrinunciabile. Del resto il trasferimento di segnale per mezzo di onde elettromagnetiche presenta alcuni vantaggi strettamente correlati alla propria natura, tra cui spicca ovviamente la possibilità di trasferire informazioni senza un contatto “fisico” tra ricevitore e trasmettitore. Proprio questa è la caratteristica fondamentale ricercata nei dispositivi *mobile*: trasmettere e ricevere informazioni mantenendo la possibilità di operare con un sistema portatile, e chiaramente il mezzo radio è quello più si addice a questo scopo.

Una delle problematiche principali, però, è che i circuiti che lavorano a radiofrequenza – per loro natura intrinseca – sono in generale quelli più avidi di energia. Si hanno quindi due esigenze contrastanti: da una parte la necessità delle comunicazioni wireless, dall'altra la volontà di ridurre al minimo il consumo energetico per garantire una maggiore autonomia dei dispositivi (che nella quasi totalità dei casi sono alimentati a batteria).

Si registra quindi un grande interesse attorno alla possibilità di realizzare circuiti ricetrasmittitori a basso consumo energetico, viste anche le sempre più stringenti richieste da parte del mercato consumer, dove gli utenti richiedono connettività sempre più spinta ed autonomia sempre maggiore dei loro dispositivi. Il tutto senza contare che (e questo vale in generale) lo sviluppo di soluzioni low-power permette anche di garantire il rispetto delle norme di efficienza energetica, riducendo in questo modo l'impatto ambientale dei sempre più presenti sistemi di comunicazione wireless.

Negli ultimi anni quindi molti degli sforzi di ricerca si sono concentrati su questo aspetto, ed in particolare sullo studio e la realizzazione di circuiti ricevitori e trasmet-

tori particolarmente efficienti dal punto di vista energetico, ideando nuove tipologie circuitali ed investigando le varie modalità di ottimizzazione per quelle esistenti, sia dal punto di vista prettamente elettronico che da quello della strutturazione dei blocchi fondamentali che costituiscono i ricetrasmittitori.

Il lavoro svolto in questa Tesi di Laurea si inquadra proprio in questo ambito, ed in particolare riguarda l'analisi teorica e lo studio di un sistema a basso consumo per la realizzazione del *front end* di un ricevitore operante nella banda ISM dei 2.4 GHz.¹ Come si vedrà nel capitolo 2, la particolarità della topologia circuitali presentata è quella di concentrare in un unico stadio le funzionalità facenti capo ai tre blocchi che normalmente costituiscono la parte a radiofrequenza di un ricevitore: l'amplificatore a basso rumore (LNA – Low Noise Amplifier), l'oscillatore locale e il mixer.

Tale stadio verrà poi utilizzato per l'implementazione in tecnologia CMOS da 0.13 μm del front end di un ricevitore in quadratura, partendo dal design base presentato nell'articolo [1] e facente capo ad una tecnologia da 90 nm. In particolare, l'esigenza di riportare il circuito ivi descritto in una tecnologia di dimensioni superiori è stata dettata dalle difficoltà progettuali legate all'utilizzo di un nodo tecnologico sufficientemente spinto. Si è voluto quindi riportare il design in una tecnologia più consolidata, cercando di migliorarne il più possibile gli aspetti critici, riguardanti soprattutto il mantenimento in quadratura degli oscillatori e l'adattamento di impedenza in ingresso.

Proprio per questo, prima di affrontare uno studio approfondito della cella base del sistema, si daranno alla fine di questo capitolo (in particolare al paragrafo 1.4) alcune nozioni di base relative ai ricevitori in quadratura e si descriveranno quelle soluzioni circuitali di accoppiamento tra oscillatori che garantiscono agli stessi di mantenere i relativi segnali in quadratura di fase, permettendo quindi la ricezione di tutte quelle tipologie di modulazioni che fanno uso di tale tecnica (praticamente la stragrande maggioranza delle modulazioni digitali, ma non solo).

Prima però di addentrarsi nelle suddette analisi teoriche e descrivere infine il progetto realizzato (nel capitolo 3 a pagina 59), è opportuno richiamare alcuni concetti di base relativi alle strutture tipiche dei ricevitori e ai blocchi che li costituiscono. È proprio questo il compito dei prossimi paragrafi di questo capitolo.

¹La banda ISM è di libero utilizzo per applicazioni *Industrial, Scientific and Medical* (da cui il relativo acronimo) ed è allocata tra 2.4 e 2.4835 GHz.

1.2 Architettura dei ricevitori

Tutti i ricevitori basano il loro funzionamento sulla traslazione del segnale a radiofrequenza ricevuto dall'antenna attorno ad una frequenza diversa (in generale più bassa) detta *frequenza intermedia* (IF – intermediate frequency). In questo modo si evita di dover operare la demodulazione del segnale direttamente a frequenze elevate, che comporta l'utilizzo di circuiti difficili da progettare e dalle richieste energetiche particolarmente elevate.² Riuscire a traslare il contenuto informativo della trasmissione a frequenze più basse presenta quindi notevoli vantaggi.

Dal punto di vista matematico tale operazione è chiaramente legata alla moltiplicazione nel tempo tra il segnale ricevuto ed una sinusoidale (più in generale una funzione armonica complessa). Se si moltiplica infatti un generico segnale RF $s_{\text{RF}}(t)$ a banda limitata centrato attorno alla frequenza f_{RF} per un segnale sinusoidale di frequenza f_{LO} , è ben noto come l'andamento in frequenza del segnale prodotto sia costituito dalla traslazione del contenuto armonico del segnale $s_{\text{RF}}(t)$ attorno alle due frequenze $f_{\text{RF}} \pm f_{\text{LO}}$, secondo quanto evidenziato dalle proprietà di base della trasformata di Fourier. La traslazione in frequenza di un segnale può quindi essere effettuata per mezzo di un sistema in grado di moltiplicare istante per istante (quindi nel dominio del tempo) il segnale da traslare per una funzione armonica: si tratta quindi di un moltiplicatore analogico, ed è questa la funzione che viene svolta dai circuiti *mixer* (talvolta chiamati anche estesamente “mixer in frequenza”).³

All'uscita del sistema di mixing si ottengono quindi due segnali, centrati alle frequenze “somma e differenza” tra quella del segnale RF e quella della sinusoidale moltiplicativa. A valle di tale circuito sarà quindi presente un filtro in grado di selezionare solo la banda di interesse. Nella maggior parte dei ricevitori esso avrà il compito di eliminare il segnale a frequenza più elevata, ma in alcuni casi potrebbe essere utilizzata la conversione a frequenza maggiore, specialmente nel caso di sistemi atti a ricevere frequenze RF sufficientemente basse (nel campo delle ELF o delle SLF).⁴

Nei trasmettitori, invece, tale soluzione viene adottata per traslare alla frequenza RF il segnale modulato, che in genere viene processato a frequenze più basse, e si è quindi interessati alla banda più alta prodotta dal sistema di conversione.

²Questo perchè, come noto, l'efficienza dei dispositivi attivi cala all'aumentare della frequenza operativa.

³Tale tecnica per eseguire la traslazione in frequenza di un segnale è stata ideata dallo scienziato canadese R. Fessenden nel 1901 ed è indicata in gergo col nome di *eterodina*. Essa è stata poi perfezionata dall'ingegnere statunitense E. Armstrong, giungendo alla definizione della topologia *supereterodina*, basilare per buona parte dei sistemi moderni.

⁴Con ELF (Extremely Low Frequency) e SLF (Super Low Frequency) si identificano le bande di frequenze tra 3 e 30 Hz e tra 30 e 300 Hz rispettivamente.

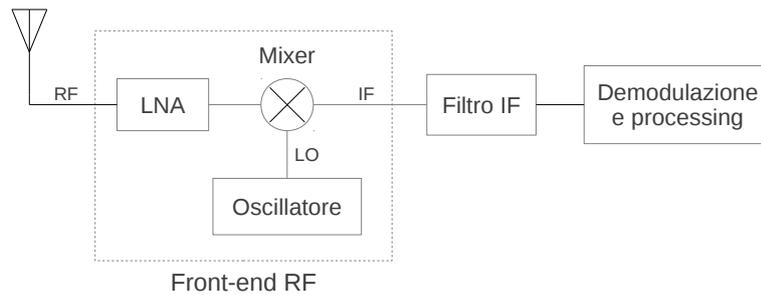


Figura 1.1 Schema a blocchi di un ricevitore, in cui è evidenziato il front end a radiofrequenza.

La sinusoide moltiplicativa deve essere chiaramente prodotta da un circuito oscillatore, che viene detto generalmente *oscillatore locale* ed identificato dall'acronimo inglese LO (Local Oscillator), che oltre ad avere un'ottima stabilità in frequenza deve possedere anche una buona purezza spettrale per evitare di iniettare nel sistema di mixing (oltre alla sua armonica principale) anche dei segnali spuri che degradano inesorabilmente la qualità della sua conversione.

Un'altro elemento fondamentale in un ricevitore è l'*amplificatore a basso rumore*, identificato più spesso dall'acronimo inglese LNA (Low Noise Amplifier), che posto a monte del sistema di mixing ha il compito di aumentare il livello del segnale a radiofrequenza in ingresso allo stesso. Tipicamente, infatti, i segnali ricevuti da un'antenna hanno livelli di tensione e potenza che li rendono inadatti ad essere processati direttamente (tipicamente al di sotto dei -70 dBm, che corrispondono ad una tensione di circa $50 \mu\text{V}$ su un carico adattato a 50Ω). Si rende quindi necessaria la presenza di un'amplificatore, che deve garantire un guadagno sufficientemente elevato e delle ottime prestazioni in fatto di rumore, essendo il primo blocco di processing del segnale in ingresso e quindi quello che determina in maniera rilevante le prestazioni dell'intero sistema, come indicato dalla formula di Friis che si richiamerà nel sottoparagrafo 1.3.1.

Lo schema base di un ricevitore è quindi quello riportato in figura 1.1, dove si identificano i blocchi appena descritti e si evidenzia come questi ultimi forniscano il segnale di ingresso al circuito di demodulazione, che estrarrà dal segnale riportato a frequenza intermedia l'informazione relativa alla trasmissione (ovvero il segnale modulante) rendendolo disponibile al sistema di processing nel caso di modulazioni digitali o al sistema di elaborazione audio nel caso di trasmissioni vocali analogiche.

In un ricevitore si identifica col termine *front end* tutto il sistema circuitale tra l'antenna ed il primo stadio operante esclusivamente alla (prima, nel caso di sistemi a multipla conversione) frequenza intermedia, ovvero il filtro IF identificato nella figura precedente. Si tratta quindi di tutta quella circuiteria che permette di riportare alla frequenza intermedia il segnale proveniente dall'antenna, ovvero quella parte di sistema

costituita dai seguenti blocchi fondamentali: l'amplificatore a basso rumore, l'oscillatore locale ed il circuito di mixing in frequenza. Risulta quindi evidente come il front end sia *quella parte del ricevitore che lavora direttamente a radiofrequenza*, ovvero quella che richiede il maggior contributo in termini di potenza assorbita dall'alimentazione.⁵

Il lavoro presentato in questa Tesi di Laurea riguarda proprio lo sviluppo di una soluzione a basso consumo per questa parte circuitale di un ricevitore, basandosi sull'idea di poter unire in un unico blocco le tre funzioni fondamentali di un front end a radiofrequenza: amplificazione, generazione dell'oscillazione e mixing. Prima di descrivere ed analizzare approfonditamente il circuito però è bene valutare efficacemente le caratteristiche di ogni singolo blocco, compito che viene affidato al prossimo paragrafo.

1.3 Blocchi fondamentali

1.3.1 Amplificatore a basso rumore

Come evidenziato in precedenza, lo scopo dell'amplificatore RF è quello di incrementare il livello del segnale ricevuto in modo tale da renderlo adatto all'operazione di traslazione in frequenza compiuta dal mixer. Essendo il primo stadio della catena di ricezione, esso deve però anche garantire delle ottime performance sia in termini di guadagno che di rumore: se infatti si considera una serie di n blocchi (con $n > 1$, il caso $n = 1$ è banale), ciascuno caratterizzato da un guadagno in banda A_i ed una figura di rumore F_i , si ha che la figura di rumore totale del sistema è data da

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^n \frac{F_i - 1}{\prod_{k=1}^{i-1} A_k} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{A_1 A_2 \dots A_{n-1}} \quad (1.1)$$

conosciuta come *formula di Friis* e valida per la connessione in cascata di reti a 2 porte.

Si nota subito quindi come le caratteristiche del primo blocco siano determinanti: esso deve avere una bassa figura di rumore e garantire un guadagno sufficientemente ampio, al fine di mantenere bassa la figura di rumore dell'intero stadio ricevente. L'amplificatore in oggetto deve quindi possedere guadagno elevato e ottime performance di rumore, ed è per questo che viene indicato col nome di LNA (low-noise amplifier).

Oltre a queste importanti caratteristiche, l'amplificatore deve anche garantire una buona linearità rispetto al segnale a radiofrequenza e nella quasi totalità dei casi deve presentare ai suoi morsetti di ingresso un'impedenza specifica (tipicamente 50Ω),

⁵Il resto del ricevitore viene spesso indicato con il termine di back end.

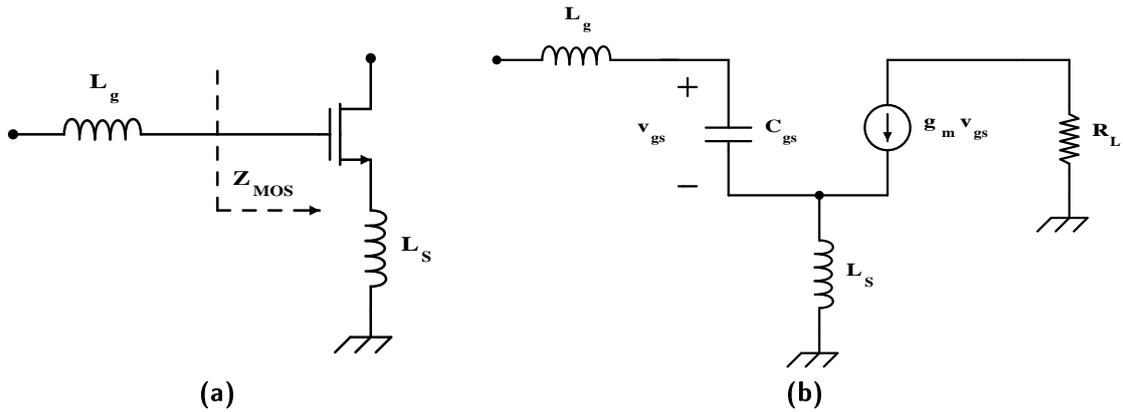


Figura 1.2 Adattamento di impedenza col metodo della degenerazione induttiva e relativo schema al piccolo segnale.

tale da garantire l'adattamento e il conseguente trasferimento della massima potenza disponibile dall'antenna al ricevitore stesso. È evidente quindi come il design dell'LNA rappresenti un punto di fondamentale importanza per garantire le prestazioni dell'intero ricevitore.

In particolare, analizzando opportunamente i parametri di rumore di un MOSFET [15, capitolo 12], si nota che l'impedenza di sorgente necessaria a garantire la figura di rumore minima per un amplificatore è del tutto diversa da quelle tipicamente utilizzate per il trasferimento di segnale. Si delinea quindi uno scenario di compromesso tra quello che si indica come *noise matching* e l'adattamento di impedenza in ingresso che garantisce il massimo trasferimento di potenza (identificato spesso come *power match*).

Nonostante le soluzioni circuitali proposte siano molteplici, quella largamente più utilizzata è quella riportata in figura 1.2, costituita da un amplificatore con *degenerazione induttiva* al source. Essa infatti consente di ottenere un ottimo compromesso tra prestazioni di rumore ed input matching.

Analizzando tale sistema al piccolo segnale, secondo lo schema riportato a destra nella stessa figura 1.2 (tralasciando cioè gli effetti della capacità gate-drain e trascurando la resistenza di uscita del MOSFET), si calcola facilmente l'impedenza vista in ingresso al transistor, che risulta essere

$$Z_{\text{MOS}}(s) = \frac{1}{sC_{gs}} + sL_s + \omega_T L_s \quad (1.2)$$

dove ω_T è la pulsazione di transito del MOSFET, ovvero la pulsazione angolare per la quale il guadagno di corrente del transistor caricato su un corto circuito è in modulo pari ad 1. In questo caso, avendo trascurato la capacità C_{gd} , essa risulta pari a $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$,

dove g_m è chiaramente la transconduttanza del MOSFET.⁶

Si nota quindi come l'induttanza di degenerazione al source venga riportata in ingresso come una componente resistiva, che può essere sfruttata per garantire l'adattamento di impedenza richiesto dal power matching. Se si aggiunge in serie al gate del transistor un'induttanza L_g in grado di risuonare alla frequenza desiderata (assieme al contributo di L_s in Z_{MOS}) la relativa capacità di gate, si ottiene quindi un circuito accordato che presenta in ingresso un'impedenza puramente resistiva pari a $\omega_T L_s$, permettendo quindi l'adattamento corretto rispetto all'impedenza della sorgente (tipicamente anch'essa puramente reale).

Chiaramente ciò vale per un range di frequenze limitato attorno alla frequenza di risonanza desiderata (solo a tale frequenza l'impedenza è puramente reale), ma se il fattore di qualità del risonatore di ingresso è sufficientemente basso è possibile ottenere un buon adattamento anche su una banda relativamente ampia. In ogni caso si è di fronte ad un compromesso: il fattore di qualità è definito dalla capacità di gate del MOSFET e dalla frequenza operativa dell'amplificatore, per cui la banda è fissata di conseguenza.

Per concludere questa breve introduzione non rimane che analizzare il guadagno del circuito appena descritto. In particolare ci si focalizzerà sulla sua transconduttanza totale, ovvero sul rapporto tra la corrente d'uscita e la tensione della sorgente di segnale in ingresso. Avendo costruito un risonatore serie per l'adattamento di impedenza, è chiaro che ai capi della capacità di gate del MOSFET la tensione v_{gs} è (alla frequenza di risonanza) pari a quella della sorgente moltiplicata per il guadagno passivo del circuito risonante. Ne consegue quindi che il guadagno di transconduttore è dato da

$$G_{LNA} = Q g_m = \frac{g_m}{\omega_0 C_{gs} (R_s + \omega_T L_s)} = \frac{\omega_T}{2\omega_0 R_s}$$

dove si è nuovamente utilizzata la definizione della pulsazione di transito e si è notato che $\omega_T L_s$ viene scelto per essere pari alla resistenza di sorgente R_s .

Si noti come il guadagno totale risulti essere indipendente dalla transconduttanza del MOSFET: ciò è dovuto alla presenza di due effetti contrastanti, legati al circuito risonante stesso. Un aumento della larghezza di canale del transistor, per esempio, porta sì ad un incremento effettivo di g_m , ma anche della sua capacità di gate (con lo stesso fattore moltiplicativo). L'aumento di quest'ultima provoca però una diminuzione del fattore di qualità della rete risonante (nuovamente dello stesso fattore), con conseguente riduzione del guadagno passivo sulla tensione di gate, vanificando quindi l'aumento della transconduttanza del MOSFET.

⁶Più correttamente, essa è definita come $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}$.

Le dimensioni del transistor possono quindi essere determinate in modo tale da soddisfare i requisiti (peraltro contrastanti) in termini di figura di rumore e consumo di potenza, come si vedrà nei capitoli dedicati all'analisi della cella LMV e alla descrizione del lavoro progettuale svolto in questa Tesi di Laurea.

1.3.2 Mixer

Come evidenziato in precedenza, lo scopo fondamentale del sistema di mixing è quello di traslare il contenuto informativo del segnale ricevuto a radiofrequenza attorno ad una frequenza diversa, detta frequenza intermedia, generalmente (ma non sempre) più bassa rispetto a quella RF. Il vantaggio principale di tale tecnica è quello di poter in questo modo operare la demodulazione del segnale ad una frequenza più bassa rispetto a quella di trasmissione, permettendo quindi di usare soluzioni circuitali meno complesse e con maggiore efficienza energetica.

Oltre a quello appena descritto, l'utilizzo di tale approccio permette di ottenere altri considerevoli vantaggi. Innanzitutto è possibile gestire la sintonizzazione del sistema di ricezione (o di trasmissione) semplicemente variando la frequenza dell'oscillatore locale, non dovendosi servire quindi di filtri bassa banda ad accordatura regolabile, di difficile progetto ed implementazione. Anzichè variare la frequenza centrale di questi ultimi, agendo in generale su molteplici celle LC, è quindi possibile sintonizzare il segnale desiderato andando a modificare l'accordo del singolo risonatore relativo all'oscillatore locale (variandone cioè la frequenza del segnale in uscita).

Come diretta conseguenza, questa tipologia di utilizzo consente quindi di implementare degli stadi IF che operino a frequenza *fissa*: la frequenza dell'oscillatore locale infatti può essere variata opportunamente in modo tale da ottenere ad una frequenza intermedia fissata esattamente il segnale RF che si vuole sintonizzare. È indubbio quindi il vantaggio di tale tecnica, permettendo lo sviluppo di stadi IF con caratteristiche fissate, eliminando la necessità di filtri e sistemi a centro-banda variabile, con ovvi vantaggi in termini di complessità circuitale e di semplicità di realizzazione.

Un'ulteriore vantaggio è dato infine dal fatto che tale tecnica permette di distribuire il guadagno totale di un ricevitore su più stadi operanti a frequenze diverse (il primo a radiofrequenza, il secondo a frequenza intermedia, ed il terzo in banda base), scongiurando in linea di massima la possibilità di oscillazioni non volute derivanti dagli anelli di retroazione realizzati dalla presenza dei componenti parassiti.

Tornando alla descrizione teorica del mixer, si è evidenziato finora che la sua funzionalità principale è quella di traslare in frequenza il segnale di interesse: proprio per questo non è possibile implementarlo per mezzo di un circuito che sia lineare e tempo invariante. Come noto, infatti, i sistemi LTI non possono produrre in uscita

componenti spettrali che non siano già presenti nel segnale di ingresso. Ne consegue quindi che il sistema di mixing deve essere un dispositivo quantomeno *non lineare*, ma in alcuni casi anche tempo variante. Del resto la sua caratteristica di non linearità è evidentemente legata alla funzionalità stessa del mixer: esso infatti ha il compito di moltiplicare nel tempo il segnale a radiofrequenza e la sinusoide proveniente dall'oscillatore locale, operazione che chiaramente identifica un sistema prettamente non lineare.⁷

Per definire anche quantitativamente tale funzionalità si consideri un segnale a radiofrequenza, modulato in generale sia in ampiezza che in fase (le due tipologie di modulazione sono tra loro ortogonali) e quindi descritto come

$$s_{\text{RF}}(t) = A(t) \cos(\omega_{\text{RF}}t + \phi(t)) \quad (1.3)$$

e lo si moltiplichino per il segnale sinusoidale $s_{\text{LO}}(t)$ proveniente dall'oscillatore locale

$$\begin{aligned} s_{\text{RF}}(t) \cdot s_{\text{LO}}(t) &= A(t) \cos(\omega_{\text{RF}}t + \phi(t)) \cdot A_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}}t) = \\ &= \frac{A(t)A_{\text{LO}}}{2} \cos((\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}})t + \phi(t)) + \\ &+ \frac{A(t)A_{\text{LO}}}{2} \cos((\omega_{\text{RF}} + \omega_{\text{LO}})t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1.4)$$

dove si è utilizzata una nota identità trigonometrica e dalla quale risulta evidente la funzionalità di traslazione in frequenza compiuta dal sistema di mixing. Nel segnale di uscita si ottengono quindi due componenti: una alla frequenza intermedia con pulsazione $\omega_{\text{IF}} = \omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}}$ ed una centrata a frequenza maggiore, con pulsazione angolare esprimibile efficacemente come $\omega_{\text{IF}} + 2\omega_{\text{LO}}$. Sarà compito del filtro IF eliminare la componente d'uscita non desiderata (tipicamente quest'ultima).

Si noti peraltro come il segnale alla frequenza intermedia (e più in generale entrambe le componenti del segnale prodotto) risulti modulato come $s_{\text{RF}}(t)$, sia per quanto riguarda l'ampiezza che la fase, permettendo quindi la corretta demodulazione dell'informazione ricevuta operando su un segnale la cui portante è a frequenza inferiore, con gli ovvi vantaggi visti in precedenza.

Un parametro importante per caratterizzare l'operazione di traslazione in frequenza compiuta dal mixer è il *guadagno di conversione*, definito come il rapporto tra l'ampiezza del segnale utile alla frequenza intermedia e quella del segnale RF in ingresso al sistema stesso. Esso quindi rappresenta il fattore moltiplicativo per mezzo del quale il segnale a radiofrequenza viene convertito alla frequenza IF. Nel caso generale appena

⁷Idealmente tutti i sistemi che presentano non linearità possono essere utilizzati come mixer.

descritto esso sarà ovviamente dato da

$$G_c = \frac{S_{\text{IF}}}{S_{\text{RF}}} = \frac{A_{\text{LO}}}{2}$$

dove S_{IF} ed S_{RF} identificano in generale le ampiezze dei segnali sinusoidali a frequenza intermedia e a radiofrequenza rispettivamente, potendo queste ultime far riferimento sia a segnali in tensione che a segnali in corrente. Chiaramente l'unità di misura del guadagno di conversione sarà coerente con le grandezze fisiche in gioco (tipicamente adimensionale, essendo spesso il rapporto tra due tensioni).⁸

La presenza di un guadagno maggiore di uno per il sistema di mixing potrebbe far pensare alla possibilità di eliminare l'amplificatore RF di ingresso, facendo giungere il segnale dell'antenna direttamente al circuito corrispondente. Questa strada però non è praticabile, essendo la figura di rumore di un mixer decisamente maggiore rispetto a quella di LNA (generalmente tra i 10 ed i 15 dB, ma anche superiore).

In particolare, uno dei problemi che affligge i sistemi di mixing è la presenza della cosiddetta *frequenza immagine*, ovvero una frequenza diversa da quella RF desiderata che viene convertita anch'essa alla frequenza intermedia scelta. La causa di questo comportamento è il fatto che, se si considerano segnali reali, la frequenza di ingresso che viene convertita alla frequenza IF è data dal *modulo* della differenza tra se stessa e il valore della frequenza intermedia fissata, e non solo dalla differenza algebrica (trattabile invece per segnali di natura complessa). Ne consegue quindi che i segnali convertiti sono due, ovvero quelli la cui frequenza dista da quella dell'oscillatore locale di una quantità pari a f_{IF} : uno è quello effettivamente desiderato, mentre l'altro è quello che corrisponde alla frequenza immagine.

Chiaramente tale fatto non vale solo per quanto concerne i segnali, ma riguarda anche i contributi di rumore: in uscita al sistema di mixing, infatti, oltre al rumore relativo alla banda di frequenza centrata attorno al segnale RF desiderato, si aggiunge anche quello relativo alla banda identificata dalla frequenza immagine. Questo quindi si ripercuote in una degradazione della figura di rumore del sistema, dove quest'ultima è chiaramente definita come il rapporto tra la potenza di rumore totale in uscita al mixer e quella relativa al solo ingresso (valutate alla frequenza intermedia), ovvero

$$F_{\text{mixer}} = \frac{\mathcal{P}_{\text{tot}}}{\mathcal{P}_{\text{in}}} = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}}$$

dove il rapporto segnale-rumore in ingresso è valutato a radiofrequenza, mentre quello di uscita alla frequenza intermedia.

⁸In alcuni casi viene considerato anche il guadagno di conversione in potenza, chiaramente determinato dal rapporto tra le potenze dei segnali IF ed RF rispettivamente.

Generalmente il segnale informativo è contenuto solo alla frequenza RF desiderata, ma possono esserci dei casi (come per esempio la conversione direttamente in banda base) in cui anche la banda immagine contiene parte del segnale utile. È chiaro quindi che a seconda della situazione delineata il valore della figura di rumore varia: in particolare, quando il segnale informativo è contenuto solo in una banda RF si parla di figura di rumore SSB (single side-band), mentre quando sono entrambe le sideband (desiderata ed immagine) a contenere segnale utile si identifica la figura di rumore DSB (double side-band). Essendo la potenza di rumore in uscita al mixer costante nei due casi, è evidente come la figura di rumore SSB sia in generale più alta rispetto a quella DSB, dovendo contare una potenza di rumore relativa all'ingresso chiaramente più bassa rispetto al secondo caso. Se entrambe le sideband vengono trattate dal mixer come equivalenti (ed in particolare con lo stesso guadagno di conversione), allora la figura di rumore nel caso SSB è pari al doppio di quella DSB, ovvero tra di loro differiscono di 3 dB.

Una delle classi di mixer più utilizzate è quella a *commutazione di corrente*, nella quale si ottiene la traslazione in frequenza del segnale RF facendo variare periodicamente il percorso compiuto dallo stesso all'interno del circuito: si tratta quindi di un sistema chiaramente tempo variante (ed anzi, si sfrutta questa caratteristica per ottenere la conversione del segnale a frequenza intermedia). L'idea di base è quella di cambiare periodicamente il percorso compiuto dalla corrente a radiofrequenza, in modo tale che la corrente effettiva sul carico possa essere espressa come prodotto tra la corrente RF stessa ed una funzione $m(t)$ legata alla variazione periodica del circuito, ottenendo così un sistema non lineare in grado di eseguire la traslazione in frequenza.

La topologia circuitale largamente più utilizzata appartenente a questa classe è la cosiddetta *cella di Gilbert*, riportata in figura 1.3. Per essa il segnale RF viene applicato al generatore di coda della coppia differenziale, mentre la sinusoide proveniente dall'oscillatore locale viene applicata ai transistor della coppia stessa ed è di ampiezza tale da far commutare completamente gli stessi. La corrente a radiofrequenza generata dal MOSFET di coda viene quindi inviata alternativamente ai due rami della coppia, coerentemente con la commutazione completa della stessa operata dall'oscillatore locale.

Se, come indicato, l'ampiezza dell'oscillazione è tale da far sbilanciare completamente la coppia, ovvero far passare i MOSFET dallo stato di OFF a quello di ON (ovvero in saturazione e con comportamento a buffer di corrente), si ha quindi che la corrente che scorre sui due rami della coppia differenziale è pari a

$$i_1(t) = \phi(t) \cdot i_{\text{RF}}(t) \qquad i_2(t) = \bar{\phi}(t) \cdot i_{\text{RF}}(t)$$

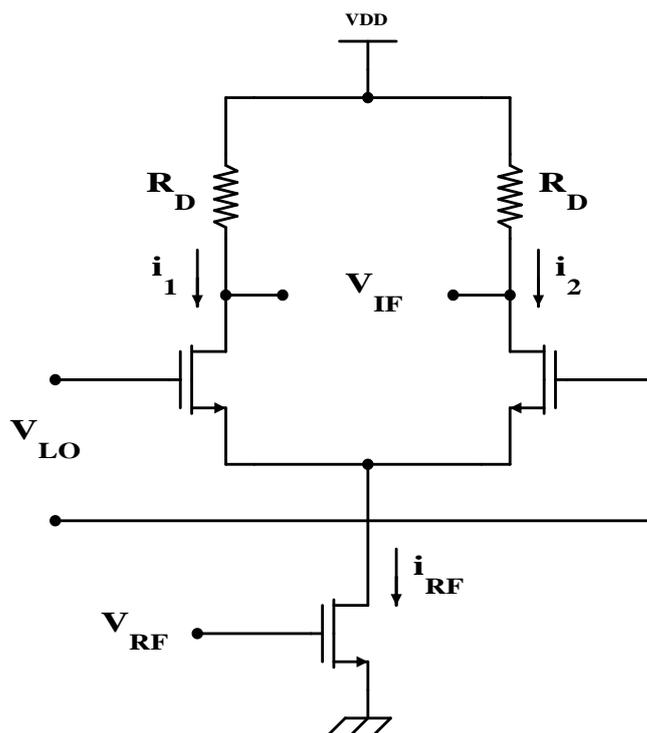


Figura 1.3 Schema elettrico del mixer a cella di Gilbert.

dove $\phi(t)$ è un'onda quadra di ampiezza unitaria che identifica l'operazione di commutazione svolta dal segnale dell'oscillatore locale, come correttamente indicato in figura 1.4. Ne consegue quindi che la corrente di uscita differenziale è data da

$$i_d(t) = i_1(t) - i_2(t) = (\phi(t) - \bar{\phi}(t)) i_{RF}(t) = m(t) \cdot i_{RF}(t) = \text{sign}(V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)) \cdot i_{RF}(t)$$

dove $m(t)$ è chiaramente la forma d'onda che identifica la commutazione in corrente della cella di Gilbert ed è pari al segno della tensione sinusoidale prodotta dall'oscillatore locale. Si tratta quindi di un'onda quadra che oscilla tra i valori ± 1 con frequenza

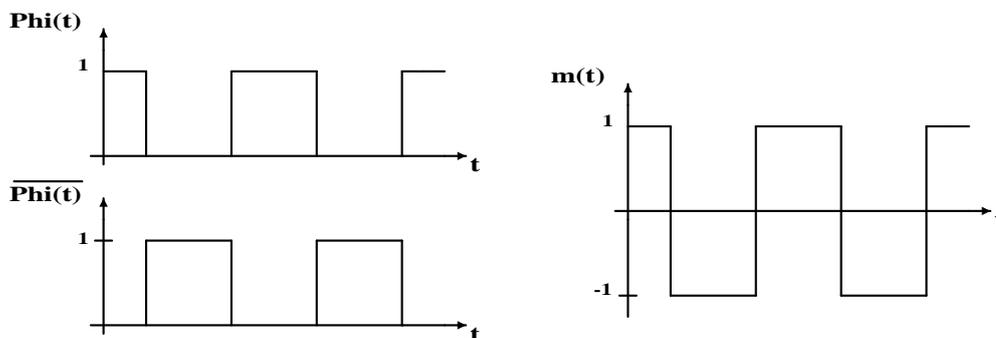


Figura 1.4 Segnali di commutazione relativi alla cella di Gilbert.

pari ad f_{LO} , che espressa in serie di Fourier risulta essere

$$m(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} \cos((2k+1)\omega_{LO}t)$$

Moltiplicando ora quest'ultima espressione per la corrente a radiofrequenza, il cui andamento generale è dato dalla (1.3) essendo un segnale modulato, ovvero

$$i_{RF}(t) = I_{RF}(t) \cos(\omega_{RF}t + \phi(t))$$

è possibile computare tutti i termini che costituiscono la corrente differenziale relativa alla cella di Gilbert. In particolare, è evidente come la componente alla frequenza intermedia sia data dal prodotto tra la prima armonica dello sviluppo in serie di Fourier di $m(t)$ e la corrente a radiofrequenza stessa. Utilizzando quindi le stesse identità trigonometriche relative alla traslazione in frequenza (equazione 1.4) si ricava facilmente come essa sia data da

$$i_d^{IF}(t) = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} I_{RF}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi(t)) = \frac{2}{\pi} I_{RF}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi(t))$$

da cui si evince chiaramente che il guadagno di conversione *in corrente* della cella è pari a $2/\pi$. Se si considera infine che la corrente RF viene iniettata dal MOSFET di coda (ed è quindi proporzionale alla tensione a radiofrequenza di ingresso per mezzo della sua transconduttanza g_m) e che la corrente differenziale viene opportunamente convertita in tensione differenziale dai resistori di carico, è possibile esprimere il guadagno di conversione totale della cella di Gilbert come

$$G_c = \frac{2}{\pi} g_m R_D$$

Come ultima nota è interessante evidenziare come, oltre alla corrente a radiofrequenza, viene commutata completamente tra i due rami della cella anche la corrente di polarizzazione fornita dal transistor di coda. In uscita quindi oltre alla corrente differenziale appena calcolata sarà presente anche il prodotto tra $m(t)$ e la stessa corrente di polarizzazione, ovvero si avranno componenti armoniche alle frequenze multiple dispari di quella dell'oscillatore locale (corrispondenti chiaramente a quelle dello sviluppo in serie del segnale di commutazione). Tale fenomeno viene spesso indicato col nome di feedthrough dell'oscillatore.

Questo concetto conclude l'analisi introduttiva legata ai sistemi di mixing, le cui nozioni fornite risulteranno molto utili per capire a fondo le funzionalità della cella LMV che verrà descritta nel capitolo 2: per quanto riguarda la traslazione in fre-

quenza essa può essere vista infatti come una cella di Gilbert con alcune particolarità interessanti.

1.3.3 Oscillatore locale

Non rimane quindi che analizzare l'ultimo blocco fondamentale per la realizzazione del front end di un ricevitore: l'oscillatore locale. Chiaramente la sua funzione è quella di generare un segnale sinusoidale (ma in alcuni casi anche con forma d'onda differente) con frequenza tale da garantire la corretta sintonizzazione del segnale a radiofrequenza desiderato, che viene riportato alla frequenza IF dal circuito di mixing.

Da un punto di vista generale, un oscillatore fa parte della classe dei sistemi *autonomi*, essendo un sistema che presenta una dinamica in uscita (di valore non nullo, chiaramente) senza che vi sia un corrispondente ingresso applicato. Esso infatti ha il compito di convertire la potenza DC fornita dall'alimentazione in un segnale periodico di frequenza opportuna.

Dalla teoria sui sistemi lineari in retroazione è evidente come un sistema instabile possa essere un buon candidato per la realizzazione di un oscillatore. Se si considera il caso di un sistema del secondo ordine, cui corrisponde la funzione di trasferimento

$$H(s) = \frac{H_0}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

si ha che in assenza di ingresso l'uscita è costituita dalla sola *evoluzione libera* dello stesso, ovvero

$$s(t) = \alpha_1 e^{p_1 t} + \alpha_2 e^{p_2 t}$$

dove i coefficienti α_1 ed α_2 sono i residui dello sviluppo in fratti semplici della funzione di trasferimento e sono determinati fisicamente dalle condizioni iniziali del sistema. Nel caso in cui la coppia di poli sia complessa e coniugata si ha (ed è facile dimostrarlo) che anche i rispettivi residui sono tra loro complessi e coniugati e quindi la relativa espressione dell'evoluzione libera del sistema può essere particolareggiata come

$$s(t) = 2\rho e^{\sigma t} \cos(\omega_0 t + \vartheta) \quad (1.5)$$

dove si sono espressi i coefficienti complessi come $\alpha_1 = \alpha_2^* = \rho e^{j\vartheta}$ ed i poli complessi e coniugati come $p_1 = p_2^* = \sigma + j\omega_0$.

È evidente come questa sia la situazione ricercata per la realizzazione di un oscillatore: per i sistemi del secondo ordine (che descrivono efficacemente i circuiti risonanti, alla base della stragrande maggioranza degli oscillatori) si vogliono ottenere quindi delle coppie di poli del tipo complesso e coniugato, essendo queste ultime necessarie

per l'instaurarsi di un'oscillazione. Diversamente, nel caso di poli giacenti sull'asse reale, non si ha la presenza di fenomeni oscillatori ed in particolare per poli a parte reale positiva si ha che l'ampiezza dell'uscita cresce esponenzialmente fino al raggiungimento della tensione di alimentazione, condizione a cui ci si riferisce dicendo che il sistema "scatta" o "va in latch".

Ritornando all'espressione (1.5) è chiaro come un'oscillazione stabile possa essere ottenuta solo se la coppia di poli complessi e coniugati giace esattamente sull'asse immaginario. In questo modo il sistema genera un'oscillazione costante (ovvero senza dinamiche aggiuntive), il cui valore di ampiezza è determinato in toto dalle sue condizioni iniziali.

Chiaramente, vista la ampia variabilità di queste ultime e quindi dei possibili valori dei coefficienti α_1 ed α_2 , all'accensione dell'oscillatore si deve provvedere a garantire l'effettivo innesco dell'oscillazione, detto *start-up*, possibilmente facendo in modo che i poli all'accensione siano sì complessi e coniugati, ma presentino parte reale positiva. Ciò consente quindi all'oscillatore di generare un segnale di ampiezza crescente, per poi stabilizzarla ad un valore costante dopo la prima fase transitoria. Tale meccanismo di saturazione dell'oscillazione non fa ovviamente parte della dinamica tipica di un sistema del secondo ordine e rivela quindi la necessità della presenza nel circuito di un elemento il cui comportamento sia intrinsecamente non lineare (reagendo cioè in modo diverso a stimoli di ampiezza diversa).

La struttura tipica di un oscillatore prevede quindi la presenza di un circuito accordato (nella quasi totalità dei casi una rete RLC od equivalente) e di un elemento attivo in grado di fornire le condizioni iniziali opportune per garantirne lo start-up e limitare col proprio comportamento non lineare l'ampiezza di oscillazione stessa.

Una tecnica molto utile per l'analisi dei sistemi di oscillazione è il cosiddetto *metodo a resistenza negativa*, particolarmente adatto allo studio di quelle topologie circuitali per cui è più opportuno identificare il comportamento dei dispositivi come blocchi a singola porta piuttosto che come sistemi in retroazione. Come si vedrà tra un attimo, esso si basa infatti sulla identificazione di una coppia di morsetti che separa il dispositivo attivo dalla corrispondente rete selettiva in frequenza.

Si consideri il caso generale di una rete risonante RLC parallelo: è noto come essa costituisca un sistema del secondo ordine in grado di sostenere un'oscillazione, ma in cui il termine resistivo è direttamente collegato ad un'attenuazione del modulo della stessa con andamento nel tempo di tipo esponenziale decrescente. L'idea fondamentale è quella di connettere in parallelo al suddetto tank RLC un dispositivo attivo in grado di offrire al piccolo segnale un contributo resistivo di valore negativo, in modo da compensare le perdite intrinseche del risonatore e sostenere correttamente l'oscillazio-

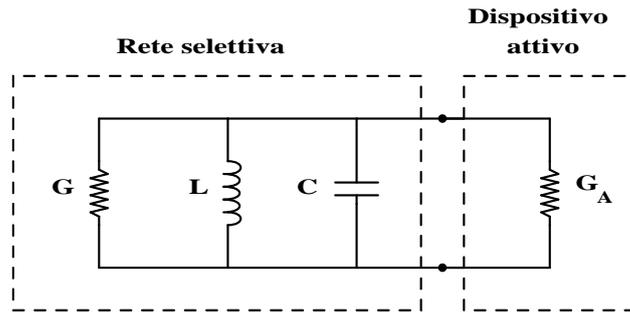


Figura 1.5 Metodo a resistenza negativa per un tank parallelo.

ne. Lo schema generale è quindi quello riportato in figura 1.5, dove il dispositivo attivo (o eventualmente l'intera rete che lo contiene) viene identificato con la conduttanza equivalente vista ai suoi morsetti.

Utilizzando un generatore di corrente di test in parallelo al circuito appena descritto è possibile calcolarne la relativa funzione di trasferimento, che risulta essere

$$H(s) = \frac{V_{LO}(s)}{I_T(s)} = \frac{sL}{1 + sL(G + G_A) + s^2LC}$$

Chiaramente quest'ultima per sostenere un'oscillazione deve presentare una coppia di poli complessi e coniugati, ed in particolare, affinché il circuito possa garantire la fase di start-up della stessa, essi devono presentare parte reale positiva almeno all'accensione del sistema. In tale fase deve quindi essere soddisfatta la condizione

$$\text{Re}[p_1] = \text{Re}[p_2] = -\frac{G + G_A}{2C} \geq 0$$

che porta ad imporre $G_A \leq -G$. Ciò significa che all'accensione del sistema la conduttanza relativa al dispositivo attivo deve non solo avere valore negativo (da cui il nome del metodo di analisi), ma deve essere in modulo maggiore di quella facente capo alle perdite nel risonatore.

La condizione appena descritta è peraltro evidente se si considera il tank RLC dal punto di vista del suo funzionamento fisico. Garantire all'accensione una conduttanza negativa più forte di quella propria del risonatore stesso permette di ottenere chiaramente una conduttanza totale anch'essa di segno negativo, rendendo i poli del sistema a parte reale positiva e facendo aumentare l'ampiezza dell'oscillazione con andamento esponenziale.

Al crescere di quest'ultima però il dispositivo attivo deve essere in grado di ridimensionare la propria conduttanza equivalente, in modo tale che per un determinato valore di ampiezza (che si indicherà con \tilde{V}_{LO}) essa sia uguale alla conduttanza G del tank, annullando l'effetto delle perdite e permettendo così di sostenere un'oscillazione

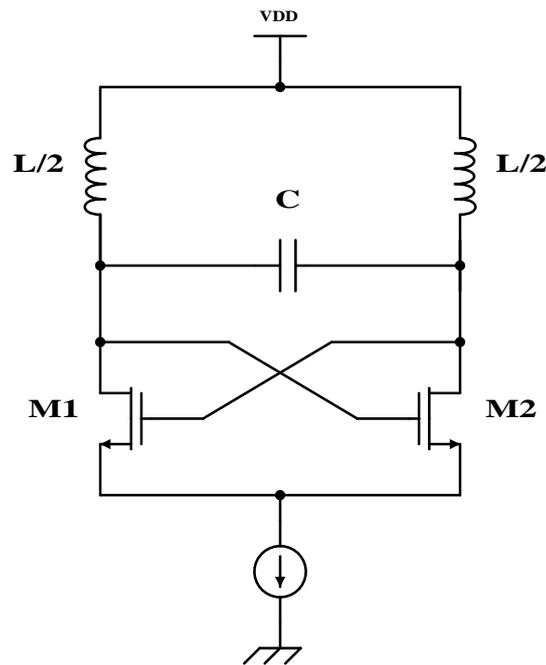


Figura 1.6 Oscillatore differenziale a singola coppia incrociata.

indefinita. In buona sostanza, quindi, questo meccanismo permette di portare i poli del sistema sull'asse immaginario e mantenerli in tale posizione per mezzo dell'azione non lineare del dispositivo attivo. La tensione di oscillazione alla quale il circuito si stabilizza è quindi quella per cui

$$G_A(\tilde{V}_{LO}) = -G$$

ed in tale condizione la frequenza della stessa sarà data chiaramente da

$$f_{LO} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

come del resto risulta ovvio dalla teoria di base relativa ai circuiti risonatori RLC.

L'analisi fin qui riportata verrà ora utilizzata per la descrizione di una precisa tipologia di oscillatore, estremamente comune nell'ambito dei circuiti integrati in tecnologia CMOS. Si tratta del cosiddetto *oscillatore differenziale a coppia incrociata*, il cui circuito è riportato in figura 1.6, per il quale il contributo di conduttanza negativa è ottenuto dall'impedenza differenziale vista ai capi del tank parallelo.

Per verificare tale affermazione, si consideri il circuito equivalente al piccolo segnale corrispondente alla coppia incrociata di MOSFET, riportato in figura 1.7, dove per semplicità non sono stati considerati gli effetti parassiti. Applicando un opportuno

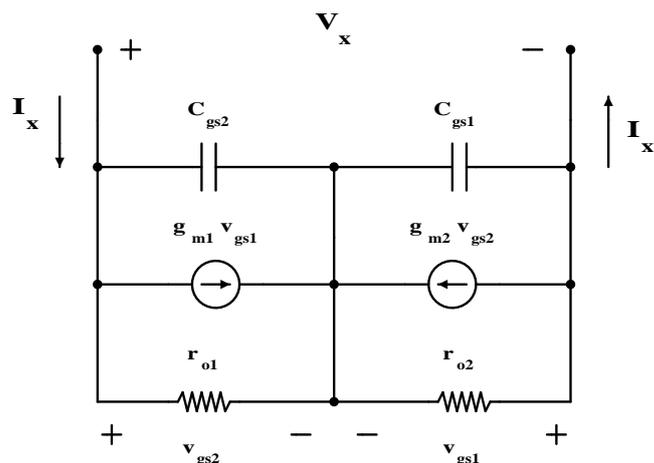


Figura 1.7 Modello al piccolo segnale per il calcolo dell'impedenza differenziale della coppia incrociata.

generatore di tensione di test V_x ai capi del sistema differenziale, è possibile esprimere la relativa corrente nei due rami differenziali come

$$I_x = g_{m1}v_{gs1} + \left(\frac{1}{r_{o1}} + sC_{gs1} \right) v_{gs2} = -g_{m2}v_{gs2} - \left(\frac{1}{r_{o2}} + sC_{gs2} \right) v_{gs1} \quad (1.6)$$

Ipotizzando ora il matching perfetto tra i due dispositivi si ha che i parametri al piccolo segnale degli stessi risultano essere tra loro uguali (ovvero $r_{o1} = r_{o2} = r_o$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ e $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs}$) e grazie alla simmetria del circuito stesso è evidente come la tensione del generatore di test si divida esattamente a metà tra i due transistor, permettendo di scrivere

$$v_{gs2} = -v_{gs1} = \frac{V_x}{2}$$

Particolareggiando quindi l'equazione (1.6) per tale condizione si giunge alla seguente espressione della corrente differenziale

$$I_x = \left(-g_m + \frac{1}{r_o} + sC_{gs} \right) \frac{v_x}{2}$$

che può essere utilizzata per il calcolo della ammettenza differenziale al piccolo segnale vista ai capi del risonatore parallelo. Essa risulta essere quindi

$$Y(s) = \frac{I_x}{V_x} = -\frac{g_m}{2} + \frac{1}{2r_o} + s\frac{C_{gs}}{2}$$

dalla quale si evidenzia come effettivamente essa presenti un termine di conduttanza con valore negativo.

Se quindi tale valore di conduttanza è all'accensione del sistema di modulo maggiore rispetto a quella relativa alle perdite nel risonatore, viene garantito l'innescamento dell'oscillazione, il cui modulo crescerà in modo esponenziale fino a raggiungere il valore di regime, secondo quanto già evidenziato nella trattazione generale svolta in precedenza. È da notare come la presenza della coppia incrociata di MOSFET introduca anch'essa delle perdite aggiuntive (che andranno compensate) e si rifletta anche in un aumento della capacità totale del tank (di una quantità pari a $C_{gs}/2$), che andrà considerata per il computo corretto della frequenza di oscillazione.

Questo per quanto riguarda il sistema al piccolo segnale. L'incremento dell'ampiezza di oscillazione però mette in crisi tale modello appena essa assume dei valori sufficientemente elevati: è necessario quindi affrontare lo studio dell'oscillatore anche nel regime di largo segnale, ed anzi, sarà proprio quest'ultimo (come peraltro già visto) a determinare il valore di ampiezza del segnale sinusoidale per il quale si ha la stabilizzazione del circuito.

Da questo punto di vista, il collegamento a coppia incrociata dei transistor mette in evidenza come la coppia differenziale lavori in modo tale da risultare completamente *sbilanciata*, ovvero facendo commutare completamente i MOSFET dalla regione di saturazione a quella di interdizione per ogni ciclo del segnale oscillatorio. È chiaro infatti come lo spegnimento di uno dei due provochi la corretta accensione dell'altro, e come sia compito del circuito risonatore far commutare alternativamente i due transistor tra lo stato di ON e quello di OFF. Si può quindi analizzare il comportamento al largo segnale dell'oscillatore studiando ancora una volta un sistema a commutazione di corrente, dello stesso tipo (ma con finalità chiaramente diverse) di quello visto nell'analisi dei mixer.

In particolare si analizzerà qui un oscillatore differenziale a doppia coppia incrociata, il cui schema circuitale è riportato in figura 1.8, che presenta molte analogie con quella che sarà la cella di partenza per l'analisi del sistema LMV descritto in questa Tesi di Laurea.

Dal punto di vista del piccolo segnale l'analisi teorica è chiaramente la stessa, a patto di considerare una seconda ammettenza (legata chiaramente alla presenza dei pMOS) in parallelo al circuito risonatore. Per quanto riguarda l'analisi al largo segnale, invece, visto il regime di funzionamento completamente sbilanciato dei MOSFET, è evidente come il tank sia sottoposto ad una corrente il cui andamento è esprimibile come

$$i_T(t) = m(t)I_B$$

dove I_B è la corrente di polarizzazione fornita dal generatore di coda, ed $m(t)$ è chiaramente una forma d'onda quadra oscillante tra ± 1 e con la stessa frequenza del segnale

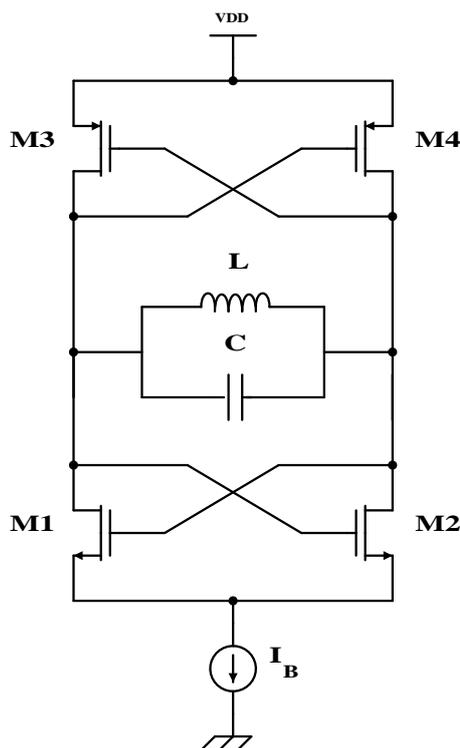


Figura 1.8 Oscillatore differenziale a doppia coppia incrociata.

prodotto dal circuito. Sviluppando tale segnale di commutazione in serie di Fourier (esattamente come fatto nel sotto-paragrafo precedente per l'analisi dei mixer) è quindi possibile scrivere la corrente sul tank come

$$i_T(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} I_B \cos((2k+1)\omega_{LO}t)$$

Trattandosi di un circuito risonante e quindi molto selettivo in frequenza, è chiaro come tutte le componenti armoniche diverse da quella principale verranno attenuate pesantemente. Ne consegue quindi che l'unico segnale presente ai capi del tank sarà quello relativo alla prima armonica, che produrrà quindi una tensione pari a

$$v_{LO}(t) = \frac{4}{\pi} R I_B \cos(\omega_{LO}t)$$

dove R è la resistenza parallelo del risonatore. Da quest'ultima espressione si evince quindi che l'ampiezza dell'oscillazione a regime è pari a

$$\tilde{V}_{LO} = \frac{4}{\pi} R I_B$$

Si fa notare come per determinare tale valore sia stato necessario analizzare un

sistema in commutazione di corrente, il cui comportamento è chiaramente non lineare. Si ritrova quindi il concetto fondamentale espresso nella teoria generale degli oscillatori: è la presenza di elementi non lineari a limitare e far saturare opportunamente la relativa ampiezza di oscillazione.

1.4 Ricevitori in quadratura

Si è già rivelato nel paragrafo introduttivo come il sistema relativo a questa Tesi di Laurea debba costituire il front end di un ricevitore *in quadratura*. Risulta evidente quindi come sia necessario definire una struttura circuitale che permetta di garantire la corretta traslazione in frequenza di tale tipologia di segnali.

Il metodo più semplice (che è quello che verrà usato con le opportune modifiche in questo progetto) è chiaramente quello di utilizzare due sistemi di mixing identici alimentati all'ingresso dallo stesso segnale RF: uno impiegato per l'estrazione della componente in fase e l'altro per quella in quadratura. Come si vedrà tra breve, però, per garantire il corretto funzionamento del ricevitore in quadratura è necessaria la presenza di due oscillatori in grado di generare sinusoidi che siano tra loro effettivamente sfasate di 90° .

Lo scopo di questo paragrafo è quindi quello di, dopo una introduzione generale al funzionamento dei sistemi (ed in particolar modo dei ricevitori) in quadratura, analizzare le metodologie che consentono di garantire tale tipologia di funzionamento per gli oscillatori, basandosi su un opportuno accoppiamento tra gli stessi. Ciò quindi permetterà la costruzione di un front end in grado di traslare opportunamente ciascuna delle due componenti del segnale RF in banda base (e più in generale alla frequenza intermedia).

1.4.1 Teoria generale

La stragrande maggioranza delle modulazioni digitali (ed anche alcune tipologie di modulazione analogica) si basano sulla trasmissione di segnali in quadratura. La proprietà di indipendenza tra due segnali armonici sfasati di 90° viene infatti sfruttata per permettere di inviare contemporaneamente e sulla stessa frequenza (ovvero sullo stesso canale comunicativo) due segnali informativi distinti, che nel caso delle modulazioni digitali identificano le coordinate di ogni simbolo trasmesso all'interno dello spazio degli stati. In questo modo, quindi, è possibile trasferire un quantitativo di informazione maggiore (in bit) a parità di simboli trasmessi per unità di tempo (il cosiddetto baud rate).

Per comprendere bene questa funzionalità (e di conseguenza i circuiti che la implementano) è necessario però riconoscere quali siano le caratteristiche intrinseche delle funzioni armoniche che vengono sfruttate a tal fine. Sin dai primi corsi di teoria dei segnali si è evidenziato come seno e coseno isofrequenziali (come molte altre coppie di segnali) siano funzioni tra loro *ortogonali*, identificando come la proiezione ortogonale di uno sull'altro sia nulla. Matematicamente tale proprietà, fissato T il periodo di oscillazione ed ω la pulsazione angolare corrispondente, è descritta dalla

$$\int_t^{t+T} \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt = 0$$

relazione che particolareggia la definizione di ortogonalità tra segnali (e più in generale funzioni) e che viene ampiamente dimostrata sin dai primi corsi di analisi matematica.⁹

Tale proprietà risulta essere chiaramente interessante, in quanto offre la possibilità di inviare più segnali sullo stesso canale comunicativo senza che tra di loro ci sia interferenza. In generale, infatti, se si considerano n funzioni tra loro ortogonali è possibile trasmettere la combinazione lineare delle stesse (modulando in ampiezza ciascuna portante e sommando tutti i contributi) ed ottenere quindi il trasferimento di n segnali informativi contemporaneamente. In questo modo il ricevitore sarà in grado di risalire agli stessi eseguendo l'operazione di proiezione ortogonale della combinazione lineare trasmessa sulle singole funzioni della base. Nel caso dei segnali armonici, quindi, esso deve essere in grado di eseguire ad esempio il seguente calcolo

$$\int_t^{t+T} (A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t)) \cos(\omega t) dt = B \frac{T}{2}$$

che coinvolge una operazione di integrazione nel tempo e deve essere chiaramente svolta in parallelo per i due segnali di base.

Oltre a quella appena esposta, però, seno e coseno offrono un'ulteriore proprietà, che consente di ridurre al minimo la complessità circuitale dei sistemi di ricezione e di trasmissione per le modulazioni in quadratura. Si consideri infatti il generico segnale modulato $s(t)$, che sarà chiaramente descritto da una formulazione del tipo

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_{\text{RF}} t) + Q(t) \sin(\omega_{\text{RF}} t)$$

dove $I(t)$ è la componente *in fase* e $Q(t)$ identifica quella *in quadratura*. Si noti quindi come il segnale trasmesso sia costituito dalla somma di due modulazioni in ampiezza distinte relative a portanti armoniche isofrequenziali tra loro sfasate di 90° .

⁹Essa tra l'altro permette di definire una base reale per lo spazio vettoriale dei segnali periodici, che consente di approssimare una generica funzione periodica in serie di Fourier.

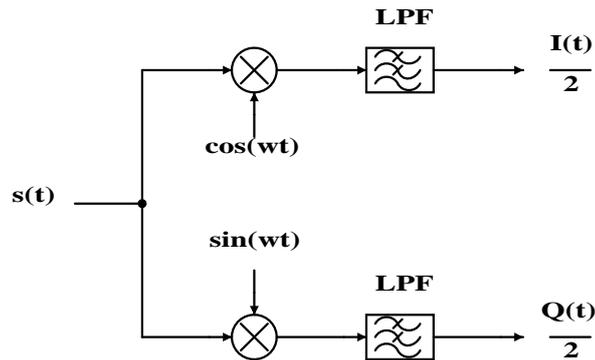


Figura 1.9 Struttura base di un ricevitore in quadratura.

Si esegua ora in ricezione il prodotto tra il suddetto segnale modulato e l'armonica generata da un oscillatore locale che sia in fase con la componente in coseno dello stesso. Il risultato di tale operazione sarà chiaramente

$$\begin{aligned} s(t) \cos(\omega_{\text{RF}}t) &= I(t) \cos^2(\omega_{\text{RF}}t) + Q(t) \sin(\omega_{\text{RF}}t) \cos(\omega_{\text{RF}}t) = \\ &= \frac{I(t)}{2} + \frac{I(t)}{2} \cos(2\omega_{\text{RF}}t) + \frac{Q(t)}{2} \sin(2\omega_{\text{RF}}t) \end{aligned}$$

dove sono state utilizzate note identità trigonometriche. Si noti come esso presenti in banda base una sola componente, ed in particolare quella legata alla modulazione in fase: se con un opportuno filtro si eliminano quindi le armoniche prodotte a frequenza superiore, in uscita a tale sistema è possibile ricavare direttamente una replica (scalata di un fattore 1/2) del segnale $I(t)$, ovvero quello corrispondente alla porzione del segnale modulato in fase con l'oscillatore.

Tale fatto è chiaramente valido anche per la componente in quadratura del segnale di ingresso, a patto di considerare la moltiplicazione dello stesso per una armonica di tipo sinusoidale (ovvero con fase solidale alla porzione di segnale che si vuole traslare in banda base). Essa risulterà infatti

$$s(t) \cos(\omega_{\text{RF}}t) = \frac{Q(t)}{2} + \frac{I(t)}{2} \sin(2\omega_{\text{RF}}t) - \frac{Q(t)}{2} \cos(2\omega_{\text{RF}}t)$$

È possibile quindi riportare in banda base le due componenti di una trasmissione in quadratura utilizzando semplicemente una operazione di moltiplicazione analogica ed un filtro per ciascuna di esse, secondo lo schema delineato in figura 1.9. Il segnale a radiofrequenza, dopo un'eventuale amplificazione a basso rumore, viene moltiplicato per le due portanti generate dagli oscillatori locali (od eventualmente da un unico generatore polifase) ed il risultato di tale operazione viene filtrato opportunamente per mantenere solo la componente in banda base di interesse.

Per l'analisi fin qui svolta si è tacitamente ipotizzato che il sistema di ricezione fosse a conversione diretta, essendo la frequenza degli oscillatori pari a quella del segnale RF da sintonizzare. Da un punto di vista generale questa condizione può non essere verificata, producendo in uscita al moltiplicatore una replica dei segnali in fase ed in quadratura traslata attorno ad una frequenza intermedia non nulla: tale condizione però non permette sin da subito una netta separazione tra le due componenti, in quanto all'uscita del sistema qui presentato ci si ritroverebbe sempre con una combinazione lineare dei segnali $I(t)$ e $Q(t)$ (seppur a frequenza IF), rendendo necessarie ulteriori operazioni per l'estrazione degli stessi. Nel caso di segnali in quadratura, quindi, l'uso della conversione diretta è quello che garantisce la minima complessità circuitale.

1.4.2 Oscillatori in quadratura

Nella trattazione generale appena svolta si è delineata per un sistema di ricezione in quadratura la necessità di utilizzare nell'operazione di mixing una coppia di segnali sinusoidali che siano efficacemente sfasati tra loro di 90° . Da un punto di vista generale questi ultimi possono essere ottenuti per mezzo di due topologie strutturali distinte: generati da un unico oscillatore per mezzo di un'opportuna traslazione delle fasi del segnale prodotto, o derivanti da due oscillatori distinti accoppiati in modo tale da garantire il corretto sfasamento tra gli stessi.

Si opterà qui per quest'ultima scelta, essendo quella presentata nell'articolo di riferimento [1] ed utilizzata nel progetto descritto in questa Tesi di Laurea. Il presente sottoparagrafo si occuperà quindi di definire le metodologie utilizzate per l'*accoppiamento in quadratura degli oscillatori*, descrivendo chiaramente anche le soluzioni circuitali che ad esse corrispondono.

In particolare si analizzeranno le configurazioni relative agli oscillatori del tipo a coppia incrociata, essendo essi gli elementi di base a partire dai quali si costruirà la struttura monolitica del front end presentata nel capitolo 2. Come si vedrà, infatti, quest'ultima condivide con gli stessi il funzionamento di fondo relativamente alla dinamica dell'oscillazione (specialmente nel caso di sistemi completamente sbilanciati), per cui i risultati che verranno qui esposti potranno essere applicati direttamente anche al suddetto sistema.

Una delle metodologie più utilizzate per garantire la corretta relazione di quadratura tra i segnali prodotti da due oscillatori del tipo a coppia incrociata è quella riportata in figura 1.10, che prevede la presenza di opportuni transistor di accoppiamento tra gli stessi. In particolare, si noti sin da subito come una delle due connessioni sia diretta, ovvero presente tra nodi corrispondenti dei due oscillatori (il transistor che agisce sul nodo positivo/negativo di uno è comandato dal nodo positivo/negativo dell'altro),

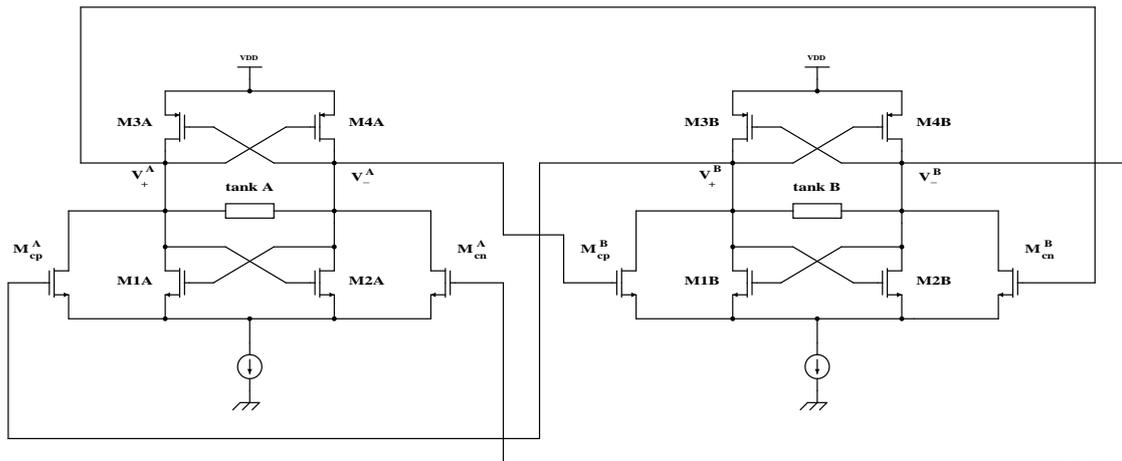


Figura 1.10 Soluzione per il mantenimento in quadratura di oscillatori del tipo a coppia incrociata.

mentre l'altra risulti essere inversa. Sarà proprio questa la peculiarità che permetterà di garantire il mantenimento in quadratura dei due sistemi.

Prima di descrivere efficacemente tale tipologia di accoppiamento dal punto di vista analitico è opportuno valutarne il suo comportamento in due casi limite, al fine di comprendere l'idea di fondo che giace alla base di tale topologia circuitale. Si consideri quindi la situazione in cui i due oscillatori (che d'ora in poi saranno indicati rispettivamente A e B, come del resto riportato in figura 1.10) stiano operando in fase tra loro, ed in particolare con una tensione ai capi del tank di segno positivo. Assumendo per gli stessi il regime di funzionamento completamente sbilanciato, questo significa che i nodi v_+ di entrambi si trovano alla tensione di alimentazione: conseguentemente, quindi, si attiveranno anche i transistor MC_n^B ed MC_p^A . Quest'ultimo, in particolare, drenerà parte della corrente fornita dal pMOS M_{3A} , diminuendo quella che scorre nel risonatore parallelo. La tensione al nodo negativo dell'oscillatore A subirà quindi un'aumento che porterà in conduzione il transistor di accoppiamento MC_p^B , che opererà di conseguenza secondo le stesse modalità. Il risultato netto è quindi quello di far passare alla fase di ON tutti i MOSFET giungendo così ad una fase operativa stazionaria, con l'ovvio scopo di *bloccare* l'oscillazione dei due sistemi (almeno idealmente).

Chiaramente quella appena definita è la situazione che si delinea anche nel caso in cui i due oscillatori stiano operando tra loro in opposizione di fase. Anche in tale condizione, infatti, i transistor di accoppiamento consentono di modificare le condizioni di sbilanciamento delle coppie incrociate, smorzando di conseguenza le relative oscillazioni prodotte.¹⁰

¹⁰Nel caso dell'opposizione di fase il primo intervento spetta ai transistor di accoppiamento in connessione inversa, ed in particolare a MC_n^B .

Una volta fatte queste prime considerazioni di massima, risulta evidente come la situazione di regime stabile possa essere identificata opportunamente nel funzionamento in quadratura dei due oscillatori: tendendo verso lo sfasamento nullo o verso l'opposizione di fase si avrà infatti un corrispettivo smorzamento dell'oscillazione, che si traduce in un completo blocco della stessa nel caso delle situazioni limite analizzate in precedenza. Non resta quindi che descrivere tale tipologia di comportamento anche dal punto di vista analitico.

Considerato come il funzionamento a regime dei due oscillatori sia del tipo completamente sbilanciato, è evidente come la corrente che scorre nel risonatore parallelo degli stessi sia data istante per istante dalla somma delle correnti che scorrono negli nMOS della coppia incrociata ed in quelli che garantiscono il mantenimento in quadratura degli stessi. Assumendo per esempio che l'oscillatore A sia nella fase in cui M_{3A} è in conduzione ed M_{4A} è spento, è chiaro come la corrente che scorre nel tank sia data dalla somma di quella che scorre in M_{2A} e nel transistor di accoppiamento MC_n^A . Dal punto di vista al largo segnale, quindi, la corrente nel risonatore parallelo del primo oscillatore può essere espressa come

$$I_T^A = I_{2A} + I_{MC_n^A} = g_{mn}V_A - g_{mc}V_B$$

relazione che lega tra loro le rappresentazioni fasoriali delle grandezze in gioco e dove g_{mn} e g_{mc} rappresentano le transconduttanze differenziali al largo segnale dei MOSFET della coppia incrociata e di quelli di accoppiamento rispettivamente. In maniera analoga, la corrente relativa al tank LC del secondo oscillatore risulta essere data da

$$I_T^B = I_{2B} + I_{MC_n^B} = g_{mn}V_B + g_{mc}V_A$$

dove si nota come il termine relativo all'accoppiamento sia ora positivo, essendo la connessione del transistor MC_n^B di tipo incrociato (a differenza di quella diretta che agisce su MC_n^A).

Ragionando ora semplicemente dal punto di vista delle simmetrie circuitali, è chiaramente evidente che se i due oscillatori (ed i rispettivi sistemi di accoppiamento) sono tra loro identici, anche le relative tensioni armoniche prodotte saranno uguali sia in frequenza che in ampiezza e potranno differire quindi solo per un termine di fase. Considerando ora che sotto tale ipotesi anche i due risonatori parallelo risultano essere uguali (offrendo quindi la stessa impedenza di carico), è ovvio come anche le correnti sinusoidali che scorrono su di essi presenteranno lo stesso valore di ampiezza.

Le corrispettive grandezze fasoriali saranno quindi uguali in modulo, ovvero

$$|g_{mn}V_A - g_{mc}V_B| = |g_{mn}V_B + g_{mc}V_A|$$

Ipotizzando ora che i transistor di accoppiamento siano della stessa dimensione di quelli della coppia incrociata (situazione che rappresenta la soluzione progettuale utilizzata nella maggior parte dei casi), si ha che le due transconduttanze g_{mn} e g_{mc} risultano essere uguali tra loro e l'uguaglianza precedente può quindi essere riscritta come

$$|V_A - V_B| = |V_A + V_B| \quad (1.7)$$

Tale relazione mette in evidenza come i fasori delle tensioni prodotte dagli oscillatori devono soddisfare la condizione per cui il modulo della loro differenza deve essere uguale a quello della loro somma: ciò è garantito solo se i due vettori corrispondenti sono tra loro *in quadratura*.

La dimostrazione di tale risultato è peraltro molto semplice. Si pongano i fasori delle tensioni prodotte dagli oscillatori pari a $V_A = \rho e^{j\theta_A}$ e $V_B = \rho e^{j\theta_B}$, dove chiaramente questi ultimi presentano lo stesso modulo per le proprietà di simmetria viste in precedenza. Allora la (1.7) può essere riscritta come

$$|e^{j\theta_A} - e^{j\theta_B}| = |e^{j\theta_A} + e^{j\theta_B}|$$

dove si è chiaramente semplificato il fattore comune ρ . Raccogliendo ora il termine $e^{j\theta_A}$ in ambo i membri si ottiene

$$|e^{j\theta_A}| |1 - e^{j(\theta_B - \theta_A)}| = |e^{j\theta_A}| |1 + e^{j(\theta_B - \theta_A)}|$$

che tramite le dovute semplificazioni si riduce alla condizione

$$|1 - e^{j(\theta_B - \theta_A)}| = |1 + e^{j(\theta_B - \theta_A)}|$$

Quest'ultima può essere risolta facilmente per mezzo della rappresentazione trigonometrica dei numeri complessi. Esplicitando infatti l'esponenziale complesso come $\cos(\theta_B - \theta_A) + j \sin(\theta_B - \theta_A)$, è possibile riscrivere l'equazione precedente come

$$(1 - \cos(\theta_B - \theta_A))^2 + \sin^2(\theta_B - \theta_A) = (1 + \cos(\theta_B - \theta_A))^2 + \sin^2(\theta_B - \theta_A)$$

dove sono stati elevati al quadrato ambo i membri. Eseguendo gli opportuni calcoli

algebrici, si giunge infine alla condizione

$$\cos(\theta_B - \theta_A) = 0 \quad (1.8)$$

che risulta essere chiaramente soddisfatta solo se la differenza di fase tra le due tensioni considerate è in modulo pari a 90° (più l'eventuale periodicità, analizzando tale aspetto dal punto di vista strettamente matematico).

A tale conclusione si giunge peraltro anche considerando il caso più generale in cui i transistor di accoppiamento siano di dimensione diversa rispetto a quelli della coppia incrociata, ovvero quando le due transconduttanze differenziali al largo segnale non siano uguali tra loro (cioè $g_{mc} \neq g_{mn}$). Esprimendo esplicitamente le due tensioni V_A e V_B in forma di esponenziale complesso (come fatto nel caso precedente) e svolgendo gli opportuni calcoli, infatti, ci si riconduce sempre alla condizione (1.8), mettendo in evidenza l'efficacia del metodo anche nella situazione più generale.

Ciò che varierà con la dimensione dei transistor sarà chiaramente la dinamica di tale sistema di controllo, che risulterà essere di intervento più rapido all'aumentare della transconduttanza dei MOSFET di accoppiamento rispetto a quella dei dispositivi che costituiscono la coppia incrociata. Per valutare tale aspetto è opportuno definire il *fattore di accoppiamento*, dato da

$$K_a = \frac{g_{mc}}{g_{mn}}$$

che identifica chiaramente la “forza” del sistema di mantenimento in quadratura per i due oscillatori. Più tale fattore sarà elevato, infatti, più l'accoppiamento degli stessi risulterà performante in termini di dinamica (e viceversa, ovviamente). Una trattazione teorica molto completa di tale fatto, che prevede tra l'altro anche la possibilità di coefficienti di accoppiamento complessi (i quali consentono di generare sfasamenti arbitrari tra gli oscillatori), è riportata in [10].

Il risultato appena ottenuto consente quindi di confermare la corretta operatività della soluzione circuitale riportata in figura 1.10. Tale tipologia di accoppiamento tra gli oscillatori garantisce quindi che gli stessi siano configurati per la generazione di due portanti armoniche tra loro *in quadratura*, sfruttando a vantaggio l'azione correttiva sulla loro dinamica svolta dai transistor ausiliari.

Capitolo 2

Analisi della cella LMV

2.1 Introduzione

L'idea di concentrare in un unico stadio le funzionalità tipiche dei tre blocchi che costituiscono il front end di un ricevitore al fine di ottimizzare il consumo di corrente dello stesso è stata presentata per la prima volta nell'articolo "*Single-stage low-power quadrature RF receiver front-end: The LMV cell*" (in bibliografia alla voce [2]) risalente al 2006.

Prima di tale lavoro in letteratura erano state proposte varie architetture circuitali in grado di integrare tra loro solo due dei blocchi fondamentali, lasciando il terzo come blocco a se stante. Ne sono un esempio le celle SOM (Self Oscillating Mixer) [7], che utilizzano un oscillatore a coppia incrociata completamente sbilanciato per ottenere da esso anche la funzionalità di mixing, come verrà descritto ampiamente nel corso del prossimo paragrafo, essendo tale tecnica la base teorica per la costruzione della cella qui presentata. In altri casi si era pensato invece di utilizzare il transistor di coda di una cella di Gilbert, oltre che per iniettarvi il segnale a radiofrequenza (e chiaramente fornire la corrente di polarizzazione per la coppia differenziale), anche per affidandargli il ruolo di amplificatore a basso rumore per lo stesso, introducendo ad esempio per tale MOSFET un sistema di degenerazione induttiva al source. In questo modo, quindi, si è potuto integrare in un unico blocco le funzionalità di LNA e mixer.

L'elemento di novità è quindi la possibilità di integrare in un unico stadio l'intero front end di un ricevitore, che svolgerà quindi le funzioni di amplificatore a basso rumore, mixer ed oscillatore locale. Le topologie circuitali che garantiscono tale funzionalità sono molteplici (a seconda della tipologia dei blocchi fondamentali dai quali si intende partire) e sono ben descritte nell'articolo sopra citato, ma tutte condividono i ragionamenti di fondo e una strutturazione di base dal punto di vista architettonico. Nel seguito ci si focalizzerà in particolare su quella presentata nell'articolo "*Time-variant*

analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver” (in bibliografia alla voce [1]), che rappresenta la struttura di base dalla quale si è partiti per lo sviluppo del progetto presentato in questa Tesi.

Dopo una dettagliata descrizione architetturale della cella, che verrà svolta nei prossimi paragrafi, si analizzerà la stessa utilizzando la teoria completa dei circuiti lineari e tempo varianti. La normale teoria dei sistemi LTI riadattata per la gestione di circuiti dal punto operativo variabile nel tempo (come fatto per esempio nel capitolo precedente per l’analisi di mixer ed oscillatore) non permette di predire in modo corretto il guadagno di conversione dello stadio e la sua banda operativa, rendendo necessario il ricorso a tecniche di analisi circuitale più complesse. La causa principale di questa poca aderenza del comportamento della cella alla teoria classica è costituita dai pesanti fenomeni di charge sharing tra le capacità inserite nel circuito e quelle parassite dei dispositivi, la cui influenza chiaramente non può più essere considerata trascurabile, come del resto evidenziato nell’articolo di riferimento.

Tale tipologia di analisi verrà poi estesa al calcolo dell’impedenza di ingresso del sistema, permettendo così di valutare alcuni fenomeni che la teoria classica non riesce a mettere correttamente in evidenza.

2.2 Idea di base ed implementazione

Dal punto di vista puramente funzionale, è già stato fatto notare al paragrafo 1.3 come ci sia una certa analogia tra un sistema di mixing del tipo a cella di Gilbert e un oscillatore differenziale a coppia incrociata. Si è visto infatti come in entrambi i circuiti le coppie di transistor agiscano fondamentalmente da interruttori, modulando la corrente nei singoli rami differenziali e permettendo così il corretto funzionamento delle due tipologie di circuito. In particolare, tale comportamento permette al mixer di operare la conversione in frequenza del segnale RF iniettato attraverso il generatore di coda (a patto che il segnale dell’LO sia sufficientemente ampio da garantire la completa commutazione dei MOSFET) e all’oscillatore differenziale di sostenere il segnale armonico in uscita e settarne correttamente l’ampiezza a regime.

Vista questa particolare assonanza, è opportuno pensare di poter utilizzare un unico stadio per svolgere entrambe le funzionalità: se infatti si sceglie un oscillatore in cui la coppia incrociata di transistor opera in regime di commutazione completa (situazione spesso indicata col termine inglese *hard switching regime*) si ha che la forma d’onda della corrente sui singoli rami differenziali è del tipo ad onda quadra e tale caratteristica può quindi essere utilizzata per implementare all’interno dell’oscillatore stesso anche la funzionalità di mixing. Quest’ultima infatti, come visto nel capitolo prece-

dente, è legata a doppio filo alla possibilità di commutare completamente la corrente RF tra i due rami di un sistema di tipo differenziale, operazione peraltro garantita correttamente essendo gli andamenti delle correnti sui due rami di tipo “complementare” anche per un oscillatore.

Modificando opportunamente quest’ultimo per garantire l’iniezione del segnale a radiofrequenza si può quindi ottenere dallo stesso blocco circuitale che genera il segnale armonico anche l’operazione di conversione alla frequenza intermedia. Il sistema così ottenuto viene identificato generalmente col nome di SOM (Self Oscillating Mixer) e se ne trovano numerosi esempi in letteratura.

Chiaramente una delle metodologie possibili (nonchè la più semplice) per iniettare il segnale RF nell’oscillatore è quella di utilizzare a tal scopo il transistor di coda, che oltre a fornire la corrente di polarizzazione per l’intero stadio viene quindi anche incaricato di produrre una componente di corrente a radiofrequenza proporzionale alla tensione RF presente al suo ingresso per mezzo della propria transconduttanza del modello al piccolo segnale.

A questo punto quindi si può pensare di utilizzare opportunamente tale trasduzione in corrente del segnale a radiofrequenza per effettuare anche un’amplificazione dello stesso: si sta pensando cioè di *impilare* la cella SOM precedentemente descritta al di sopra di una cella amplificatrice, dando al MOSFET di coda anche la funzione di amplificatore RF.

Se infine tale stadio di amplificazione viene progettato in modo tale da garantire una bassa figura di rumore ed implementare l’adattamento di impedenza in ingresso, utilizzando ad esempio la tecnica della degenerazione induttiva al source come visto nel sottoparagrafo 1.3.1, si ha che lo stesso racchiude anche la funzionalità tipica dell’amplificatore a basso rumore.

In tal modo è possibile allora integrare in un unico stadio l’intera sezione a radiofrequenza di un ricevitore, semplicemente impilando una cella del tipo mixer-oscillatore al di sopra di un LNA ed ottenendo quindi le funzionalità tipiche del generico front end per mezzo di un unico stadio. Il circuito monolitico così delineato prende il nome di *cella LMV*, dall’acronimo inglese di LNA-Mixer-VCO, ed il suo schema di massima è riportato in figura 2.1, dove si è ipotizzato l’utilizzo della degenerazione induttiva per l’amplificatore a basso rumore.

Il vantaggio di riuscire ad integrare l’intera sezione a radiofrequenza di un ricevitore in un unico blocco è indubbio, sia dal punto di vista del numero di dispositivi attivi richiesti (e di conseguente area occupata su silicio), ma anche e soprattutto per quanto riguarda i consumi. Nella cella LMV, infatti, la corrente di polarizzazione è la stessa per tutti gli stadi, essendo questi ultimi impilati uno sopra l’altro: la stessa cor-

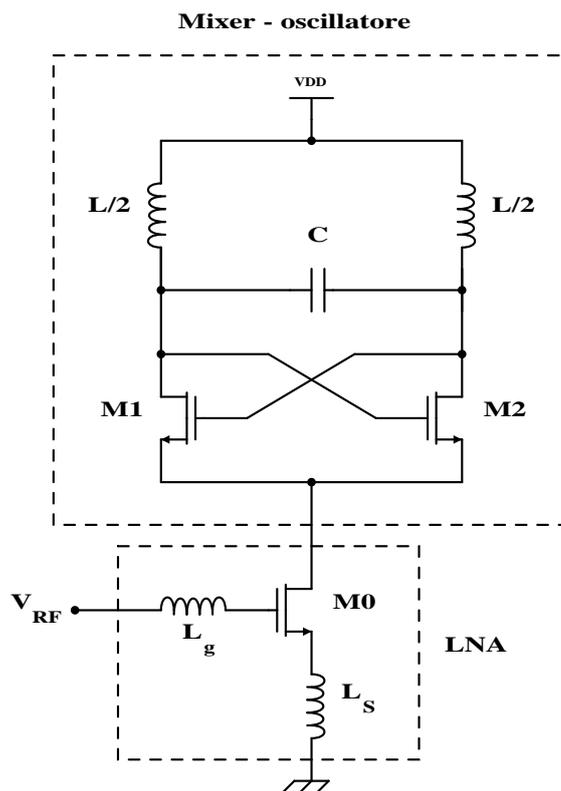


Figura 2.1 Struttura di base di una cella LMV.

rente di bias dell'LNA si occupa anche della corretta polarizzazione dei dispositivi che costituiscono la cella mixer-oscillatore. Ad un circuito in cui ciò accade ci si riferisce spesso apostrofandolo con l'aggettivo *current reusing*, a sottolineare come la corrente di polarizzazione di uno stadio venga riutilizzata efficacemente anche per gli altri.

Ora che sono stati introdotti i concetti base che permettono l'ideazione e la conseguente realizzazione della cella LMV, è evidente come essi siano indipendenti dal tipo di soluzioni circuitali utilizzate per l'implementazione dei singoli blocchi. L'unico requisito fondamentale è infatti quello che l'oscillatore scelto come base operi in regime di commutazione completa e permetta l'iniezione del segnale a radiofrequenza al fine di operare anche come sistema di mixing, ma fatta salva questa necessità è chiaro come l'architettura qui presentata si presti ad una varietà sufficientemente ampia di possibili implementazioni.

Nel corso del prossimo paragrafo verrà descritta in particolare la soluzione utilizzata nell'articolo "*Time-variant analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver*" (in bibliografia alla voce [1]), che come già detto rappresenta la struttura di base dalla quale si è partiti per lo sviluppo del progetto presentato in questa Tesi di Laurea.

Prima di affrontare lo studio di questa particolare tipologia di implementazione,

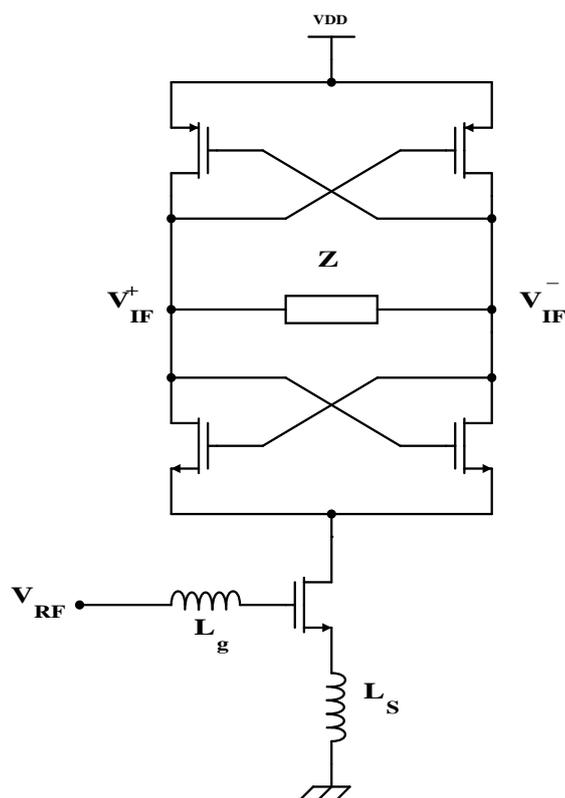


Figura 2.2 Struttura di base della cella LMV implementata.

però, è bene notare sin da subito una banale ma importante conseguenza dell'aver riunito in un unico blocco tutte le funzionalità richieste per la realizzazione di un front end a radiofrequenza: avendo ridotto le strutture necessarie, sono stati anche conseguentemente ridotti i *gradi di libertà* del sistema globale. Se con tre circuiti distinti era possibile intervenire su più parametri per effettuare la progettazione del sistema, l'aver condensato in un unico stadio le tre funzionalità ha ridotto di conseguenza anche le possibilità di intervento sullo stesso. Alcuni degli effetti di questo fatto verranno esplicitati nel corso delle analisi teoriche e pratiche che verranno svolte nei prossimi capitoli.

2.3 Struttura della cella LMV

La cella di base relativa al progetto presentato in questa Tesi di Laurea utilizza come blocco di partenza un oscillatore differenziale a doppia coppia incrociata, operante ovviamente in regime di commutazione completa per garantire in esso anche la funzionalità di mixing in frequenza, come visto nel paragrafo precedente.

L'iniezione in tale struttura del segnale a radiofrequenza viene fatta chiaramente attraverso il MOSFET che costituisce il generatore di coda, a cui quindi è affidata

anche la funzionalità di amplificatore a basso rumore. In particolare per quest'ultimo è possibile pensare alla degenerazione induttiva al source come soluzione per l'implementazione dell'adattamento di impedenza in ingresso e il mantenimento di una figura di rumore sufficientemente bassa. La struttura che ne consegue è quindi quella riportata in figura 2.2, in cui il risonatore LC parallelo viene identificato dalla propria impedenza $Z(\omega)$.

Assumendo un regime di funzionamento completamente sbilanciato per il blocco mixer-oscillatore, il meccanismo di base della cella è chiaramente evidente: se oltre alla corrente di polarizzazione il transistor di coda inietta anche la corrente a radiofrequenza $i_{\text{RF}}(t)$, si ha che la corrente $i_T(t)$ che scorre nell'impedenza di carico conterrà anche una componente a frequenza intermedia, essendo data dal prodotto $i_{\text{RF}}(t)m(t)$, dove $m(t)$ è la funzione che identifica la funzionalità di commutazione in corrente relativa all'oscillazione. Quest'ultima quindi sarà formalmente espressa come

$$m(t) = \text{sign}(\tilde{V}_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}}t))$$

ovvero si tratta come ovvio di una forma d'onda quadra oscillante tra ± 1 alla stessa frequenza del segnale sinusoidale prodotto dalla cella. Esprimendo quest'ultima in serie di Fourier è quindi possibile scrivere la corrente sul tank come

$$i_T(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} I_{\text{RF}}(t) \cos((2k+1)\omega_{\text{LO}}t) \cos(\omega_{\text{RF}}t + \phi(t))$$

da cui è possibile isolare la componente alla frequenza intermedia (ovvero quella relativa alla prima armonica del segnale di commutazione $m(t)$), che risulta essere

$$i_T^{\text{IF}}(t) = \frac{2}{\pi} I_{\text{RF}}(t) \cos((\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{LO}})t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

utilizzando le note identità trigonometriche e seguendo quanto già fatto nell'analisi generale dei sistemi di mixing.

È interessante notare come il risultato ottenuto sia lo stesso della cella di Gilbert. Il meccanismo fondamentale è infatti lo stesso: la commutazione completa della coppia incrociata permette di esprimere la corrente di uscita come prodotto tra la corrente RF ed una funzione $m(t)$ tale da caratterizzare opportunamente il funzionamento sbilanciato dell'oscillatore, garantendo così la funzionalità di conversione in frequenza al sistema sotto esame.

Tale contributo di corrente alla frequenza intermedia viene quindi convertito in un segnale di tensione differenziale attraverso l'impedenza $Z(\omega)$ del risonatore parallelo,

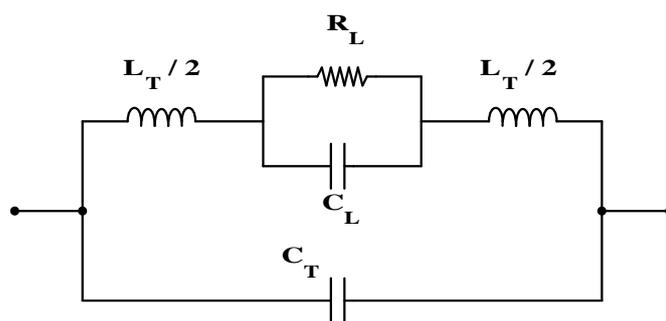


Figura 2.3 Rete di carico utilizzata nel progetto al fine di garantire guadagno IF.

producendo in questo modo l'uscita IF desiderata ai capi del sistema mixer-oscillatore.

Tale impedenza è però quella caratteristica di un circuito parallelo RLC, generalmente progettato per essere sufficientemente selettivo in frequenza: il suo modulo alla frequenza intermedia è quindi nella maggior parte dei casi abbastanza basso, non permettendo in questo modo di ottenere in uscita dei segnali in tensione di escursione sufficientemente elevata. Per garantire un buon guadagno di conversione è necessario quindi studiare una tipologia di carico (sotto tale aspetto l'impedenza $Z(\omega)$ costituisce infatti il carico del sistema di mixing) che consenta di salvaguardare l'operatività come risonatore alla frequenza dell'oscillatore locale e permetta altresì di avere un'impedenza di valore sufficientemente elevato alla frequenza intermedia.

La soluzione utilizzata nel design di riferimento per il progetto descritto in questa Tesi è quella indicata in figura 2.3, dove l'induttore del circuito risonante parallelo è stato spezzato in due contributi di induttanza di valore $L_T/2$ ed al centro di essi è stato posto un carico resistivo con in parallelo una capacità C_L di valore opportuno. Quest'ultima in particolare sarà determinata in modo tale da che la sua impedenza sia in modulo trascurabile alla frequenza di oscillazione del sistema, mentre sia sufficientemente elevata alla frequenza intermedia (tipicamente garantendo che ad IF essa sia assimilabile ad un circuito aperto).

Con tale accortezza è evidente come sia possibile a questo punto salvaguardare entrambe le funzionalità della cella, garantendo all'oscillatore anche la possibilità di eseguire la conversione in frequenza con un guadagno sufficientemente elevato. Alla frequenza di oscillazione, infatti, l'impedenza totale $Z(\omega)$ è effettivamente riconducibile al solo contributo dato dal tank LC, essendo la resistenza R_L fondamentale cortocircuitata dalla suddetta capacità, mentre alla frequenza IF essa si riduce al parallelo tra la resistenza R_L e le due capacità C_L e C_T , essendo l'impedenza dei contributi induttivi a tale frequenza tipicamente trascurabile. In questo modo, quindi, si è ottenuta la possibilità di introdurre un carico alla frequenza intermedia di valore tale da garantire un buon guadagno di conversione allo stadio.

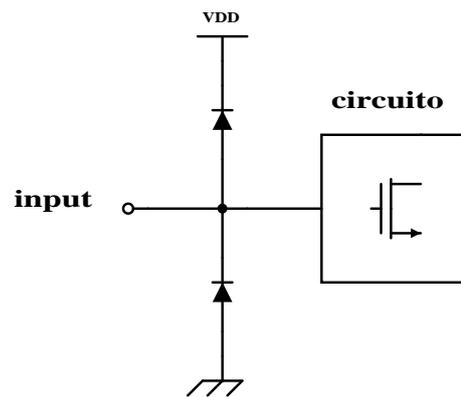


Figura 2.4 Particolare dei diodi di protezione al pad di ingresso.

Per quanto riguarda l'amplificatore a basso rumore, invece, si è già notato come la soluzione utilizzata nel progetto di riferimento sia quella della degenerazione induttiva al source per il transistor di coda, come correttamente riportato in figura 2.2. La scelta è ricaduta su questa tecnica non solo perchè risulta essere quella largamente più utilizzata, ma anche e soprattutto perchè essa garantisce di ottenere ottimi risultati sia in termini di adattamento di impedenza in ingresso che a livello di performance di rumore, senza peraltro richiedere un eccessivo consumo di potenza.

Per poter descrivere correttamente il sistema di matching è però necessario includere nell'analisi anche l'effetto delle capacità parassite presenti al pad di ingresso del circuito integrato.

In particolare quest'ultimo sarà protetto contro le *scariche elettrostatiche* da una coppia di diodi connessi verso il sistema di alimentazione, come illustrato efficacemente in figura 2.4. L'utilizzo di tale struttura permette infatti di scongiurare gli effetti distruttivi delle stesse sul circuito attivo: la presenza di una tensione anomala sul morsetto di ingresso, infatti, pone in conduzione uno dei due diodi, garantendo in questo modo che l'impulso di corrente fluisca sullo stesso e non vada ad intaccare il circuito integrato.¹

Naturalmente questi diodi opereranno durante il normale funzionamento in regime di polarizzazione inversa, per il quale il loro comportamento può essere assimilato a quello di una capacità, il cui valore dipende dalle caratteristiche degli stessi e varia in modo inversamente proporzionale con la radice della tensione di polarizzazione (come evidenziato nei corsi di base di microelettronica). All'interno del circuito dell'amplificatore, però, i dispositivi di protezione sono soggetti ad una tensione che si discosta dal valore di polarizzazione dello stadio di ingresso solo per le oscillazioni relative al segnale

¹Tipicamente le scariche elettrostatiche prodotte dal contatto col corpo umano possono avere valori iniziali di tensione dell'ordine delle decine di kilovolt, con correnti di diverse decine (o anche centinaia) di ampere.

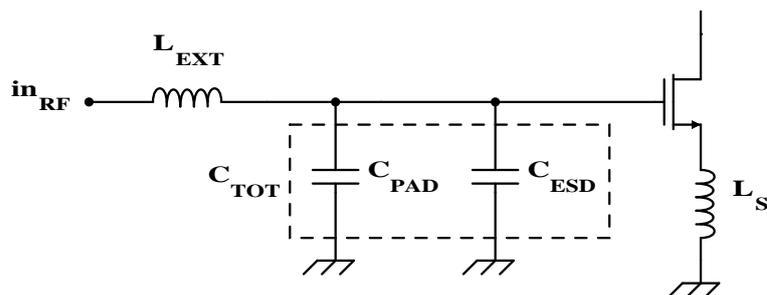


Figura 2.5 Rete d'ingresso con i contributi capacitivi relativi al pad e ai diodi di protezione contro le scariche elettrostatiche.

a radiofrequenza, che nella stragrande maggioranza dei casi possono essere considerate più che trascurabili (generalmente di ampiezza inferiore ai 50 μV). Le capacità degli stessi, quindi, possono essere considerate costanti con ottima approssimazione, ed al piccolo segnale esse saranno poste tra di loro in parallelo e modellabili di conseguenza come un condensatore verso massa di capacità opportuna C_{ESD} .

A tale contributo capacitivo andrà poi sommato quello relativo al pad del circuito integrato. Quest'ultimo infatti è costituito da una "piazzola" metallica realizzata on chip di dimensione sufficiente a garantire un agevole contatto dello stesso verso il mondo esterno. È chiaro quindi come al piccolo segnale esso rappresenti un ulteriore termine capacitivo tra il morsetto di ingresso e massa, di valore C_{PAD} .

La situazione è quindi quella rappresentata in figura 2.5, dove si nota come sia possibile raggruppare i due termini capacitivi appena esposti in un'unica capacità di valore C_{TOT} . È questo il circuito corretto sul quale si andranno a determinare le caratteristiche di base dell'amplificatore a basso rumore ed in particolare il valore della sua impedenza di ingresso.

La presenza della suddetta capacità aggiuntiva complica (anche se in modo non significativo) l'analisi della rete di ingresso e rende per questo leggermente meno immediata la comprensione delle finalità effettive di ciascuno dei componenti in gioco. Come si vedrà nel sottoparagrafo 2.4.2, infatti, sarà necessario ricorrere a molteplici trasformazioni serie-parallelo delle impedenze per giungere all'espressione corretta dell'impedenza vista dalla sorgente di segnale a radiofrequenza. Questi passaggi, quindi, fanno perdere quell'immediatezza concettuale con cui è possibile analizzare altre tipologie di reti di ingresso, come ad esempio quella di base descritta nel sottoparagrafo 1.3.1.

Risulta però evidente sin da subito come l'adattamento di impedenza venga effettuato per mezzo di una rete ad L (detta tipicamente L-match), costituita dalla capacità C_{TOT} e dall'induttanza L_{EXT} . Quest'ultima, in particolare, verrà inserita all'esterno del circuito integrato, considerato che il suo valore tipico è generalmente abbastanza

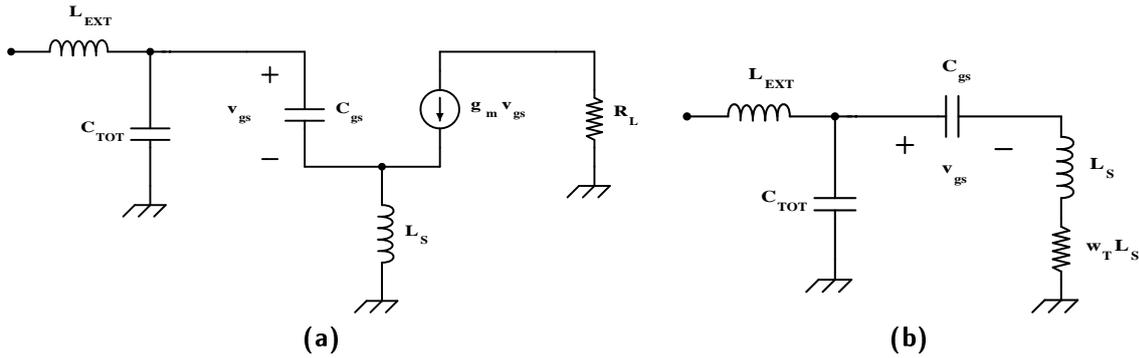


Figura 2.6 Rete di ingresso della cella: modello al piccolo segnale e schematizzazione per mezzo dell'impedenza equivalente del MOSFET.

elevato (e quindi non è conveniente implementarla direttamente su silicio), ed ha il chiaro compito di far risuonare alla frequenza desiderata tutti i contributi capacitivi presenti al terminale di ingresso RF del chip.

Fatte queste considerazioni di carattere generale sul blocco relativo all'amplificatore a basso rumore, si vuole ora determinarne anche quantitativamente il guadagno. Dovendo trattare in uscita allo stesso un segnale in forma di corrente a radiofrequenza (che costituisce l'ingresso del successivo stadio mixer-oscillatore) è chiaramente opportuno caratterizzare l'LNA in termini di transconduttanza totale, calcolando il rapporto tra la suddetta corrente ed il segnale in tensione proveniente dal generatore (tipicamente un'antenna o un cavo coassiale).

Si consideri quindi una sorgente RF che presenti un'impedenza puramente reale di valore pari ad R_s e si supponga che alla frequenza di interesse la rete di ingresso dell'amplificatore garantisca l'adattamento perfetto. Dalla teoria sviluppata nel capitolo precedente si è ricavato come l'impedenza vista dal gate del MOSFET per un sistema a degenerazione induttiva sia data dalla (1.2), ovvero

$$Z_{MOS}(s) = \frac{1}{sC_{gs}} + sL_s + \omega_T L_s$$

che permette quindi di delineare la situazione riportata in figura 2.6, dove sono rappresentati sia lo schema al piccolo segnale di partenza che quello relativo all'impedenza appena calcolata. Si noti che è possibile trascurare sin da subito la parte induttiva della stessa, senza che questo provochi pesanti conseguenze sulla bontà dei calcoli. La frequenza operativa è infatti tipicamente almeno qualche ordine di grandezza inferiore rispetto a quella di transito, per cui la reattanza $\omega_{RF} L_s$ è generalmente molto più piccola della parte resistiva $\omega_T L_s$ e può quindi essere considerata trascurabile. Proprio per questo d'ora in poi non verrà più presa in considerazione.

Confrontando le due rappresentazioni circuitali riportate nella stessa figura 2.6, è

evidente come la corrente che scorre attraverso la capacità G_{gs} del MOSFET sia la stessa in entrambi i casi. In particolare essa sarà data dal partitore di corrente tra il ramo della capacità C_{TOT} e quello relativo all'ingresso del transistor. Si può quindi esprimere come

$$i_{MOS}(s) = \frac{\frac{1}{sC_{TOT}}}{\frac{1}{sC_{TOT}} + \frac{1}{sC_{gs}} + \omega_T L_s} \cdot i_s(s)$$

dove $i_s(s)$ è chiaramente la corrente che scorre attraverso la sorgente. Quest'ultima nel caso di adattamento perfetto è facilmente determinabile, considerando che in tale condizione l'impedenza di ingresso vista dalla stessa è pari esattamente ad R_s . Essa sarà quindi data da

$$i_s(s) = \frac{v_s(s)}{2R_s}$$

Non resta quindi che procedere al calcolo completo della transconduttanza totale dell'LNA alla frequenza di interesse (ovvero a radiofrequenza). Essa sarà chiaramente data da

$$G_{LNA} = \frac{i_{RF}}{v_s} = \frac{g_m v_{gs}}{v_s}$$

dove g_m rappresenta chiaramente la transconduttanza del MOSFET di coda (per il quale vengono peraltro tralasciati tutti gli effetti del secondo ordine). La tensione v_{gs} può ora essere espressa in relazione alla corrente che scorre nella capacità gate-source, permettendo di scrivere

$$G_{LNA} = \frac{i_{RF}}{v_s} = \frac{g_m}{sC_{gs}} \cdot \frac{i_{MOS}}{v_s}$$

Sostituendo ora ad i_{MOS} la relativa espressione calcolata in precedenza, si giunge infine alla

$$G_{LNA} = \frac{1}{2R_s} \cdot \frac{g_m}{sC_{gs}} \cdot \frac{\frac{1}{sC_{TOT}}}{\frac{1}{sC_{TOT}} + \frac{1}{sC_{gs}} + \omega_T L_s} \quad (2.2)$$

che identifica il guadagno di transconduttore dell'amplificatore a basso rumore nell'ipotesi di adattamento perfetto in ingresso e nell'intorno della frequenza di risonanza.

È possibile però semplificare ulteriormente tale espressione, con l'intento di eliminare dalla frazione centrale il contributo resistivo a denominatore, in modo tale da ottenere qualcosa che sia funzione solo dei valori capacitivi. Il termine $\omega_T L_s$ risulta essere effettivamente trascurabile se ci si pone ad una frequenza per cui la reattanza capacitiva data da C_{gs} predomina sul valore complessivo di impedenza relativo

all'ingresso del MOSFET, ovvero quando

$$\frac{1}{\omega_{\text{RF}} C_{gs}} \gg \omega_T L_s$$

Se quindi la frequenza di funzionamento del dispositivo soddisfa alla condizione

$$\omega_{\text{RF}} \ll \frac{1}{\omega_T L_s C_{gs}} \quad (2.3)$$

è possibile trascurare il termine resistivo nella (2.2), giungendo all'espressione più compatta

$$G_{\text{LNA}} = \frac{g_m}{2R_s} \cdot \frac{1}{sC_{gs} + sC_{\text{TOT}}} = \frac{1}{2R_s} \frac{\omega_T}{s} \frac{1}{1 + \frac{C_{\text{TOT}}}{C_{gs}}}$$

dove si è ricordato che la pulsazione di transizione è pari a g_m/C_{gs} . Sotto tale ipotesi, che peraltro è verificata nella maggior parte dei casi pratici, il modulo della transconduttanza dell'LNA a radiofrequenza è quindi pari a

$$G_{\text{LNA}} = \frac{1}{2R_s} \frac{\omega_T}{\omega_{\text{RF}}} \frac{1}{1 + \frac{C_{\text{TOT}}}{C_{gs}}}$$

da cui si evidenzia come il guadagno dello stesso dipenda non solo dalle caratteristiche proprie del transistor di amplificazione, ma anche dalle capacità parassite presenti al morsetto di ingresso della cella.

Si noti infine come l'unico parametro su cui poter agire per modificare a piacimento il valore di tale transconduttanza sia la dimensione del transistor, che si riflette nella variazione della capacità di gate dello stesso ed eventualmente della pulsazione di transito. È chiaro quindi come ci sia un compromesso progettuale tra il guadagno dello stadio amplificatore e le sue performance in termini di rumore.

Non resta quindi che calcolare l'intero guadagno di conversione relativo alla cella LMV. La tensione differenziale fornita dal circuito alla frequenza intermedia sarà data ovviamente dal prodotto tra la corrente IF derivante dalla funzionalità di mixing e la resistenza di carico R_L , inserita appositamente per garantire un segnale di ampiezza sufficientemente ampia. Essa quindi sarà data in termini fasoriali da

$$V_{\text{IF}}(\omega) = R_L I_{\text{IF}}(\omega) = \frac{2}{\pi} R_L I_{\text{RF}}(\omega)$$

dove la seconda uguaglianza è evidente dalla (2.1). Si può quindi calcolare direttamente

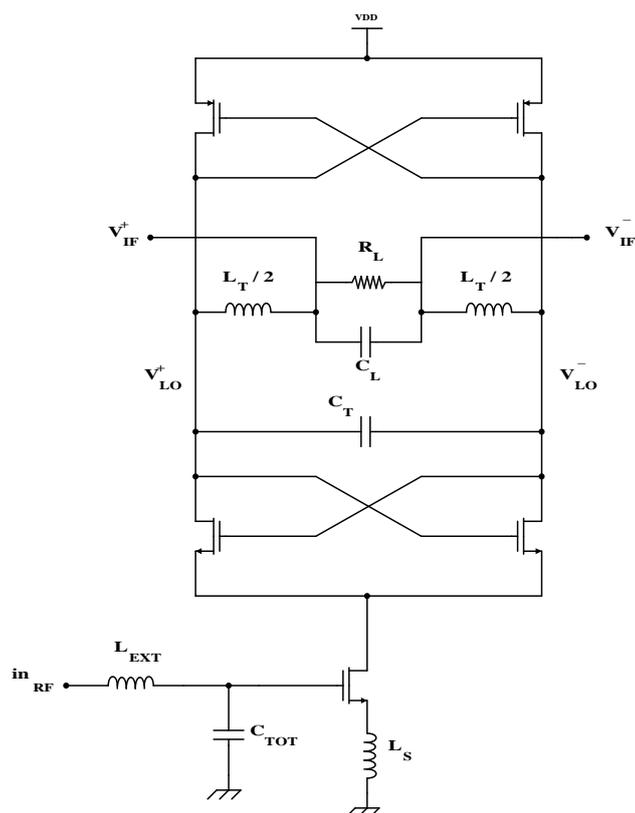


Figura 2.7 Struttura completa della cella LMV relativa al progetto descritto in questa Tesi di Laurea.

il guadagno di conversione dell'intero stadio come

$$G_{\text{LMV}}(\omega) = \frac{V_{\text{IF}}(\omega)}{V_s(\omega)} = \frac{V_{\text{IF}}(\omega)}{I_{\text{RF}}(\omega)} \frac{I_{\text{RF}}(\omega)}{V_s(\omega)}$$

Sostituendo al primo rapporto il guadagno del sistema di mixing (banalmente ricavabile dall'equazione precedente) ed al secondo quello già calcolato del blocco di amplificazione, si ottiene quindi

$$G_{\text{LMV}}(\omega) = \frac{2}{\pi} G_{\text{LNA}}(\omega) R_L \quad (2.4)$$

dove a $G_{\text{LNA}}(\omega)$ andrà sostituita la sua espressione globale o quella approssimata a seconda che sia soddisfatta o meno la condizione (2.3).

Nell'analisi appena svolta si è visto come la tensione differenziale a frequenza intermedia (ovvero l'uscita della cella in esame) venga prodotta dalla conversione della relativa corrente IF operata dalla resistenza di carico R_L . È opportuno quindi che la suddetta venga prelevata direttamente ai capi della stessa, e non ai morsetti corrispondenti ai rami dell'oscillatore (ovvero ai capi del tank modificato). In questo modo,

quindi, non solo si evita di riportare in uscita gli effetti – minimi, ma comunque presenti – dell'induttore L_T a frequenza intermedia, ma si garantisce anche per la stessa un segnale con minor contenuto armonico, sfruttando al meglio l'azione filtrante operata dal condensatore C_L . Il circuito dell'intero stadio LMV è quindi quello riportato in figura 2.7.

Il guadagno di conversione previsto dalla (2.4) però non trova riscontro pratico, in quanto tale relazione fallisce nella stima dello stesso di diversi ordini di grandezza. Ciò che non è stato considerato nell'analisi precedente è il contributo delle capacità parassite ai nodi differenziali della cella, i cui effetti non possono essere più considerati trascurabili. Durante l'oscillazione, infatti, si evidenzia un pesante fenomeno di *charge sharing* tra la capacità di carico e le suddette capacità parassite, che rende di conseguenza inefficace l'analisi precedentemente effettuata e configura quindi la necessità di utilizzare un approccio teorico più complesso. Tale analisi verrà condotta nel prossimo paragrafo, dove si noterà come tale fenomeno influisca non solo sulla predizione del guadagno, ma anche sul calcolo della banda del sistema e della sua impedenza di ingresso.

2.4 Analisi LTV della cella

Come già evidenziato in precedenza, il fenomeno principale che domina la dinamica del sistema presentato in questo lavoro di Tesi è la redistribuzione di carica che si verifica tra la capacità di carico dello stesso e le capacità parassite presenti ai nodi di uscita dell'oscillatore. Tale fenomeno ha quindi una natura periodica, e di conseguenza il comportamento del circuito può essere analizzato correttamente solo ricorrendo ad una tipologia di analisi che tenga conto della variazione nel tempo dei parametri dello stesso.

Si rende quindi necessario l'utilizzo di una tecnica di analisi circuitale del tipo *lineare e tempo variante* (abbreviata tipicamente in LTV), il cui scopo è quello di garantire la corretta descrizione dei sistemi il cui comportamento dipende dall'istante temporale di valutazione. In particolare verrà qui sfruttato l'approccio teorico relativo ai circuiti che presentano una variazione periodica dello stesso (chiaramente una sottoclasse del totale), dovendo fondamentalmente analizzare un sistema intrinsecamente periodico quale è un oscillatore.

La teoria che verrà qui sviluppata permetterà di osservare come tale fenomeno di *charge sharing* influenzi effettivamente in maniera pesante le performance della cella LMV, sia dal punto di vista della propria caratteristica di trasferimento (guadagno di conversione e banda del segnale di uscita) che da quello dell'impedenza di ingresso. In

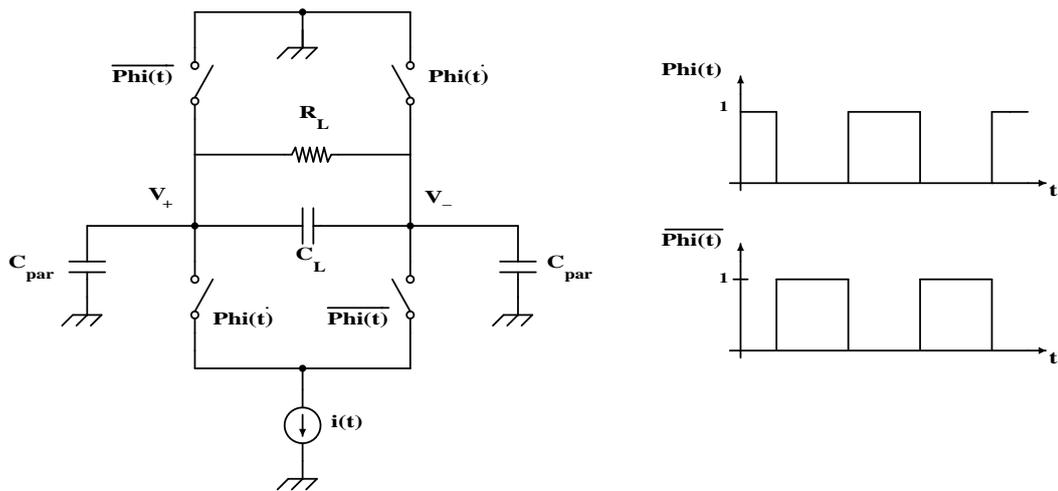


Figura 2.8 Modello semplificato per l'analisi LTV del sistema coi relativi segnali di commutazione.

particolare si scoprirà come tale comportamento tempo variante possa essere inquadrato nella teoria dei sistemi a capacità commutate, contribuendo con una resistenza equivalente alle perdite del risonatore parallelo e determinando così una conseguente diminuzione di guadagno per il sistema totale.

Non resta quindi che affrontare questa analisi, che verrà riportata dettagliatamente nei prossimi due sottoparagrafi: il primo relativamente alle caratteristiche di trasferimento della cella (banda e guadagno di conversione), il secondo per quanto concerne l'effetto della tempo varianza sul calcolo dell'impedenza di ingresso dello stadio stesso.

2.4.1 Guadagno di conversione e banda del sistema

Si consideri la cella LMV completa riportata in figura 2.7 al termine del precedente paragrafo. Si è detto che la funzionalità di mixing della stessa è garantita dal fatto che il blocco di oscillazione lavori in regime completamente sbilanciato, ovvero che i transistor delle due coppie incrociate passino alternativamente dallo stato di ON a quello di OFF durante l'evoluzione periodica del segnale di uscita. Il comportamento di tali MOSFET può quindi essere approssimato a quello di interruttori ideali, ipotizzando quindi per essi una resistenza nulla nella fase di accensione, infinita in quella di spegnimento e commutazione istantanea tra i due stati.

L'analisi del circuito può quindi essere semplificata secondo lo schema riportato in figura 2.8, dove chiaramente gli interruttori vengono pilotati dai segnali di comando ϕ e $\bar{\phi}$, dove l'andamento di $\phi(t)$ è quello di un'onda quadra che varia tra i livelli 0 ed 1 con frequenza pari a quella dell'oscillatore locale e duty cycle del 50%. Tale approssimazione del comportamento dei MOSFET, che chiaramente permette di semplificare

notevolmente i calcoli, è peraltro ovvia se si considera un oscillatore per il quale l'escursione di tensione sui singoli nodi differenziali sia di valore sufficientemente elevato (come avviene effettivamente nel caso limite del sistema completamente sbilanciato). Tale analisi, quindi, può essere adattata anche per quei sistemi dove la commutazione tra gli stati non è completa, chiaramente con un margine di errore più elevato.

Essendo fondamentalmente interessati all'uscita della cella LMV alla frequenza intermedia, è possibile considerare come carico del sistema da analizzare solo i contributi dello stesso che effettivamente sono significativi a tale frequenza: si può quindi trascurare l'effetto dell'induttore del circuito risonante, che (come già evidenziato in precedenza) alla frequenza IF può essere approssimato ad un corto circuito. L'impedenza di carico utilizzata per lo sviluppo di questa analisi sarà quindi quella correttamente riportata in figura 2.8 (dove tra l'altro sono stati inseriti esplicitamente i contributi capacitivi parassiti presenti ai nodi di uscita dell'oscillatore). Tale scelta è peraltro giustificata dal fatto che l'inclusione dell'induttanza L_T nel modello porta sì ad una descrizione più corretta della cella, ma i risultati che si ottengono non discostano di molto da quelli ricavabili con l'analisi approssimata: quest'ultima quindi è più che soddisfacente.²

In prima analisi si trascurerà infine la resistenza R_L , salvo poi introdurre i relativi effetti su quanto calcolato per mezzo di opportuni coefficienti correttivi. Per il momento, quindi, il carico della cella LMV sarà costituito dalla sola capacità C_L (entro cui può essere considerato anche il contributo capacitivo del tank, visto che l'aver trascurato l'induttanza dello stesso permette di garantire che C_T e C_L siano in questo caso tra loro in parallelo).

Fatte queste prime ipotesi semplificative, è possibile a questo punto analizzare il comportamento del sistema riportato in figura 2.8, che rappresenta il modello analitico del circuito tempo variante in esame. In particolare, per esso sono identificabili quattro fasi operative:

- (a) quando $\phi(t)$ è pari a 1, la capacità parassita connessa al nodo v_- è cortocircuitata verso massa e il generatore di coda carica il parallelo tra la capacità parassita al nodo positivo e quella di carico C_L ;
- (b) all'istante di commutazione la capacità parassita al nodo v_+ viene scaricata verso massa e la capacità di carico viene posta in parallelo a quella parassita relativa al morsetto negativo dell'oscillatore, dando così luogo al fenomeno di charge sharing;

²Tale fatto viene dimostrato efficacemente in [1].

- (c) dopo tale fenomeno di redistribuzione della carica, per $\phi(t) = 0$ si ha che la capacità al nodo positivo resta cortocircuitata alla massa AC ed il generatore di coda carica il parallelo tra C_L e la C_{par} presente al nodo v_- del sistema;
- (d) al nuovo istante di commutazione, quest'ultima capacità viene nuovamente cortocircuitata verso massa e si ha charge sharing tra quella di carico e la capacità parassita presente al morsetto positivo v_+ .

Ovviamente questo processo verrà ripetuto ciclicamente con frequenza pari a quella di oscillazione del sistema.

Il fenomeno di charge sharing può essere facilmente descritto dal punto di vista analitico utilizzando il principio di conservazione della carica. Si consideri, infatti, un generico condensatore C_1 sul quale sia presente una quantità di carica Q a cui corrisponde la relativa tensione iniziale V_{in} . Si connetta ora quest'ultimo in parallelo ad un'altra capacità C_2 : la carica presente nel primo si redistribuirà quindi tra i due condensatori, producendo alla fine del processo di trasferimento una tensione ai morsetti pari a

$$V_{\text{fin}} = \frac{Q}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{\text{in}}$$

dove si è chiaramente notato che la carica totale non varia durante il trasferimento. La diminuzione di tensione dovuta alla redistribuzione della carica può quindi essere quantificata per mezzo di un opportuno coefficiente moltiplicativo, detto *charge sharing factor*, che nel caso della capacità di carico C_L e delle capacità parassite ai nodi dell'oscillatore sarà definito come

$$\alpha = \frac{C_L}{C_L + C_{\text{par}}}$$

Utilizzando tale parametro è a questo punto possibile esprimere anche quantitativamente i valori di tensione presenti ai morsetti dell'oscillatore agli istanti di commutazione. Considerando per il segnale di comando $\phi(t)$ l'andamento riportato in figura 2.8, si ha che sul fronte di discesa dello stesso essi possono essere espressi (dato $k \in \mathbb{Z}$) come

$$\begin{aligned} v_+ \left(kT + \frac{T}{4} \right) &= -\alpha v_- \left(kT - \frac{T}{4} \right) + \frac{q(kT + \frac{T}{4})}{C_L + C_{\text{par}}} \\ v_- \left(kT + \frac{T}{4} \right) &= 0 \end{aligned}$$

essendo la capacità parassita al nodo negativo scarica all'istante di commutazione (essendo stata collegata a massa AC fino ad un istante prima) ed essendo la tensione

v_+ data chiaramente dal valore iniziale legato al charge sharing sommato al contributo relativo alla carica del parallelo delle capacità C_L e C_{par} durante la fase $\phi(t) = 1$. La carica $q(t)$ è infatti quella totale iniettata dal generatore di coda durante il semiperiodo precedente l'istante t e chiaramente può essere espressa in generale come

$$q(t) = \int_{t-\frac{T}{2}}^t i(\tau) d\tau$$

Il valore $q(kT + \frac{T}{4})$ rappresenta quindi effettivamente il contributo di carica fornito alla capacità totale dal generatore durante la fase precedente l'istante di commutazione considerato.

In modo analogo è possibile esprimere i valori delle tensioni ai nodi di uscita relativamente all'istante $kT - \frac{T}{4}$, che identifica il fronte di salita del segnale di commutazione $\phi(t)$. Essi risulteranno essere quindi

$$\begin{aligned} v_+ \left(kT - \frac{T}{4} \right) &= 0 \\ v_- \left(kT - \frac{T}{4} \right) &= -\alpha v_+ \left((k-1)T + \frac{T}{4} \right) + \frac{q(kT - \frac{T}{4})}{C_L + C_{\text{par}}} \end{aligned}$$

dove k è al solito un intero positivo e T rappresenta ovviamente il periodo di commutazione (ovvero $T = 1/f_{\text{LO}}$). Anche in questo caso è evidente come la tensione al morsetto negativo sia data da un termine che la lega al fenomeno di charge sharing avvenuto all'istante di commutazione precedente, sommato al contributo relativo alla corrente iniettata dal generatore di coda nel semiperiodo successivo allo stesso.

Le relazioni appena trovate permettono a questo punto di esprimere il valore che la tensione differenziale di uscita v_L assume nei due istanti di commutazione. In particolare, notando che

$$v_L \left(kT + \frac{T}{4} \right) = v_+ \left(kT + \frac{T}{4} \right) \quad v_L \left(kT - \frac{T}{4} \right) = -v_- \left(kT - \frac{T}{4} \right)$$

è possibile riscrivere le equazioni precedenti direttamente in termini di v_L , giungendo facilmente alle relazioni

$$\begin{aligned} v_L \left(kT + \frac{T}{4} \right) &= \alpha v_L \left(kT - \frac{T}{4} \right) + \frac{q \left(kT + \frac{T}{4} \right)}{C_L + C_{\text{par}}} \\ v_L \left(kT - \frac{T}{4} \right) &= \alpha v_L \left((k-1)T + \frac{T}{4} \right) - \frac{q \left(kT - \frac{T}{4} \right)}{C_L + C_{\text{par}}} \end{aligned}$$

Queste ultime possono essere sintetizzate in un'unica formulazione se si esprime la

tensione di uscita basandosi non sul periodo completo, ma sul semi-periodo. Gli istanti $kT \pm \frac{T}{4}$ infatti possono essere identificati anche nella successione $k\frac{T}{2} + \frac{T}{4}$, che per k dispari individua i fronti di salita del segnale di commutazione, mentre per k pari essa corrisponde ai fronti di discesa dello stesso. Sfruttando tale fatto è possibile scrivere quindi

$$v_L \left(k\frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) = \alpha v_L \left((k-1)\frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) + (-1)^k \frac{q \left(k\frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right)}{C_L + C_{\text{par}}} \quad (2.5)$$

dove il coefficiente $(-1)^k$ rende additivo o sottrattivo il contributo relativo al generatore di coda a seconda che l'indice k sia positivo o negativo.

Senza perdita di generalità si assuma ora che la corrente di ingresso sia costituita da un tono armonico esponenziale di ampiezza unitaria e frequenza f_{RF} data da $f_0 + f_m$, dove f_0 rappresenta il centro banda a radiofrequenza ed f_m la variazione della frequenza del segnale armonico dallo stesso. Essa quindi può essere espressa come

$$i(t) = e^{j\omega_{\text{RF}}t} = e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi f_m t}$$

e la corrispettiva carica iniettata nelle capacità equivalenti ai nodi di uscita del sistema risulta essere di conseguenza

$$q(t) = \int_{t-\frac{T}{2}}^t e^{j\omega_{\text{RF}}\tau} d\tau = \frac{e^{j\omega_{\text{RF}}t}}{j\omega_{\text{RF}}}$$

Sotto tale condizione il secondo addendo della (2.5), che si identificherà d'ora in poi come $v_q(k\frac{T}{2} + \frac{T}{4})$, può quindi essere espresso come

$$\begin{aligned} v_q \left(k\frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) &= (-1)^k \frac{q \left(k\frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right)}{C_L + C_{\text{par}}} = \\ &= (-1)^k \frac{e^{j\omega_{\text{RF}}\frac{T}{4}}}{j\omega_{\text{RF}}(C_L + C_{\text{par}})} e^{j\omega_{\text{RF}}k\frac{T}{2}} \left(1 - e^{-j\omega_{\text{RF}}\frac{T}{2}} \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Si assume ora che il sistema lavori in *conversione diretta*, ovvero che la frequenza di centro banda del segnale RF sintonizzato sia pari a quella dell'oscillatore locale: ciò significa che il segnale modulato viene riportato direttamente in banda base ($\omega_{\text{IF}} = 0$). Tale ipotesi consente ovviamente di semplificare notevolmente i calcoli teorici, a fronte di una chiara perdita di generalità degli stessi. Nel progetto discusso in questa Tesi di Laurea, però, si descriverà un ricevitore di questo tipo (detto anche "omodina") e quindi l'analisi teorica che verrà svolta d'ora in poi risulterà essere più che adeguata.

Sotto tale condizione è possibile esprimere il fattore $(-1)^k$ come

$$(-1)^k = e^{-jk\pi} = e^{-jk\omega_0\frac{T}{2}}$$

dove l'ultima uguaglianza sfrutta per l'appunto il fatto che il periodo di oscillazione T (cioè quello dell'LO) corrisponde alla frequenza di centro banda del segnale RF sintonizzato. Sostituendo tale valore nella (2.6) e riarrangiando opportunamente i vari termini si ottiene quindi

$$v_q \left(k \frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) = \frac{e^{j\omega_{\text{RF}} \frac{T}{4}}}{j\omega_{\text{RF}}(C_L + C_{\text{par}})} e^{j\omega_m k \frac{T}{2}} \left(1 - e^{-j\omega_{\text{RF}} \frac{T}{2}} \right)$$

da cui, sostituendo all'unità immaginaria a denominatore la corrispettiva rappresentazione come esponenziale complesso, ovvero $e^{j\frac{\pi}{2}} = e^{j\omega_0 \frac{T}{4}}$ (dove tale uguaglianza è ottenuta sfruttando nuovamente l'assunzione di sistema a conversione diretta), è possibile dedurre una formulazione più compatta della stessa:

$$v_q \left(k \frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) = \frac{e^{j\omega_m k \frac{T}{2}}}{\omega_{\text{RF}}(C_L + C_{\text{par}})} 2 \cos \left(\omega_m \frac{T}{4} \right)$$

Notando ora che il periodo di oscillazione T è generalmente molto più piccolo di quello corrispondente alla pulsazione ω_m (che rappresenta uno scostamento dalla frequenza RF, ed è quindi in generale di valore sufficientemente basso), è evidente come l'argomento del coseno sia fondamentalmente vicino all'unità. Sotto l'ipotesi quindi che $\omega_m \frac{T}{4} \ll 1$, esso può essere chiaramente approssimato all'unità, permettendo quindi di riscrivere la (2.5) come

$$v_L \left(k \frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) = \alpha v_L \left((k-1) \frac{T}{2} + \frac{T}{4} \right) + 2 \frac{e^{j\omega_m k \frac{T}{2}}}{\omega_{\text{RF}}(C_L + C_{\text{par}})} \quad (2.7)$$

Essa quindi rappresenta in forma ricorsiva l'evoluzione della tensione differenziale di uscita a tempo discreto (negli istanti di commutazione) per un ingresso RF di tipo armonico.

Per tale segnale è ora possibile esprimere il relativo andamento in frequenza in funzione di ω_m , in modo tale da definire il comportamento del circuito al variare dello scostamento del segnale di ingresso dal centro banda ed ottenere così la corretta caratterizzazione della funzionalità di mixing. Osservando la (2.7) è chiaro come la trasformata di Fourier del segnale v_L sia data da una relazione ricorsiva, ovvero

$$V_L^{(k)}(\omega_m) = \alpha V_L^{(k-1)}(\omega_m) + V_q^{(k)}(\omega_m)$$

da cui, ricordando come la traslazione nel tempo si ripercuota nella moltiplicazione

per un esponenziale in frequenza, si ricava facilmente

$$V_L^{(k)}(\omega_m) = \frac{V_q^{(k)}(\omega_m)}{1 - \alpha e^{-j\omega_m \frac{T}{2}}}$$

essendo la suddetta traslazione pari a mezzo periodo del segnale di oscillazione.

Sostituendo ora in tale relazione la banale trasformata di Fourier della tensione $v_q(k)$, è possibile finalmente esprimere la funzione di trasferimento a tempo discreto del sistema, che mette in relazione la tensione di uscita differenziale all'istante k con la corrente iniettata nella cella LMV. Essa risulta essere

$$H(\omega_m) = \frac{1}{(\omega_0 + \omega_m)(C_L + C_{\text{par}})} \frac{2\alpha}{e^{j\omega_m \frac{T}{2}} - \alpha}$$

Come già evidenziato, l'analisi fin qui svolta è relativa al funzionamento a tempo discreto del sistema. Nonostante ciò, però, il risultato appena ottenuto può essere considerato una buona approssimazione del comportamento della cella in buona parte dei casi pratici. Uno studio più approfondito, che coinvolge anche l'andamento dei segnali a tempo continuo (includendo cioè nel modello anche la dinamica del sistema tra gli istanti di commutazione), porta infatti ad una funzione di trasferimento globale descritta dalla: [1]

$$H(\omega_m) = \frac{1}{(\omega_0 + \omega_m)(C_L + C_{\text{par}})} \left(\frac{2\alpha}{e^{j\omega_m \frac{T}{2}} - \alpha} + 1 - j\frac{2}{\pi} \right) \quad (2.8)$$

che si differenzia dalla precedente per gli addendi correttivi presenti tra parentesi. Come si vedrà tra breve, il loro contributo risulta essere fondamentale solo nel caso in cui le capacità parassite ai nodi di uscita siano di valore comparabile con quella di carico C_L , situazione che generalmente si verifica solo in casi circoscritti.

Per avere una maggiore consapevolezza di tale risultato teorico, è opportuno studiare il comportamento del sistema per segnali d'ingresso con piccole variazioni della frequenza rispetto a quella della portante (e conseguentemente rispetto a quella dell'oscillatore locale). Per $f_m \ll f_0$ la funzione di trasferimento (2.8) può quindi essere approssimata a

$$H(\omega_m) = \frac{1}{\omega_0(C_L + C_{\text{par}})} \left(\frac{2\alpha}{1 - \alpha + j\pi \frac{\omega_m}{\omega_0}} + 1 - j\frac{2}{\pi} \right)$$

dove in particolare si è sostituito l'esponenziale $e^{j\omega_m \frac{T}{2}}$ col suo sviluppo in serie di Taylor arrestato al primo termine. Se poi ci si pone nella condizione in cui le capacità parassite C_{par} sono piccole rispetto a quella di carico (situazione verificata nella maggior parte

dei casi pratici), il primo termine entro parentesi è quello dominante e la funzione di trasferimento può essere riscritta come

$$H(\omega_m) = \frac{1}{\omega_0(C_L + C_{\text{par}})} \frac{2\alpha}{1 - \alpha + j\pi \frac{\omega_m}{\omega_0}}$$

che evidenzia come sotto queste ipotesi il sistema presenti un guadagno in banda passante pari a

$$|H_0| = \frac{1}{\omega_0(C_L + C_{\text{par}})} \frac{2\alpha}{1 - \alpha} = \frac{1}{\pi f_0(C_L + C_{\text{par}})} \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (2.9)$$

ed una frequenza di taglio ai 3 dB che risulta essere

$$f_{\text{-3dB}} = \frac{f_0}{\pi}(1 - \alpha) \quad (2.10)$$

Ottenuti i risultati di questa lunga analisi, non resta che introdurre in essi gli effetti legati al contributo resistivo dell'impedenza di carico: questi ultimi, infatti, possono essere facilmente integrati a livello teorico senza stravolgere il lavoro sinora svolto. In particolare, la presenza della resistenza R_L si ripercuote nella scarica del condensatore C_L attraverso di essa durante un singolo semiperiodo del segnale di commutazione. Considerando nuovamente l'andamento delle tensioni ai nodi di uscita dell'oscillatore alla luce di questo fatto, è evidente come tale dinamica possa essere conteggiata nel computo delle stesse: basta sostituire al coefficiente di charge sharing α il valore

$$\alpha_R = \frac{C_L}{C_L + C_{\text{par}}} e^{-\frac{T/2}{R_L C_L}} = \alpha e^{-\frac{T/2}{R_L C_L}}$$

dove il fattore esponenziale rende conto del fenomeno di scarica della tensione iniziale (derivante dalla redistribuzione di carica) che avviene durante il semiperiodo $T/2$. Analiticamente, quindi, l'inclusione dell'effetto relativo ad R_L nel modello si manifesta con la sostituzione nelle equazioni precedenti del coefficiente α con il nuovo valore α_R .

Le relazioni (2.9) e (2.10) permettono di evidenziare alcune peculiarità nelle caratteristiche della cella LMV, specialmente in relazione al rapporto tra il valore della capacità di carico e quello delle capacità parassite. Al crescere di queste ultime, infatti, il fattore di charge sharing α diminuisce (correttamente, in quanto la stessa quantità di carica iniziale si deve redistribuire su una capacità di valore più elevato): ciò provoca un conseguente calo nel guadagno di conversione della cella, ma determina anche per contro un aumento di banda passante. Questo rappresenta quindi un primo *trade off* per tale topologia circuitale, con ovvie ripercussioni a livello progettuale.

Come ultima analisi, si noti che nel caso in cui $C_{\text{par}} = 0$ si ha che il coefficiente α_R

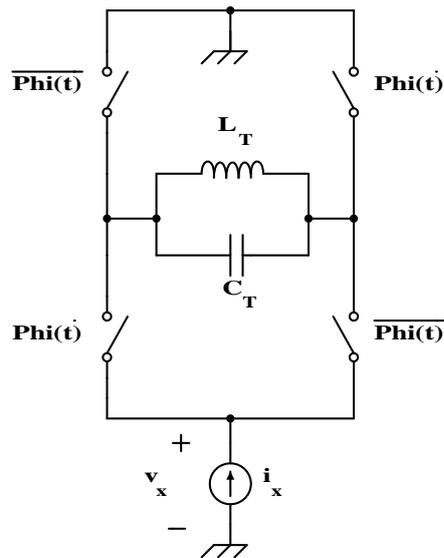


Figura 2.9 Modello per la valutazione dell'impedenza di carico dell'LNA.

può essere approssimato come $1 - \frac{T}{2R_L C_L}$ e di conseguenza le equazioni (2.9) e (2.10) possono essere riscritte come

$$|H_0| = \frac{2}{\pi} R_L \qquad f_{-3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi R_L C_L}$$

ritrovando quindi le relazioni tipiche dell'approccio teorico classico.

2.4.2 Impedenza di ingresso

Si consideri nuovamente lo schema generale della cella LMV, riportato in figura 2.7 a pagina 41. Essa è costituita, come già detto, da un sistema mixer-oscillatore impilato al di sopra di un transistor di coda che svolge la funzionalità di amplificatore a basso rumore. Al fine di valutare correttamente l'impedenza di ingresso del sistema, è chiaro come sia necessario in prima battuta valutare l'impedenza di carico di tale MOSFET, ovvero l'impedenza equivalente vista dal drain dello stesso verso massa: si tratta quindi di calcolare l'impedenza al piccolo segnale della cella SOM.

La porzione di circuito in ingresso lavora chiaramente a radiofrequenza, per cui ai fini di tale analisi anche la cella mixer-oscillatore deve essere valutata a tale frequenza. L'impedenza di carico $Z(\omega)$ può quindi essere ridotta al semplice tank parallelo, visto che la capacità C_L è progettata in modo tale da cortocircuitare la resistenza R_L alla frequenza di funzionamento dell'oscillatore (che coincide con quella RF se si assume un sistema di ricezione del tipo a conversione diretta).

Considerato il funzionamento in regime completamente sbilanciato della cella, è

evidente come anche per la determinazione della sua impedenza sia necessario ricorrere ad un'analisi di tipo tempo variante: i MOSFET delle coppie incrociate, infatti, non sono attivi per tutto il periodo di funzionamento del sistema, ma passano dalla condizione di OFF a quella di ON in maniera solidale con l'oscillazione stessa. Il circuito equivalente da utilizzare è quindi quello riportato in figura 2.9, dove al solito gli interruttori ideali che definiscono il comportamento dei transistor sono comandati dal segnale di commutazione $\phi(t)$, come già visto nel sottoparagrafo precedente.

Durante la fase $\phi(t) = 1$, in particolare, risultano attivi gli interruttori corrispondenti ai mosfet M1 ed M4, e conseguentemente è chiaro come in tale condizione l'impedenza vista ai capi del generatore di test I_x sia esattamente pari a quella del tank. Del resto, però, anche nella fase successiva (con $\phi(t) = 0$) si nota come tale impedenza sia nuovamente pari a quella del risonatore. Da questo punto di vista, infatti, gli switch, non fanno altro che collegare quest'ultimo in modo tale che esso sia percorso dalla corrente di coda in modo alternato nel semi-periodo di oscillazione: ciò genera ai capi del tank stesso una tensione di segno opposto nelle due fasi, ma chiaramente non modifica l'impedenza equivalente vista ai capi del generatore di test. Se ne deduce quindi che l'impedenza di carico del transistor di coda, ovvero quella equivalente della cella SOM, è effettivamente pari a $Z_{SOM} = Z(\omega_{RF})$.

Questo nel caso di un comportamento ideale dei transistor. In realtà, ovviamente, tra la fase di accensione e quella di spegnimento degli stessi sarà presente un periodo transistorico, dove entrambi i MOSFET delle coppie differenziali saranno attivi contemporaneamente. In tale lasso di tempo il loro regime di funzionamento comprenderà chiaramente anche il passaggio per la zona lineare, rendendo quindi sufficientemente complessa la descrizione formale del loro comportamento. Proprio per questo non si considererà in questa analisi teorica tale fatto, limitandosi semplicemente a valutarne gli effetti dal punto di vista pratico una volta implementato fisicamente il sistema.

Determinata l'impedenza di carico della cella amplificatrice, è ora possibile procedere al calcolo di quella di ingresso dell'intero sistema. A tal fine è chiaramente necessario prima di tutto conoscere quella vista al piccolo segnale dal terminale di gate del MOSFET: dall'analisi teorica svolta nel capitolo precedente (ed in particolare nel sottoparagrafo 1.3.1) si è visto come tale impedenza sia data da

$$Z_{MOS}(s) = \frac{1}{sC_{gs}} + sL_s + \omega_T L_s \quad (2.11)$$

dalla quale si nota come essa sia indipendente dal carico dell'amplificatore. Tale relazione però è stata ricavata supponendo trascurabile la resistenza di uscita del transistor: includendo anche quest'ultima nel relativo modello al piccolo segnale, si ricava

facilmente come essa sia data più correttamente da [15]

$$Z_{\text{MOS}}(s) = \frac{1}{sC_{gs}} + sL_s + \omega_T L_s \left(\frac{r_o}{r_o + sL_s + Z_{\text{SOM}}(s)} \right) \quad (2.12)$$

relazione che evidenzia come la presenza di una resistenza di uscita r_o di valore finito si ripercuota sull'impedenza di ingresso facendo variare il termine reale della stessa e rendendo chiaramente esplicito l'effetto di carico della cella.

Ipotizzando che l'impedenza $Z_{\text{SOM}}(\omega)$ sia di tipo puramente resistivo è possibile determinare in maggior dettaglio i contributi della stessa sull'impedenza di ingresso. In particolare si ricava agevolmente come quest'ultima sia data da

$$\begin{aligned} Z_{\text{MOS}}(\omega) &= -j \frac{1}{\omega C_{gs}} + j\omega L_s + \omega_T L_s \left(\frac{r_o}{r_o + j\omega L_s + R_{\text{SOM}}} \right) \\ &= -j \frac{1}{\omega C_{gs}} + j\omega L_s + \omega_T L_s \left(\frac{r_o(r_o + R_{\text{SOM}})}{(r_o + R_{\text{SOM}})^2 + \omega^2 L_s^2} \right) + \\ &\quad - j\omega_T L_s \left(\frac{\omega L_s r_o}{(r_o + R_{\text{SOM}})^2 + \omega^2 L_s^2} \right) \end{aligned}$$

che mette in evidenza come la presenza di una resistenza di carico generi non solo una variazione della parte reale dell'impedenza vista al morsetto di gate del MOSFET, ma generi anche la presenza di un ulteriore termine di correzione capacitivo.

Fortunatamente, ai fini dell'analisi della rete di ingresso e della sua conseguente progettazione tali effetti possono essere considerati trascurabili, specialmente se si ha l'accortezza di implementare il transistor di coda della cella in modo tale da garantire che esso presenti una resistenza di uscita al piccolo segnale di valore sufficientemente elevato. In generale, infatti, omettere la presenza della stessa nei calcoli porta a dei risultati teorici il cui scostamento dalla realtà è di norma inferiore al 10%, valore più che accettabile (specialmente nel campo della radiofrequenza). D'ora in poi quindi si utilizzerà la (2.11).

Prima di procedere, però, è bene notare sin da subito un fatto importante. Si è appena detto che è possibile tralasciare gli effetti relativi al carico della cella se il MOSFET è progettato in modo tale da fornire una r_o di valore elevato. Dalla teoria è noto come quest'ultima sia data in forma approssimata da

$$r_o = \frac{\eta L}{I_D}$$

dove L è la lunghezza di canale, I_D la corrente di polarizzazione ed η un parametro tecnologico legato all'effetto di modulazione della lunghezza di canale. È chiaro quindi che per aumentare la resistenza di uscita è possibile procedere seguendo due strade:

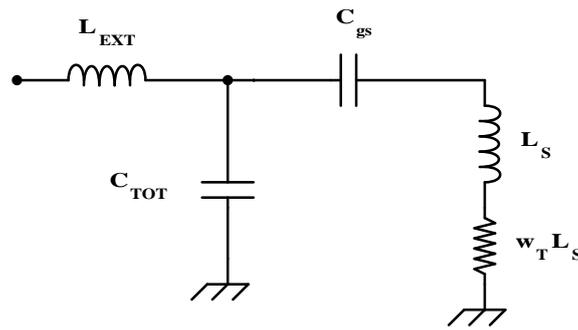


Figura 2.10 Rete di ingresso descritta per mezzo dell'impedenza equivalente del MOSFET.

aumentare la lunghezza di canale o diminuire la corrente di polarizzazione. Entrambe però si scontrano con le necessità relative al funzionamento intrinseco della cella: l'aumento di L provoca infatti un incremento della figura di rumore dell'LNA, come visto dalla teoria, ed il decremento di I_D genera un calo di guadagno dell'amplificatore stesso, nonché in generale una diminuzione dell'escursione in tensione dell'oscillatore (che si ricorda essere proporzionale alla corrente di polarizzazione). È chiaro quindi come l'attività di progettazione debba giungere ad un *trade off* tra queste esigenze contrastanti.

Utilizzando la (2.11) si giunge quindi alla descrizione del circuito di ingresso dello stadio il cui schematico è riportato in figura 2.10. Esso può essere facilmente analizzato per mezzo di opportune trasformazioni serie-parallelo di impedenze. Innanzitutto è possibile sin da subito approssimare l'impedenza del transistor ai soli contributi capacitivo e resistivo. Ciò è garantito dal fatto che la frequenza di funzionamento del sistema è tipicamente molto minore rispetto a quella di transito dei MOSFET: il contributo induttivo $j\omega_{RF}L_s$ è quindi in modulo molto più basso rispetto a quello resistivo $\omega_T L_s$ riportato in ingresso. Ne consegue quindi che esso può essere considerato trascurabile ai fini di questa analisi.

L'impedenza Z_{MOS} risulta cioè costituita dalla serie di un contributo resistivo e di uno capacitivo, e può quindi essere trasformata nel relativo parallelo equivalente per mezzo del proprio *fattore di merito*, ovvero

$$Q_{MOS} = \frac{1}{\omega_{RF} C_{MOS} R_{MOS}} = \frac{1}{\omega_{RF} C_{gs} \omega_T L_s}$$

ricordando che quest'ultimo è definito in generale come

$$Q = \omega \frac{W_i}{P_d}$$

dove W_i è l'energia di picco immagazzinata nei contributi reattivi e P_d è la potenza

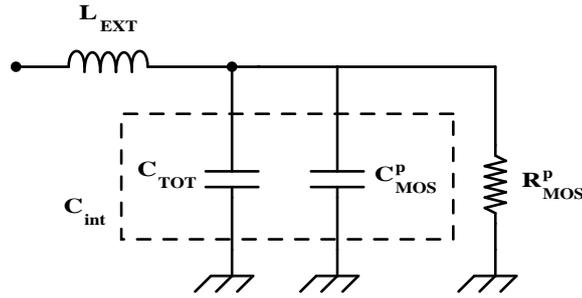


Figura 2.11 Adattatore ad L ottenuto dalla trasformazione serie-parallelo dell'impedenza del MOSFET.

media dissipata da quelli resistivi. Esso identifica quindi quanto l'impedenza (o il sistema) in questione sia in grado di immagazzinare energia elettromagnetica rispetto alle sue perdite.

Definito opportunamente il fattore di merito, l'impedenza serie del MOSFET può quindi essere riportata nella relativa formulazione parallelo equivalente, i cui contributi resistivo e capacitivo sono chiaramente dati da

$$R_{\text{MOS}}^p = R_{\text{MOS}}(1 + Q_{\text{MOS}}^2)$$

$$C_{\text{MOS}}^p = \frac{C_{gs}}{1 + Q_{\text{MOS}}^{-2}}$$

giungendo allo schema equivalente riportato in figura 2.11, dove il contributo capacitivo equivalente appena calcolato e quello relativo a diodi di protezione e pad di ingresso possono essere conglobati in un'unica capacità di valore $C_{\text{TOT}} + C_{\text{MOS}}^p$, che verrà indicata come C_{int} essendo essa relativa al sistema interno al chip.

Analizzando il circuito appena ricavato è evidente come tale capacità totale, assieme all'induttore esterno L_{ext} , costituisca un classico adattatore d'impedenza del tipo ad L (detto comunemente *L-match*), il cui compito fondamentale è quindi quello di far vedere al suo ingresso un'impedenza resistiva di valore più basso rispetto a quella di carico, che nel caso di specie è costituita da R_{MOS}^p .

Tale funzionalità può essere studiata servendosi nuovamente di un'opportuna trasformazione di impedenza serie-parallelo. In particolare, è possibile riportare in serie l'impedenza costituita dal contributo capacitivo C_{int} e dalla resistenza di carico R_{MOS}^p , secondo le relazioni

$$R_{\text{LM}} = \frac{R_{\text{MOS}}^p}{1 + Q_{\text{LM}}^2}$$

$$C_{\text{LM}} = C_{\text{int}} (1 + Q_{\text{LM}}^{-2})$$

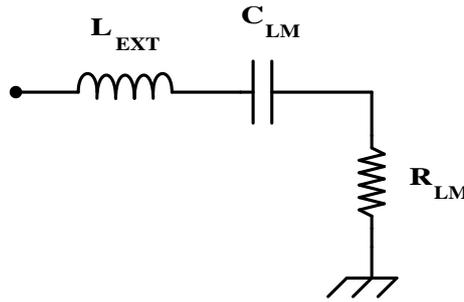


Figura 2.12 Rete risonante serie ottenuta dall'analisi dell'adattatore a L.

dove il fattore di merito dell'impedenza serie trasformata è chiaramente

$$Q_{LM} = \omega_{RF} R_{MOS}^p C_{int}$$

Si giunge quindi allo schema riportato in figura 2.12, che identifica un risonatore serie. Lo scopo dell'induttanza esterna L_{ext} sarà quindi quello di far risuonare alla frequenza di interesse il contributo capacitivo appena determinato, rendendo in questo modo l'impedenza di ingresso puramente reale e di valore pari a R_{LM} .

Tale contributo resistivo è quindi quello che consente di imporre l'adattamento di impedenza in ingresso. In particolare, se anche l'impedenza della sorgente a radiofrequenza è reale (e generalmente ciò accade, essendo nella quasi totalità dei casi un'antenna o un cavo coassiale), oltre all'adattamento di uniformità ai fini della non distorsione del segnale, si realizza anche quello che viene chiamato *adattamento in potenza*, garantendo cioè che la sorgente sia in grado di trasferire verso il front end del ricevitore la massima potenza attiva disponibile.

Per rendere più agevole l'utilizzo di tali risultati teorici anche dal punto di vista progettuale, è interessante esprimere le relazioni precedenti in modo tale da rendere il contributo resistivo di uscita funzione diretta degli altri componenti circuitali, permettendo così di analizzare gli effetti di ciascuno sulla stessa. In particolare, supponendo che le impedenze in gioco abbiano fattori di merito discretamente elevati ($Q \geq 3$), è possibile approssimare l'espressione di R_{LM} come

$$R_{LM} = \frac{R_{MOS}^p}{Q_{LM}^2} = \frac{Q_{MOS}^2}{Q_{LM}^2} R_{MOS}$$

da cui, sostituendo ai fattori di merito le relative espressioni e ricordando che R_{MOS} è pari ad $\omega_T L_s$, è possibile ricavare

$$R_{LM} = \left(\frac{C_{gs}}{C_{TOT} + C_{gs}} \right)^2 \omega_T L_s \quad (2.13)$$

avendo avuto l'accortezza di notare come le relazioni precedenti indichino che per Q sufficientemente elevati i valori capacitivi vengono riportati tra serie e parallelo senza alterazioni di valore (si moltiplica o divide per $1+Q^{-2}$, che per fattori di merito elevati è chiaramente approssimabile all'unità).

Quest'ultimo fatto permette peraltro di ricavare direttamente anche il valore del contributo capacitivo serie relativo allo schema di figura 2.12. Nel caso di fattori di merito sufficientemente elevati, infatti, si ha che

$$C_{LM} \simeq C_{\text{int}} = C_{\text{TOT}} + C_{\text{MOS}}^p \simeq C_{\text{TOT}} + C_{gs} \quad (2.14)$$

rendendo evidente come l'induttanza esterna L_{ext} debba preoccuparsi di far risuonare alla frequenza di interesse la somma della capacità di gate del MOSFET e di quelle relative al pad di ingresso e ai diodi di protezione contro le scariche elettrostatiche. Essa quindi deve essere di valore pari a

$$L_{\text{ext}} = \frac{1}{\omega_{\text{RF}}^2 (C_{\text{TOT}} + C_{gs})} \quad (2.15)$$

dovendo il sistema di matching garantire l'adattamento alla pulsazione del segnale a radiofrequenza che si vuole sintonizzare.

Questo conclude l'analisi relativa all'impedenza di ingresso della cella LMV presentata in questo capitolo. Prima di passare alla descrizione del progetto e della conseguente implementazione del circuito è interessante notare un ultimo particolare: le relazioni (2.13) e (2.14) sono le stesse che si ottengono per un adattatore di impedenza a *divisore capacitivo*. Osservando lo schema di figura 2.10, una volta trascurata l'induttanza L_s relativa all'ingresso del MOSFET, si può infatti notare come la capacità di gate dello stesso e la capacità C_{TOT} siano effettivamente configurate come un partitore di corrente capacitivo, in grado di riportare in ingresso la resistenza di carico R_{MOS} scalata col fattore di trasformazione indicato nella (2.13) stessa.

Capitolo 3

Progetto del ricevitore

3.1 Descrizione del progetto

Lo scopo di questa Tesi di Laurea è quello di implementare il front end di un ricevitore per la demodulazione di segnali in quadratura, utilizzando la struttura LMV presentata nel capitolo precedente e basandosi pesantemente sulla topologia circuitale descritta nell'articolo "*Time-variant analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver*" (in bibliografia alla voce [1]).

In particolare, tale ricevitore dovrà essere in grado di operare all'interno della banda ISM dei 2.4 GHz. Quest'ultima identifica una porzione di spettro elettromagnetico concessa per il libero impiego in applicazioni a bassa potenza di carattere industriale, scientifico o medico (da cui il nome della banda) ed utilizzabile in generale per garantire la comunicazione wireless tra sistemi elettronici in un ambito di copertura tipicamente limitato. Essa si estende tra 2.4000 e 2.4835 GHz.

Chiaramente uno dei focus principali del progetto è quello del consumo energetico, vista peraltro la volontà di utilizzare efficacemente la struttura LMV, che garantisce di riunire in un unico blocco le funzionalità di un front end a radiofrequenza e permette conseguentemente di implementare le stesse con un minor dispendio di corrente rispetto alle soluzioni classiche.

Proprio per questo motivo si è scelto di progettare un sistema ricevente del tipo a *conversione diretta*, per il quale cioè la frequenza intermedia è nulla: l'oscillatore locale genererà quindi un segnale armonico con frequenza pari a quella del segnale da sintonizzare e quest'ultimo verrà di conseguenza traslato direttamente in banda base. Tale scelta è chiaramente dettata dal fatto che in questo modo si elimina la necessità che il ricevitore stesso presenti una sezione di demodulazione a frequenza intermedia, permettendo di risparmiare un blocco circuitale e definendo quindi un

sistema che impieghi la minima quantità di energia possibile per la realizzazione delle proprie funzionalità.

Il sistema dovrà infine essere implementato in tecnologia CMOS da $0.13\ \mu\text{m}$, utilizzando in particolare quella relativa al processo di produzione della UMC (United Microelectronics Corporation). Rispetto al design di riferimento [1], che utilizza per la realizzazione il nodo tecnologico a $90\ \text{nm}$, si è scelto di utilizzare per il lavoro presentato in questa Tesi una soluzione più consolidata, al fine di ottenere (se possibile) delle prestazioni migliori.

Tra gli aspetti da rivalutare ne spiccano in particolare due: l'adattamento di impedenza in ingresso ed il mantenimento in quadratura degli oscillatori. Il primo dovrà essere reso sufficientemente robusto rispetto alle variazioni dei parametri parassiti del circuito integrato, ed in particolare andrà ridotta la sensibilità dello stesso all'induttanza del filo di bonding, ovvero il collegamento metallico che congiunge il chip alla pista della scheda di valutazione. Il valore di quest'ultima può essere stimato tra 0.5 e $2.5\ \text{nH}$, e conseguentemente il matching in ingresso dovrà essere robusto alle variazioni della stessa entro tale range.

Per quanto riguarda il secondo aspetto, invece, andrà migliorato il meccanismo di sincronia che permette ai due oscillatori del sistema di mantenere opportunamente in quadratura le loro uscite: come correttamente evidenziato nel sottoparagrafo 1.4.1, infatti, tale proprietà è fondamentale affinché ci sia una corretta demodulazione del segnale a radiofrequenza.

Definiti opportunamente la tipologia di sistema da realizzare e i particolari obiettivi da ottenere, nel corso di questo capitolo si procederà quindi alla descrizione della struttura circuitale del front end implementato e conseguentemente alla sua progettazione.

3.2 Struttura del front end in quadratura

Come correttamente evidenziato nel capitolo 2, l'oscillatore differenziale a doppia coppia incrociata costituisce la topologia circuitale di base sulla quale è stata costruita la cella LMV monolitica presentata in questa Tesi di Laurea. Non essendone stata modificata la funzionalità dal punto di vista della generazione del segnale armonico, è chiaro quindi come sia possibile utilizzare la tecnica di accoppiamento descritta nel sottoparagrafo 1.4.2 per garantire che una coppia di tali sistemi oscilli con uno sfasamento di 90° l'uno rispetto all'altro.

Per realizzare il front end di un ricevitore in quadratura è quindi possibile impiegare due celle LMV, per le quali siano state opportunamente accoppiate tra di loro le

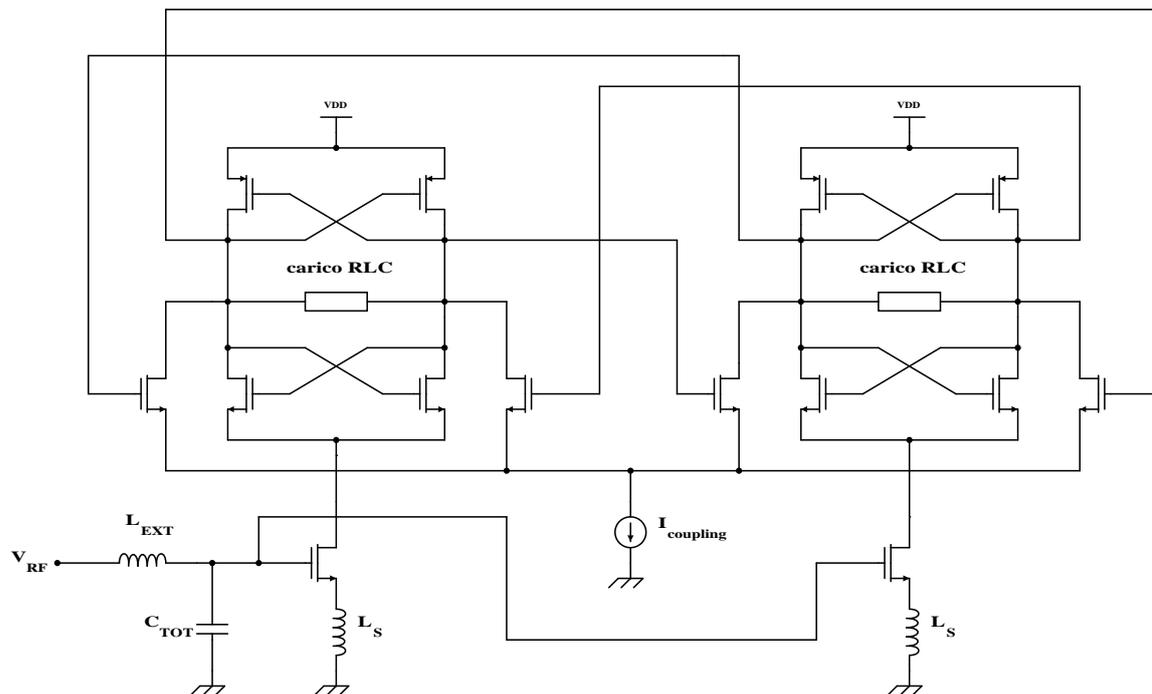


Figura 3.1 Celle LMV accoppiate per il mantenimento in quadratura degli oscillatori.

funzionalità di oscillazione. Una soluzione del tutto uguale a quella riportata in figura 1.10, per quanto correttamente funzionante, presenta però uno svantaggio, legato al fatto che nella struttura monolitica qui presentata la cella di oscillazione svolge anche il ruolo di sistema di mixing.

La presenza di due transistor di accoppiamento in parallelo agli nMOS della coppia incrociata, infatti, fa sì che parte della corrente a radiofrequenza iniettata dal transistor di coda venga al piccolo segnale instradata verso di essi e non sia così utilizzata attivamente nella conversione della stessa a frequenza intermedia. È necessario quindi che i rami relativi ai MOSFET di accoppiamento siano isolati rispetto a quelli della coppia incrociata: ciò implica quindi che per i primi deve essere prevista una polarizzazione distinta, come correttamente evidenziato in figura 3.1.

Tale schema rende infatti chiaro come, se si fosse adottata per l'accoppiamento una soluzione uguale a quella descritta nella trattazione teorica generale del sottoparagrafo 1.4.2 (che prevede il collegamento dei source dei MOSFET aggiuntivi ai rispettivi terminali dei transistor della coppia differenziale), parte del segnale a radiofrequenza iniettato dall'LNA verrebbe dirottato verso il sistema di mantenimento in quadratura e quindi esso non sarebbe completamente utilizzato nel processo di traslazione alla frequenza intermedia legato alla funzionalità di mixing.

L'aver optato per la configurazione riportata in figura 3.1 ha permesso quindi di utilizzare correttamente l'intera corrente RF iniettata dal transistor di coda, garan-

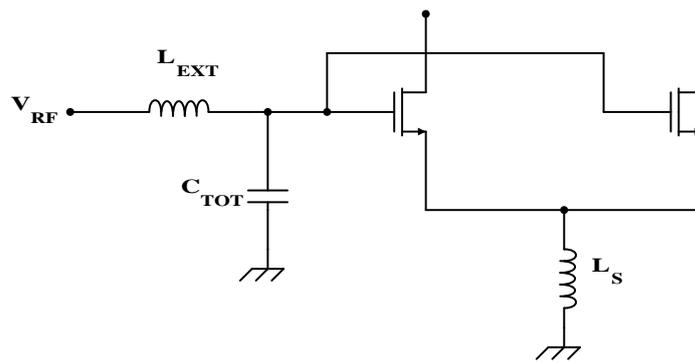


Figura 3.2 Condivisione dell'induttanza di degenerazione tra i due LNA.

tendo in questo modo un conseguente aumento del guadagno di conversione rispetto alla soluzione circuitale classica, quantificabile in 3 dB se la dimensione dei MOSFET di accoppiamento è effettivamente pari a quella dei transistor della coppia incrociata.

Il fatto di aver isolato la polarizzazione del circuito di mantenimento in quadratura degli oscillatori porta peraltro ad un ulteriore vantaggio: in tale situazione, infatti, il transistor di coda deve garantire la corretta corrente di bias solo alla coppia differenziale, e non all'intero sistema. Ciò fa sì che per esso sia possibile definire una corrente di punto operativo più bassa rispetto a quella necessaria nella soluzione classica, garantendo per quest'ultimo una resistenza di uscita al piccolo segnale di valore più elevato che permetterà quindi una maggiore immunità dei parametri della rete di ingresso alle variazioni del carico negli istanti di commutazione della cella.

Proprio relativamente al circuito di input, dallo schema circuitale riportato in figura 3.1 è evidente come le due celle LMV debbano condividere lo stesso pad di ingresso per il segnale a radiofrequenza, ponendo i due amplificatori a basso rumore tra loro in parallelo. Per ciascuno di essi, poi, è prevista la presenza di un'induttanza di degenerazione al source che ha lo scopo di garantire la parte reale dell'impedenza vista al morsetto di gate dei MOSFET e definire delle buone performance per quanto riguarda la figura di rumore.

Allo scopo di minimizzare il numero di componenti passivi da inserire nel circuito integrato è possibile di conseguenza pensare di utilizzare un unico induttore in comune ai due transistor, secondo lo schema riportato in figura 3.2. Come si vedrà tra un attimo, questa soluzione permette tra l'altro di implementare un induttanza di valore più piccolo rispetto alle due necessarie nel caso di sistemi isolati tra loro.

La configurazione appena illustrata può essere efficacemente analizzata sfruttando appieno la simmetria tra le celle LMV che realizzano il front end del ricevitore in quadratura. Se infatti si scompone l'induttanza comune L_s nel parallelo di due induttanze di valore $2L_s$, secondo lo schema evidenziato in figura 3.3, è chiaro come nel filo di

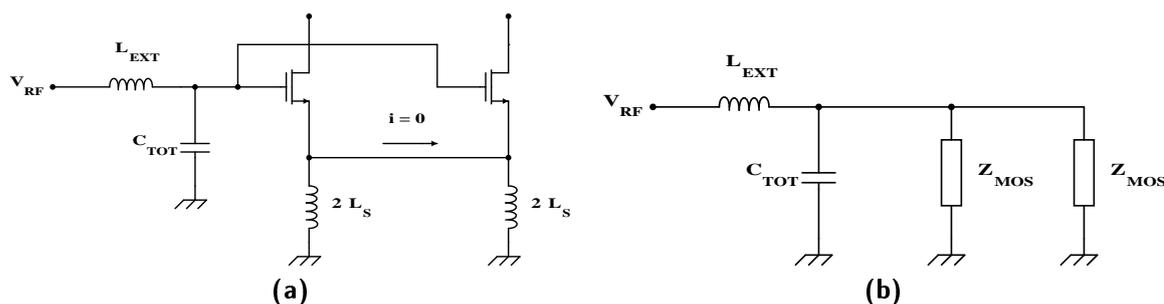


Figura 3.3 Scomposizione dell'induttanza condivisa in due contributi e relativo circuito equivalente.

collegamento tra i due terminali di source dei transistor non scorra corrente al piccolo segnale, proprio per la forte simmetria che coinvolge le due strutture. Tale collegamento può quindi essere assimilato ad un circuito aperto, permettendo quindi di studiare l'impedenza di ingresso dei due MOSFET in maniera separata e considerare l'effetto del loro parallelo solo in un secondo momento secondo lo schema riportato a destra nella figura 3.3 stessa.

In particolare, l'impedenza equivalente al piccolo segnale vista dal morsetto di gate di ciascuno dei due transistor (trascurando per gli stessi l'effetto della presenza di una resistenza di uscita finita) sarà data dalla (2.11), che particolareggiata nel caso di specie risulta essere

$$Z_{\text{MOS}}(s) = \frac{1}{sC_{gs}} + s2L_s + \omega_T 2L_s$$

Dallo schema di figura 3.3 è quindi evidente come l'impedenza vista dal pad di ingresso del circuito sarà data dal parallelo delle impedenze dei MOSFET, ovvero

$$Z'_{\text{MOS}}(s) = \frac{Z_{\text{MOS}}(s)}{2} = \frac{1}{s2C_{gs}} + sL_s + \omega_T L_s$$

L'intero sistema in quadratura si comporta quindi a livello di impedenza di ingresso come un unico transistor di impedenza Z'_{MOS} , per la quale è di conseguenza possibile utilizzare la teoria sviluppata nel capitolo precedente ed in particolare nel sottoparagrafo 2.4.2. L'analisi da compiere è quindi chiaramente la stessa, a patto di considerare un unico MOSFET di ingresso fittizio con capacità di gate pari a $2C_{gs}$ e pulsazione di transito ω_T pari a quella del singolo transistor dell'LNA, configurato con un'induttanza di degenerazione L_s (ovvero quella effettivamente implementata nel circuito integrato).

Seguendo tale approccio è quindi possibile particolareggiare al caso di induttore condiviso le relazioni ricavate nell'analisi teorica della rete di ingresso della cella LMV. Ipotizzando anche in questo caso che i fattori di merito delle impedenze in gioco siano di

valore sufficientemente elevato, è chiaro quindi come la parte resistiva dell'impedenza di ingresso sia pari a

$$R_{LM} = \left(\frac{2C_{gs}}{C_{TOT} + 2C_{gs}} \right)^2 \omega_T L_s$$

e come l'induttanza esterna L_{ext} debba risuonare il parallelo tra la capacità C_{TOT} legata al pad di ingresso e a diodi di protezione e quella relativa all'unico transistor fittizio $2C_{gs}$. Essa deve quindi essere di valore pari a

$$L_{ext} = \frac{1}{\omega_{RF}^2 (C_{TOT} + 2C_{gs})}$$

dove sono state chiaramente particolareggiate le relazioni (2.13) ed (2.15) ricavate nel capitolo precedente.

3.3 Polarizzazione del sistema

Analizzata nel paragrafo precedente la struttura del *front end* in quadratura dal punto di vista prettamente funzionale, non resta quindi che valutare le soluzioni da intraprendere per la corretta polarizzazione del circuito che lo implementa. Finora infatti lo studio del sistema si è concentrato fondamentalmente sulla descrizione dell'operatività dello stesso a livello di segnale, al fine di ottenere in questo modo le caratteristiche volute. Chiaramente però ciascun blocco circuitale va correttamente polarizzato, garantendo quindi che i singoli transistor lavorino nella corretta regione operativa (tipicamente in saturazione).

Per quanto riguarda le celle LMV si è già notato come per esse la corrente di polarizzazione debba essere garantita dal transistor dell'amplificatore a basso rumore, che svolge quindi anche la funzionalità di generatore di coda per il blocco mixer-oscillatore. La tensione DC gate-source di tale MOSFET deve quindi essere tale da garantire il corretto apporto di corrente alla cella sovrastante e può essere chiaramente ottenuta per mezzo di una classica struttura a *specchio di corrente*. Tale soluzione è ottimale anche per il fatto che con un solo transistor connesso a diodo sul ramo di riferimento è possibile polarizzare correttamente entrambe le celle monolitiche.

In questo modo, però, al pad di ingresso del circuito integrato sarà presente la tensione continua di polarizzazione dei transistor di coda, che può essere in generale dannosa per la sorgente di segnale a radiofrequenza in ingresso al sistema. Quest'ultima quindi andrà accoppiata al dispositivo per mezzo di un'opportuna capacità di bypass in serie al piedino di input, il cui scopo è chiaramente quello di bloccare la componente

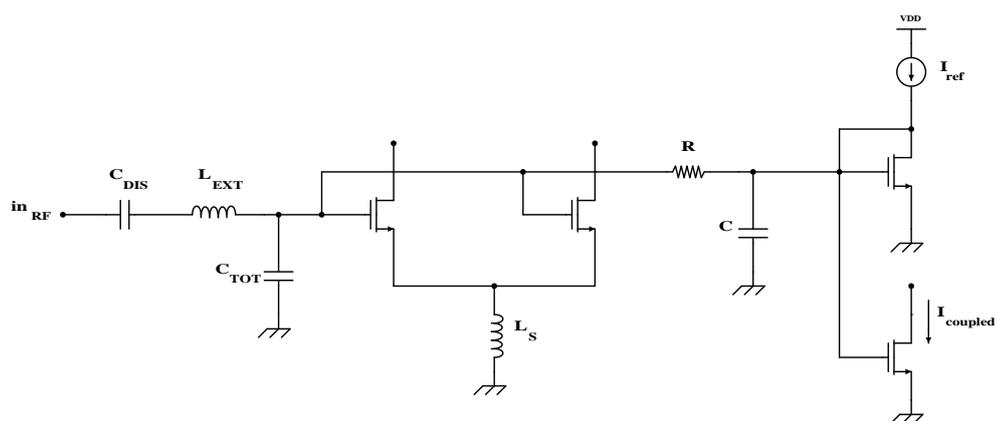


Figura 3.4 Circuito utilizzato per la polarizzazione della cella LMV.

DC di polarizzazione verso la stessa e garantire al tempo stesso il corretto trasferimento del segnale RF (fornendo quindi a tale frequenza una reattanza di valore trascurabile).

Fatta questa precisazione relativamente all'accoppiamento della sorgente, è però evidente come utilizzando una configurazione classica dello specchio di corrente (ovvero con i transistor di uscita collegati direttamente a quello chiuso a diodo) parte del segnale proveniente dalla stessa andrebbe ad investire il MOSFET relativo al ramo di riferimento, producendo non solo una perturbazione del suo funzionamento, ma anche una chiara perdita relativamente al segnale utile. È necessario quindi introdurre tra quest'ultimo e l'ingresso un opportuno filtro passa basso, che consenta il passaggio della tensione DC di polarizzazione verso i transistor di coda delle celle, ma blocchi la componente RF verso lo stesso.

La soluzione utilizzata nel progetto descritto in questa Tesi di Laurea è quella riportata in figura 3.4, dove si nota l'inserimento di un classico filtro passa basso del primo ordine al fine di evitare che il segnale a radiofrequenza proveniente dall'ingresso vada a perturbare il regime di funzionamento del transistor connesso a diodo, rendendo impreciso il relativo rapporto di specchiatura della corrente di riferimento.

Tale struttura a specchio può essere utilizzata anche per la corretta polarizzazione del sistema di mantenimento in quadratura per le due celle LMV. Come evidenziato nella stessa figura 3.4, è opportuno quindi inserire un transistor aggiuntivo con il compito di fornire la corrente di bias ai MOSFET di accoppiamento delle stesse. Non dovendo quest'ultimo lavorare direttamente sul segnale a radiofrequenza proveniente dalla sorgente, anche per esso è vantaggioso un collegamento a valle del filtro di primo ordine, evitando quindi che parte del segnale RF vada ad intaccarne la funzionalità.

Questi accorgimenti dovrebbero in linea di massima essere sufficienti per garantire la corretta polarizzazione dell'intero front end in quadratura. Se si analizza da questo punto di vista il sistema monolitico LMV, infatti, è evidente come i transistor che co-

stituiscono la cella mixer-oscillatore vengano polarizzati efficacemente dalla topologia circuitale stessa, essendo essi collegati a coppia incrociata ai nodi di oscillazione del sistema. La loro polarizzazione, quindi, è garantita dalla presenza di un'opportuna tensione DC di *modo comune*, di valore tale da sostenere il funzionamento degli stessi in saturazione (in regime continuo, ovviamente).

Nel caso del progetto descritto in questa Tesi di Laurea, però, il collegamento diretto di tali MOSFET ai nodi di oscillazione potrebbe portare a condizioni di instabilità a bassa frequenza, che chiaramente debbono essere evitate essendo proprio compito del sistema di mixing riportare il segnale a radiofrequenza in banda base. È infatti evidente dallo schema circuitale della cella LMV come la connessione dei transistor a coppia incrociata costituisca chiaramente un blocco di retroazione, che può evidentemente rendere instabile il sistema in alcuni casi.

Proprio per evitare tale condizione è opportuno isolare in DC i transistor delle coppie incrociate, inserendo un condensatore di disaccoppiamento tra i nodi di oscillazione del sistema ed i terminali di gate degli stessi. Quest'ultimo avrà quindi il compito di bloccare le componenti armoniche a bassa frequenza e far invece passare quelle RF, chiudendo opportunamente il sistema alla frequenza dell'oscillatore locale.

Evidentemente, però, tale accorgimento annulla la possibilità descritta in precedenza di una polarizzazione automatica dei dispositivi delle coppie incrociate, ed è quindi necessario lo studio di un opportuno sistema di bias che fornisca ai suddetti transistor la corretta tensione gate-source in grado di garantire il funzionamento degli stessi in regione di saturazione. In particolare, è possibile adottare la soluzione circuitale rappresentata in figura 3.5.

La tensione DC di polarizzazione dei MOSFET viene quindi fornita per mezzo di opportune resistenze di accoppiamento, il cui compito è chiaramente quello di fornire un valore di impedenza sufficientemente elevato ed impedire che il segnale a radiofrequenza proveniente dai nodi di oscillazione vada a richiudersi verso il generatore impiegato per la polarizzazione. È evidente infatti come tale resistenza, assieme al condensatore di bypass descritto in precedenza, formi un filtro passa-alto il cui obiettivo è quello di accoppiare il segnale oscillatorio al gate del transistor, evitando che lo stesso interferisca con il relativo sistema di polarizzazione.

Notando come nella struttura originale della cella LMV la tensione di polarizzazione dei MOSFET sia data dalla tensione di modo comune relativa ai nodi di oscillazione del sistema, è possibile pensare di utilizzare la stessa anche in questa variante modificata. In particolare, quest'ultima può essere prelevata efficacemente spezzando la resistenza di carico R_L nella serie di due resistori uguali e considerando di conseguenza la tensione presente al nodo intermedio, come evidenziato nella stessa figura 3.5. Data la completa

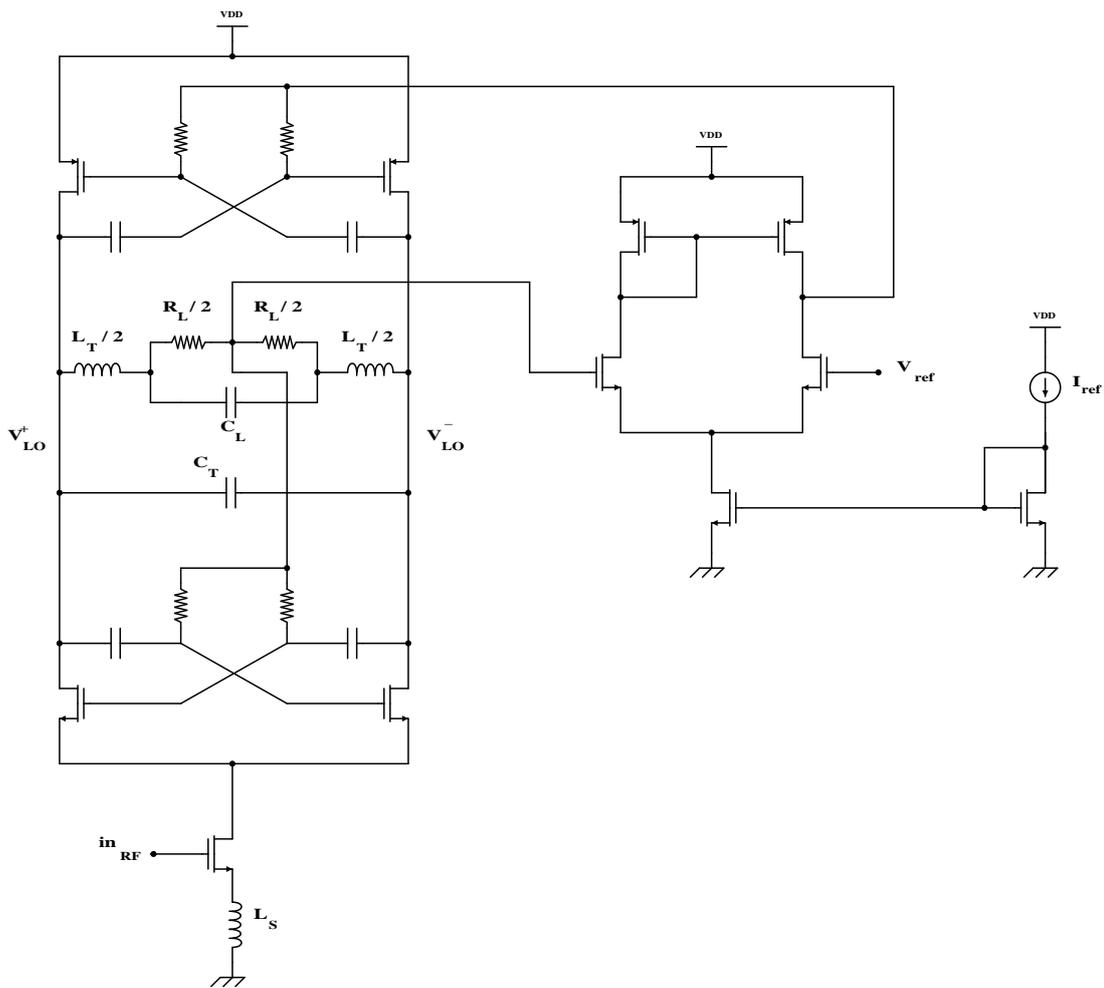


Figura 3.5 Circuito utilizzato per la corretta polarizzazione del blocco mixer-oscillatore della cella LMV.

simmetria dei rami dell'oscillatore, infatti, al nodo centrale sarà presente la tensione DC di modo comune del sistema.

Tale tensione potrebbe essere quindi utilizzata direttamente per polarizzare correttamente i transistor delle coppie incrociate, ma considerata la tipologia di sensing del modo comune della cella è opportuno sfruttare lo stesso per attuare un controllo più rigoroso della tensione di modo comune stessa. Se, infatti, si considera uno sbilanciamento asimmetrico della tensione DC tra i due nodi di oscillazione, è chiaro come anche la tensione al nodo centrale della resistenza di carico R_L vari di conseguenza. In particolare, ipotizzando ad esempio uno scarto tra la tensione al nodo positivo v_p e quella al nodo negativo v_n pari a Δv , è evidente come la tensione al nodo centrale del carico risulti pari a

$$v_L = v_{CM} + \frac{\Delta v}{2}$$

con v_{CM} che identifica la tensione di modo comune e dove si è posto $v_p = v_{CM} + \Delta v$

e $v_n = v_{CM}$. Se invece, si considera uno sbilanciamento simmetrico delle due tensioni, si ha che la tensione al nodo centrale del carico non varia, ovvero rimane $v_L = v_{CM}$, rendendo evidente la caratteristica di insensibilità della stessa durante il regime di funzionamento standard della cella.

È chiaro allora come il punto scelto per il prelievo della tensione di modo comune sia ottimale, rendendo quindi possibile la costruzione di un sistema che permetta una regolazione più rigorosa della stessa. Se infatti si confronta quest'ultima con un'opportuna tensione di riferimento, è evidente come sia possibile a questo punto comandare la polarizzazione dei MOSFET della cella in modo tale che la relativa tensione di modo comune sia pari a quella scelta come riferimento.

È questo quindi lo scopo della struttura esterna alla cella monolitica LMV già riportata in figura 3.5. Si tratta di un classico OTA (Operational Transconductance Amplifier) a 5 MOSFET con ingresso differenziale ed uscita single-ended, la cui funzione è quella di generare la corretta tensione di polarizzazione per la coppia incrociata di pMOS dell'oscillatore, al fine di garantire che a regime la differenza tra la tensione di modo comune del sistema e quella di riferimento sia nulla.

La soluzione adottata per la polarizzazione dei transistor delle coppie incrociate è quindi molto semplice: mentre gli nMOS rimangono correttamente alimentati dalla tensione DC prelevata al nodo centrale del carico, per i pMOS quest'ultima viene confrontata con una tensione di riferimento per mezzo di un opportuno OTA e la loro tensione di gate viene modificata in modo tale da annullare la differenza tra le due, garantendo quindi che la cella LMV operi nel corretto regime di polarizzazione. Proprio per la sua funzione, l'amplificatore a transconduttanza viene spesso indicato col nome di *common-mode feedback OTA* (abbreviato in CMFB OTA) e per la sua analisi si rimanda a [16].

Chiaramente, anche il suddetto amplificatore per il controllo del modo comune andrà opportunamente polarizzato. In particolare, data la sua struttura, i transistor dello stesso verranno polarizzati per mezzo di un opportuno generatore di coda, che sarà chiaramente costituito da un MOSFET in configurazione a specchio di corrente. Anche per gli OTA, quindi, sarà necessaria la presenza di un ramo relativo alla corrente di riferimento che presenti un transistor connesso a diodo, come del resto correttamente indicato nella stessa figura 3.5.

Quest'ultima precisazione conclude l'analisi relativa al sistema di polarizzazione per il *front end* del ricevitore in quadratura presentato in questa Tesi di Laurea, e con tale argomento si chiude anche la descrizione del circuito stesso, essendo stati sviscerati nei paragrafi precedenti tutti i suoi aspetti teorici e pratici. Non resta quindi che discuterne la relativa implementazione, compito che viene affidato al prossimo paragrafo.

3.4 Implementazione del ricevitore

Fatte le opportune analisi a livello teorico e sviluppato da un punto di vista circuitale il sistema relativo a questa Tesi di Laurea, si passerà ora a descriverne in dettaglio l'implementazione nella tecnologia prescelta, evidenziando in particolare le problematiche più salienti relative alla progettazione dello stesso.

Durante tale trattazione verrà in particolar modo resa esplicita la necessità di alcuni compromessi tra le varie funzionalità integrate nel front end e le prestazioni dello stesso. Come si è già notato nei capitoli precedenti, infatti, aver riunito in un unico blocco l'operatività di tre distinti sistemi (amplificatore a basso rumore, mixer e oscillatore) ha senza dubbio portato ad avere degli ottimi vantaggi in termini di consumo di potenza, ma ha anche conseguentemente diminuito i *gradi di libertà* disponibili, dovendo per forza di cose scontarsi con dei trade off progettuali.

In particolare, il circuito fin qui descritto verrà implementato nella tecnologia UMC da 0.13 μm (che verrà brevemente analizzata nel corso del prossimo sottoparagrafo) e la sua funzionalità verrà testata per mezzo del simulatore circuitale Spectre, afferente al pacchetto software *Cadence IC Design Framework II*, relativo alla progettazione e simulazione di circuiti integrati analogici e mixed-signal.

Come del resto già evidenziato in precedenza, lo scopo del progetto è quello di riportare in una tecnologia più consolidata il sistema descritto nell'articolo di riferimento "*Time-variant analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver*" (in bibliografia alla voce [1]), allo scopo di migliorarne le performance specialmente in relazione al mantenimento in quadratura degli oscillatori e all'adattamento di impedenza in ingresso. Quest'ultimo in particolare deve essere insensibile al contributo di induttanza dato dal filo di bonding, che può essere stimata nel range 0.5÷2.5 nH.

I risultati ottenuti nel progetto descritto in questa Tesi, che verranno ampiamente discussi nel corso del prossimo capitolo, saranno quindi istruttivamente confrontati con quelli relativi al lavoro presentato nel suddetto articolo, al fine di valutare pregi e difetti della tipologia di approccio utilizzata in questa sede.

3.4.1 Tecnologia UMC da 130 nm

Per l'implementazione del front end in quadratura descritto in questa Tesi di Laurea si è utilizzata la tecnologia della UMC (United Microelectronics Corporation) afferente al nodo tecnologico dei 0.13 μm .

Relativamente ai dispositivi attivi, la minima lunghezza di gate disponibile per tale tecnologia è di 120 nm e per la realizzazione del progetto sono state utilizzate per i pMOS delle soluzioni standard a doppia well, mentre per i transistor a canale

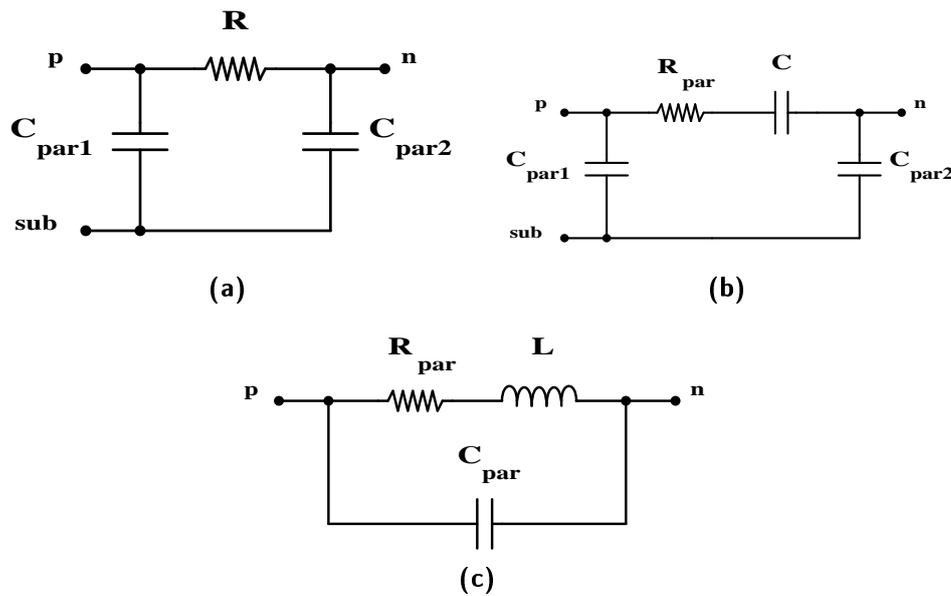


Figura 3.6 Modelli al prim'ordine per l'analisi dei fenomeni parassiti in un resistore (a), condensatore (b) ed induttore (c).

n dei dispositivi a tripla well (denominati BPW, buried plate well). Questi ultimi permettono di separare efficacemente il bulk dei MOSFET dal substrato, dando la possibilità di connettere il primo ad un potenziale diverso da quello di massa. Tale scelta era stata fatta per tentare di utilizzare il terminale di body degli nMOS della coppia incrociata ai fini dell'accoppiamento tra gli oscillatori, ma è stata mantenuta anche nella versione finale del circuito.

La tecnologia scelta contempla chiaramente non solo la realizzazione su silicio dei dispositivi attivi, ma anche quella relativa ai componenti passivi. Questi ultimi risultano essere spesso critici a livello di design, in quanto gli aspetti relativi al loro layout (tra cui in primis le capacità parassite) influenzano pesantemente le performance dei circuiti progettati, introducendo anche delle risonanze aggiuntive che devono essere accuratamente evitate.

Proprio per questo nel prossimo capitolo verrà valutato il funzionamento del front end prima per mezzo di una simulazione con i componenti passivi ideali, e poi con l'introduzione di quelli reali (per mezzo dei relativi modelli circuitali forniti dal produttore, che contemplano ovviamente buona parte degli effetti parassiti). I risultati ottenuti saranno quindi confrontati tra loro, al fine di evidenziare l'impatto degli stessi sulle performance del sistema.

In particolare, i resistori sono tipicamente realizzati per mezzo di opportune strisce di poly (a bassa od alta resistività a seconda della quantità di drogaggio dello stesso) deposte al di sopra del substrato e separate ovviamente da esso per mezzo di uno strato

di isolamento. È chiaro quindi come essi presentino delle capacità parassite verso il substrato stesso, che possono essere integrate nel modello al prim'ordine del resistore reale riportato in figura 3.6.

Per quanto riguarda i condensatori, invece, essi sono implementati utilizzando due strati di metal separati da un opportuno layer di materiale dielettrico, seguendo la struttura tipica di un sistema a facce piane e parallele. La possibilità da parte del processo produttivo di realizzare spessori di isolante molto bassi (dell'ordine del mezzo micron) consente peraltro di ottenere con questo metodo delle capacità di valore sufficientemente elevato senza occupare grandi quantitativi di area. Anche in questo caso è però evidente come siano presenti delle capacità parassite dagli strati di metal verso il substrato ed anche una resistenza relativa ai terminali metallici: per il condensatore reale, quindi, lo schema equivalente è quello riportato nella stessa figura 3.6.

Relativamente agli induttori, infine, la loro realizzazione consiste nella costruzione di opportune spire concentriche sfruttando i livelli di metallo disponibili nel processo di produzione. La forma di tali avvolgimenti può essere variegata, dalla più semplice (quadrata) alle maggiormente sofisticate esagonale, ottagonale e circolare (queste ultime rese possibili dai progressi nella tecnologia di realizzazione). In ogni caso, comunque, è evidente come siano presenti dei parametri parassiti, ed in particolare una resistenza non nulla relativa alle metallizzazioni e degli effetti capacitivi tra le stesse ed il substrato e tra una spira e l'altra. Il modello equivalente (al primo ordine) per un induttore integrato è quindi quello riportato nella stessa figura 3.6.

Nell'implementazione del progetto presentato in questa Tesi di Laurea si sono utilizzati in particolare degli induttori di tipo circolare, le cui dimensioni ottimali per la massimizzazione del fattore di qualità sono state calcolate automaticamente per mezzo di un'opportuna routine messa a disposizione dalla UMC stessa (ed integrata nel software Cadence utilizzato per il design).

La tensione di alimentazione del sistema è di 1.2 V, che rappresenta quella di base nella tecnologia utilizzata per la realizzazione del circuito.¹

3.4.2 Progettazione del circuito

Definita opportunamente la tecnologia utilizzata per la realizzazione del front end in quadratura, si passa ora alla descrizione dello stesso dal punto di vista implementativo. Chiaramente la struttura circuitale sarà quella presentata in dettaglio nei paragrafi precedenti, e in tale sede si valuteranno quindi le sue peculiarità dal punto di vista della progettazione e dei compromessi necessari tra le sue funzionalità.

¹Con il processo produttivo scelto alcuni dispositivi possono essere alimentati anche a 3.3 V.

Le dimensioni dei transistor relativi alle coppie incrociate sono state scelte per garantire un buon trade off tra le condizioni di innesco dell'oscillazione e il relativo rumore prodotto (in particolare quello di tipo flicker). L'aver utilizzato un sistema del tipo differenziale a doppia coppia incrociata, infatti, ha il chiaro vantaggio di fornire allo start-up una resistenza negativa al piccolo segnale di valore maggiore (in modulo) rispetto a quella del caso a singola coppia, il tutto a parità di corrente di polarizzazione. Un ulteriore vantaggio è quello di garantire un'ampiezza di oscillazione doppia rispetto allo stesso, rendendo quindi più efficace anche l'operatività del sistema in regime completamente sbilanciato.

La presenza sia dei pMOS che degli nMOS, però, si ripercuote inevitabilmente sul rumore generato dal circuito, specialmente a bassa frequenza dove predomina il rumore flicker. Tuttavia, il fatto di richiedere una corrente di bias minore rispetto alla controparte a singola coppia incrociata permette di contenere tale tipologia di rumore, e rende evidente come sia quindi possibile trovare un opportuno compromesso tra le due esigenze.

La corrente di polarizzazione scelta per il blocco mixer-oscillatore (e conseguentemente anche per l'LNA) è di $700\ \mu\text{A}$, che fornisce un buon trade off tra l'ampiezza del segnale armonico prodotto e le caratteristiche dei dispositivi in termini di rumore. Essa verrà generata, come visto nel paragrafo precedente, per mezzo di uno specchio di corrente sul cui ramo di riferimento scorrono $300\ \mu\text{A}$.

Il sistema di mantenimento in quadratura è stato progettato in modo tale che i relativi transistor presentino larghezza di gate pari alla metà di quella degli nMOS della coppia incrociata. Come visto in precedenza, tale fatto non modifica la funzionalità dello stesso, ma rispetto alla soluzione classica (che prevede l'uguaglianza tra i due dispositivi) consente di ridurre il consumo di potenza dell'intero sistema. Di conseguenza, quindi, la corrente DC che scorre sugli stessi è di $150\ \mu\text{A}$ e sarà fornita da un opportuno transistor di specchio, secondo la configurazione descritta nel paragrafo 3.3.

Per quanto riguarda invece il progetto dell'amplificatore a basso rumore e della rete di adattamento in ingresso, si è già detto come il transistor che lo costituisce sia stato polarizzato con una corrente di $700\ \mu\text{A}$. Tale valore consente allo stesso di garantire una transconduttanza g_m sufficientemente elevata, che si ripercuote chiaramente in un incremento del guadagno dello stadio di ingresso.

Il fattore di forma del MOSFET è però anche fissato dal rapporto di specchiatura relativo alla corrente di polarizzazione del sistema, ed è quindi necessario giungere ad un compromesso tra la sua funzionalità di bias e le caratteristiche ricercate a livello di stadio amplificatore. Un ulteriore trade off è peraltro evidente se si considera come la

capacità di gate di tale transistor costituisca un parametro fondamentale non solo per il guadagno di transconduttore dell'LNA, ma anche per quanto riguarda il circuito di adattamento in ingresso.

Proprio per garantire che il sistema presenti verso la sorgente un'impedenza puramente reale di valore pari a 50Ω alla frequenza di funzionamento del ricevitore e *per ogni possibile valore dell'induttanza di bonding*, si è scelto di modificare la lunghezza di gate del suddetto transistor, portandola al doppio di quella minima (ovvero 240 nm). Dalle analisi svolte, infatti, è emerso come questo sia l'unico metodo possibile per garantire l'input matching per l'intero range assegnato. Ciò è legato al fatto che il valore dell'induttanza di bonding è confrontabile con quello dell'induttanza esterna L_{ext} , e che l'aumento della capacità di gate del MOSFET rende il fattore di merito del circuito risonante di ingresso più basso, con un conseguente aumento della banda passante dello stesso.

Se l'incremento della lunghezza di gate provoca giovamento per quanto concerne l'adattamento di impedenza in ingresso, permettendo di ottenere il matching in tutte le possibili condizioni operative, non è chiaramente indolore dal punto di vista della figura di rumore dell'intero sistema: esso, infatti, ha come diretta conseguenza un peggioramento delle performance dell'amplificatore RF a livello di rumore. Dalle simulazioni, però, si nota come quest'ultimo non sia in linea di massima eccessivo, e si è quindi scelto di mantenere tale tipologia di configurazione.

Per quanto concerne la corretta polarizzazione dei transistor delle coppie incrociate, una volta inserite le capacità di disaccoppiamento ai collegamenti di gate degli stessi (come ampiamente descritto nel paragrafo 3.3), essa è stata ottenuta implementando un OTA per ciascuna delle due celle monolitiche costituenti il front end in quadratura. In particolare, come tensione di modo comune per i due rami degli oscillatori è stato scelto il valore di 750 mV, adatto a mantenere la corretta polarizzazione dei MOSFET che li costituiscono.

Vista la mancanza di specifiche relativamente ad una particolare frequenza di ricezione, si è scelto di dimensionare il tank parallelo degli oscillatori per garantire il posizionamento al centro della banda ISM dei 2.4 GHz. Come già esposto all'inizio di questo capitolo, essa si estende da 2.4000 a 2.4835 GHz, per cui si è optato per garantire il funzionamento ad una frequenza quanto più possibile prossima ai 2.442 GHz. La scelta effettuata è in realtà arbitraria, in quanto l'unico dato richiesto è che il sistema lavori all'interno della banda ISM: inserendo in parallelo al risonatore una qualche tipologia di capacità variabile (tipicamente capacità commutate o diodi varicap), infatti, è chiaramente possibile implementare un oscillatore comandato in tensione, garantendo quindi la corretta operatività su tutta la banda. Tale aspetto non è stato trattato

in questa Tesi di Laurea, ma giustifica abbondantemente la scelta fatta in relazione alla frequenza di funzionamento.

Fatte queste opportune considerazioni relativamente alla progettazione del sistema, non resta che valutare i risultati ottenuti dalla sua implementazione nella tecnologia da $0.13\ \mu\text{m}$ descritta nel sottoparagrafo precedente. Come già opportunamente evidenziato, saranno prima riportate le performance dello stesso relative alla simulazione con l'utilizzo di componenti passivi ideali, e poi verranno descritti anche i risultati delle simulazioni per le quali siano stati inseriti i modelli dei componenti passivi reali disponibili nel processo tecnologico prescelto.

Come ultima nota, è opportuno ricordare che ai fini del progetto descritto in questa Tesi di Laurea le capacità relative alla presenza dei diodi di protezione contro le scariche elettrostatiche sono state stimate in $140\ \text{fF}$, mentre quella propria del pad di ingresso del circuito integrato è pari a circa $40\ \text{fF}$, avendo scelto di implementare quest'ultima sul layer metal 8 con dimensioni di $74.2 \times 80.8\ \mu\text{m}$.

Capitolo 4

Verifica della funzionalità

4.1 Parametri di valutazione

Questo capitolo è dedicato alla descrizione e all'analisi dei risultati ottenuti dalla simulazione del circuito progettato. In particolare sarà posto l'accento sulle caratteristiche salienti che definiscono la bontà di un ricevitore in quadratura, ovvero gli andamenti del suo guadagno di conversione, dell'adattamento di impedenza in ingresso, della sua figura di rumore e non da ultimo la verifica del corretto sfasamento tra i segnali armonici prodotti dai due oscillatori locali. Saranno inoltre valutate le performance di questi ultimi in termini di *phase noise*, che (come si vedrà tra breve) permette di identificare la qualità spettrale del segnale oscillatorio prodotto.

Per quanto riguarda il matching in ingresso, esso sarà valutato per mezzo dei parametri di *scattering* del sistema, ed in particolare per mezzo del coefficiente s_{11} . Esso rappresenta fondamentalmente il coefficiente di riflessione alla porta di ingresso, quando tutte le altre porte del circuito sono adattate (chiuse cioè sulla loro impedenza caratteristica). Nel caso di specie, essendo quella di ingresso l'unica porta in quanto non è stato richiesto di valutare gli effetti di carico della cella LMV, esso coincide esattamente col coefficiente di riflessione all'ingresso. Uno studio approfondito della modellizzazione dei sistemi utilizzando i parametri di scattering è riportato in [15] e [17].

Nella quasi totalità dei casi un circuito si considera adattato se il parametro s_{11} è in modulo inferiore a -10 dB, ed è questa la convenzione che si utilizzerà nel corso di questa analisi. Questo significa che nelle condizioni di adattamento la potenza del segnale riflesso è inferiore al 10% di quella dell'onda incidente, situazione che corrisponde ad avere il modulo del coefficiente di riflessione inferiore a $\frac{1}{\sqrt{10}}$ (pari a circa 0.316).

Relativamente alla figura di rumore, invece, in questa sede verrà considerata chia-

ramente quella DSB (Double Side Band), essendo il ricevitore in questione del tipo a conversione diretta. Come evidenziato nel sottoparagrafo 1.3.2, infatti, in tal caso il segnale informativo è contenuto sia nella banda di interesse che in quella immagine, e di conseguenza vanno considerati i contributi di rumore in ingresso per entrambe.

Da un punto di vista teorico, è chiaro come la figura di rumore possa essere chiaramente valutata in funzione della frequenza del segnale di uscita, rappresentando quindi la relazione tra i contributi di rumore a tale porta in funzione della frequenza degli stessi. Per avere però un parametro univoco per la valutazione della bontà del sistema è opportuno definire una frequenza campione alla quale identificare la figura di rumore del ricevitore: si sceglie quindi il valore 1 MHz, essendo quest'ultimo quello più comune nell'uso pratico. Questa scelta è legata al fatto che per tale frequenza si esauriscono nella maggior parte dei casi gli effetti del rumore flicker dei dispositivi, ed è quindi possibile valutare correttamente solo le performance intrinseche del sistema. Nel corso delle prossime analisi, quindi, quando si dirà che il ricevitore ha una figura di rumore DSB, per esempio, di 9 dB, si intenderà tacitamente che tale valore è valutato alla frequenza (per il segnale di uscita) di 1 MHz.

Per quanto riguarda il guadagno di conversione, esso è già stato definito correttamente nel sottoparagrafo 1.3.2 come il rapporto tra l'ampiezza del segnale convertito alla frequenza intermedia e il relativo segnale RF di ingresso. È chiaro quindi come anche tale definizione possa essere valutata in funzione della frequenza, rappresentando il guadagno del sistema di traslazione in relazione al contenuto armonico del segnale di ingresso. Sarà proprio tale andamento a definire il valore del guadagno di conversione in banda del sistema e ad identificare il valore della frequenza di taglio dello stesso, valutata come di consueto ai 3 dB.

In relazione alle performance degli oscillatori, invece, verrà come detto in precedenza valutato l'andamento del phase noise degli stessi. Quest'ultimo identifica la bontà del segnale armonico prodotto, consentendo di definirne opportunamente la purezza spettrale. In particolare, si è già visto nel sottoparagrafo 1.3.3 come per gli oscillatori vi sia un sistema di controllo intrinseco dell'ampiezza di oscillazione legato all'azione del blocco attivo del circuito, in grado di compensare opportunamente le perdite del circuito risonante RLC. Con buona approssimazione, quindi, le componenti spettrali spurie prodotte dagli stessi possono essere legate solo alle possibili variazioni di fase del segnale sinusoidale, che producono di conseguenza per lo stesso un spettro di banda non nulla (diversamente da quanto dovrebbe essere per un segnale armonico ideale).

Tali contributi spuri vengono identificati col nome di *phase noise*, e sono chiaramente legati ai contributi di rumore relativi ai dispositivi che costituiscono il sistema di oscillazione. Essi vengono valutati riportando l'andamento della loro densità spettrale

di potenza (PSD – Power Spectral Density) nell'intorno della frequenza del segnale sinusoidale prodotto dall'oscillatore. In particolare, il phase noise viene spesso indicato come rapporto tra la suddetta densità spettrale e la potenza del segnale sinusoidale in uscita, ed è quindi definito spesso in dBc/Hz, dove questa unità identifica il valore della potenza di rumore in relazione a quella della portante (da cui il nome di dBc, ovvero decibel rispetto alla *carrier*). Un'ottima trattazione di tale argomento si trova in [15] e [18].

Relativamente al sistema di mantenimento in quadratura degli oscillatori, infine, le sue performance verranno valutate riportando gli andamenti temporali delle sinusoidi prodotte dagli stessi e calcolando sulla base di essi (anche se non con ottima precisione) l'errore percentuale relativo al loro sfasamento rispetto alla perfetta quadratura. Come si vedrà, quest'ultimo sarà decisamente contenuto, rendendo evidente la bontà della soluzione scelta per l'accoppiamento dei sistemi di oscillazione.

Come caso base per l'analisi dei risultati si utilizzerà quello per cui il valore dell'induttanza di bonding è pari a 1.5 nH, essendo quest'ultimo il valor medio all'interno del suo range di variazione (che si ricorda essere 0.5÷2.5 nH). Per tale condizione verranno quindi riportati i grafici del guadagno di conversione del ricevitore, da cui è possibile ricavare efficacemente sia il valore dello stesso che la banda del sistema, della relativa figura di rumore DSB e del phase noise che caratterizza le performance gli oscillatori. Come peraltro appena evidenziato, si valuterà poi il corretto funzionamento della rete di mantenimento in quadratura degli stessi, riportando il grafico dei segnali sinusoidali generati dalle due celle LMV e calcolando l'errore percentuale tra le fasi degli stessi.

L'analisi del matching in ingresso verrà invece riportata non solo per il caso base, ma anche per altri valori dell'induttanza di matching all'interno del range considerato (in particolare, si farà variare la stessa da 0.5 a 2.5 nH in cinque passi). Ciò permetterà quindi di valutare opportunamente la bontà della rete di adattamento in ingresso.

4.2 Simulazione del ricevitore

Come già evidenziato in precedenza, il circuito descritto in questa Tesi di Laurea è stato simulato per mezzo del pacchetto software *Cadence IC Design Framework II*, ed in particolare utilizzando il simulatore circuitale Spectre. Gli schemi elettrici del ricevitore, comprensivi del test bench utilizzato per la valutazione, sono riportati nell'appendice A.

Per quanto riguarda la verifica della corretta operatività dello stesso è stata utilizzata l'analisi PSS (Periodic Steady State), che consente di calcolare l'andamento dei segnali per i sistemi dal punto operativo tempo variante, come ad esempio gli oscillato-

ri. È chiaro quindi come sia necessario l'utilizzo di tale funzionalità anche per l'analisi del circuito presentato in questa Tesi.

I risultati di tale analisi sono quindi stati utilizzati come base di partenza per le simulazioni PAC (Periodic AC), psp (Periodic S-parameters) e pnoise, che rappresentano rispettivamente le analisi al piccolo segnale, quella relativa ai parametri di scattering e quella legata ai contributi di rumore per i sistemi dal punto operativo tempo variante. Esse sono state utilizzate per la determinazione delle caratteristiche di trasferimento del ricevitore (guadagno di conversione e banda) e per la valutazione dell'adattamento in ingresso e delle performance di rumore del sistema.

Chiude l'analisi una simulazione parametrica relativa al valore dell'induttanza di bonding, che ha permesso di calcolare la sensibilità allo stesso delle suddette caratteristiche (ed in particolare dell'adattamento di impedenza in ingresso). Queste ultime sono state valutate specificatamente per cinque valori della stessa, equidistanziati nel range $0.5 \div 2.5$ nH.

Come già evidenziato in precedenza, le simulazioni del ricevitore sono state condotte prima utilizzando per i componenti passivi i modelli ideali, messi a disposizione dalla libreria *analoglib* di Spectre, ed infine sostituendo questi ultimi con i componenti reali relativi ai dispositivi implementati nella tecnologia UMC da $0.13 \mu\text{m}$. I risultati ottenuti saranno quindi elencati nei prossimi due sottoparagrafi e verranno conseguentemente analizzati nel corso del paragrafo immediatamente successivo.

4.2.1 Componenti passivi ideali

Si presenteranno ora i risultati relativi alla simulazione del circuito del ricevitore con i componenti passivi ideali (cioè quelli facenti capo alla libreria *analoglib* di Spectre). Si ricorda che lo schema elettrico completo dello stesso è riportato nell'appendice A.

Relativamente al caso base, ovvero con induttanza di bonding pari a 1.5 nH, si ha che il sistema presenta le seguenti caratteristiche:

- frequenza di oscillazione pari a 2.445 GHz
- guadagno di conversione in banda di 25.39 dB
- banda passante di 14.47 MHz
- figura di rumore DSB di 9.01 dB
- ampiezza di picco dell'oscillazione pari a 468.7 mV
- phase noise dell'oscillatore (a 1 MHz) pari a -112.63 dBc/Hz

- errore di fase tra gli oscillatori di circa lo 0.74% (corrispondente ad uno sfasamento di 2.66° rispetto alla quadratura)
- adattamento in ingresso da 2.203 a 2.635 GHz

mentre per valori diversi della suddetta induttanza si ha che i parametri principali risultano contenuti nei seguenti range:

- guadagno di conversione da 24.83 a 25.44 dB
- banda passante compresa tra 13.94 e 15.13 MHz
- figura di rumore DSB da 9 a 9.2 dB
- input matching sempre garantito correttamente

Le figure 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4 presentano rispettivamente l'andamento del guadagno di conversione, della figura di rumore, del phase noise e dei segnali in quadratura prodotti dagli oscillatori, nel caso di induttanza di bonding fissata pari a 1.5 nH. La figura 4.5 riporta invece l'andamento del parametro di scattering s_{11} al variare della stessa, rendendo quindi evidente il corretto funzionamento della rete di adattamento in ingresso.

4.2.2 Componenti passivi reali

Si ripoteranno ora i risultati relativi alla simulazione del circuito con i modelli dei componenti reali forniti dalla fonderia. Lo schema elettrico implementato è lo stesso del caso precedente, con la sola eccezione che alcuni componenti (come la capacità di carico del tank) sono state spezzettati in vari contributi serie/parallelo, al fine di rispettare i vincoli implementativi imposti dalla tecnologia.

Relativamente al caso con induttanza di bonding pari a 1.5 nH, si ha che il sistema presenta le seguenti caratteristiche:

- frequenza di oscillazione pari a 2.441 GHz
- guadagno di conversione in banda di 21.28 dB
- banda passante di 28.36 MHz
- figura di rumore DSB di 13.91 dB
- ampiezza di picco dell'oscillazione pari a 311.4 mV
- phase noise dell'oscillatore (a 1 MHz) pari a -112.26 dBc/Hz

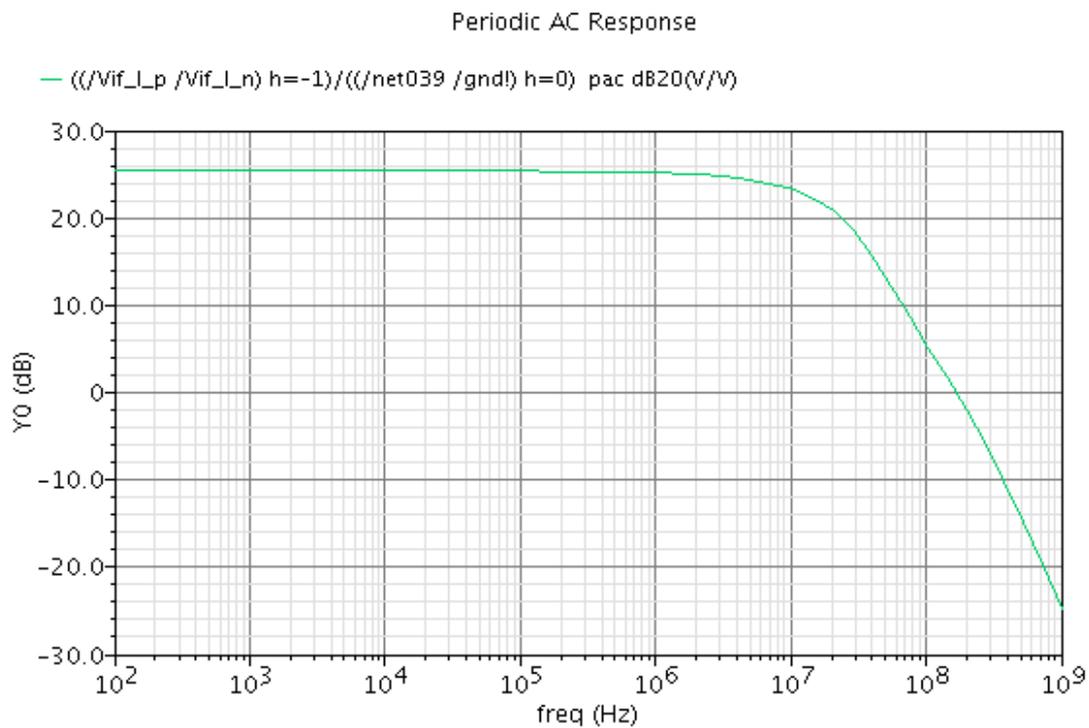


Figura 4.1 Guadagno di conversione del sistema con i componenti ideali e nel caso di induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

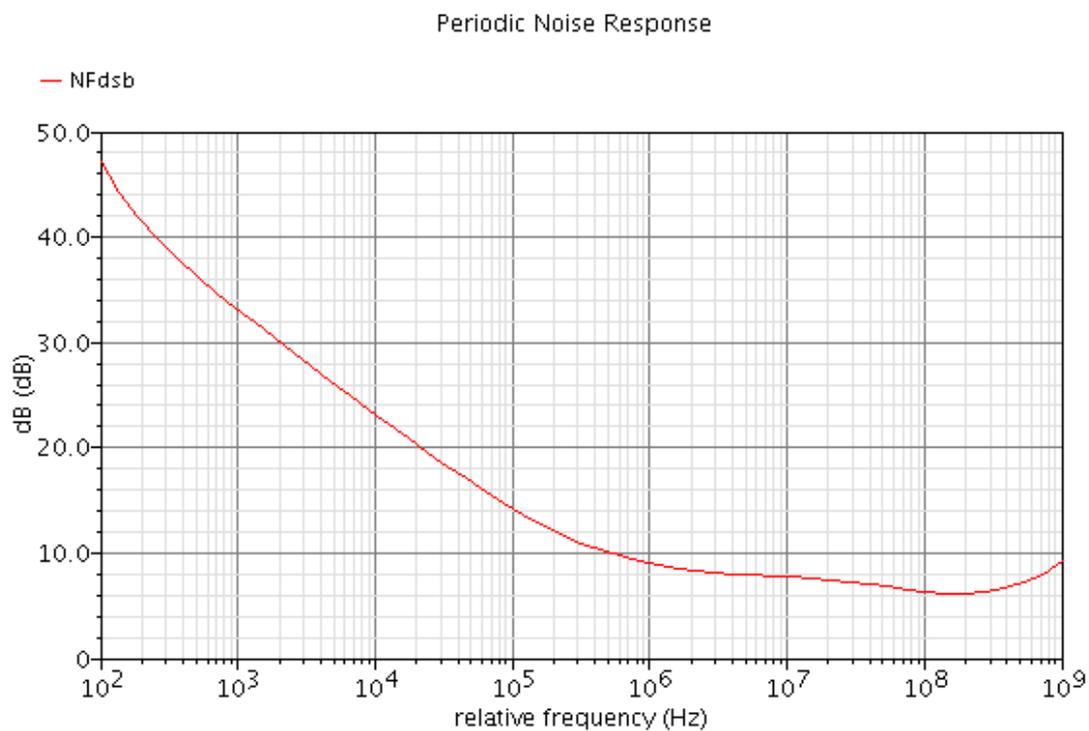


Figura 4.2 Figura di rumore DSB per il sistema con i componenti ideali e nel caso di induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

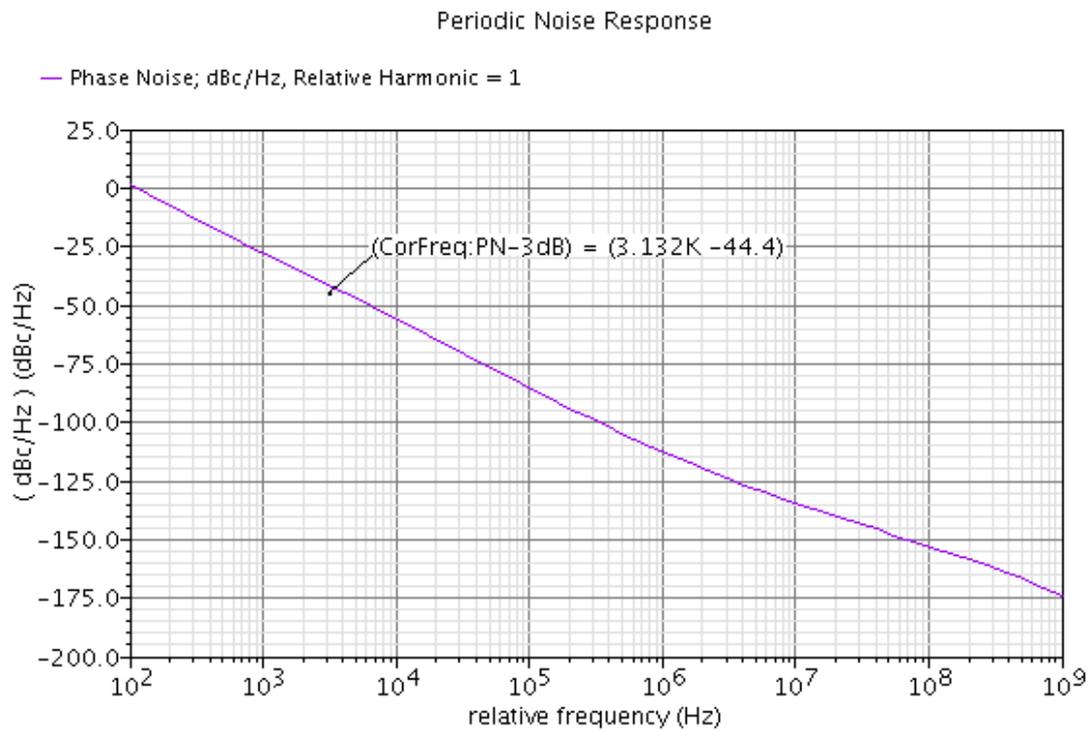


Figura 4.3 Phase noise dell'oscillatore nel caso di componenti ideali e con induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

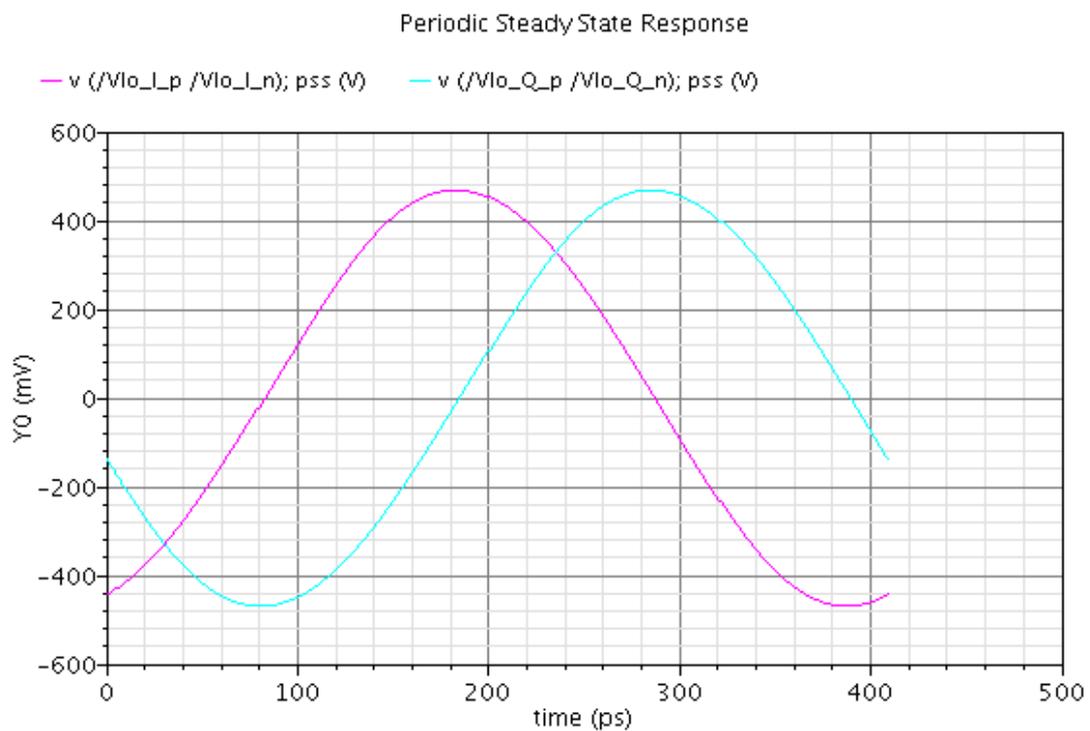


Figura 4.4 Segnali prodotti dai due oscillatori locali nel caso di componenti ideali ed induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

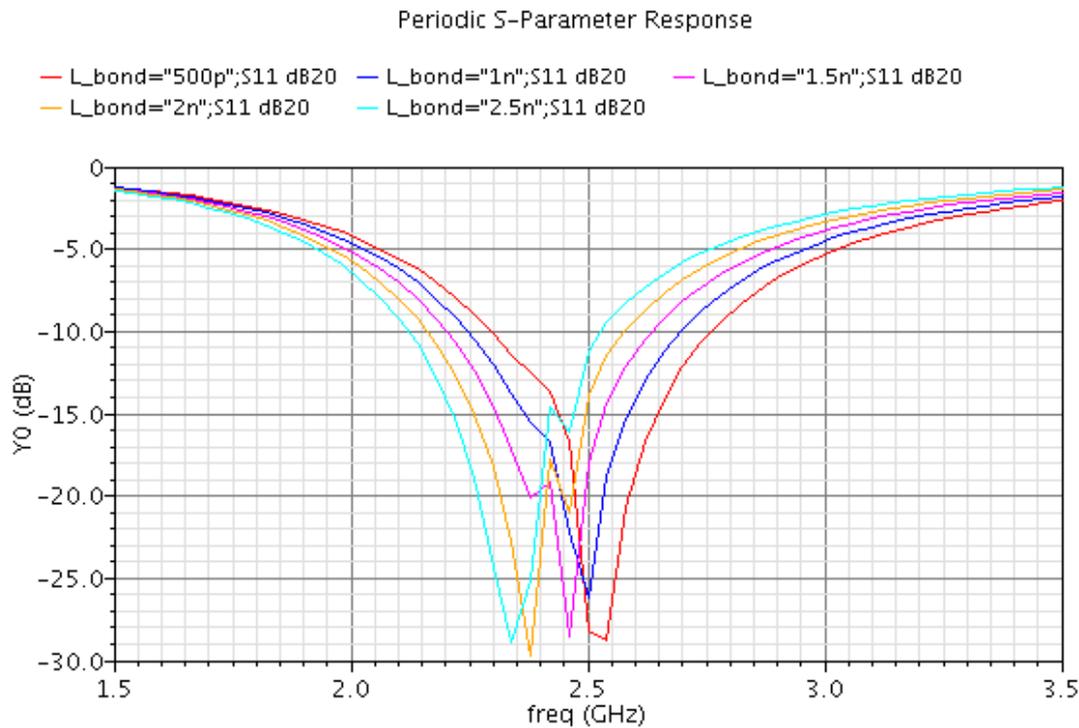


Figura 4.5 Andamento del modulo di s_{11} al variare dell'induttanza di bonding nel range prestabilito, nel caso di componenti ideali.

- errore di fase tra gli oscillatori di circa lo 0.13% (corrispondente ad uno sfasamento di 0.47° rispetto alla quadratura)
- adattamento in ingresso da 2.228 a 2.649 GHz

mentre per valori diversi della suddetta induttanza si ha che i parametri principali risultano contenuti nei seguenti range:

- guadagno di conversione da 20.95 a 21.29 dB
- banda passante compresa tra 26.43 e 28.84 MHz
- figura di rumore DSB da 13.9 a 13.98 dB
- input matching sempre garantito correttamente

Le figure 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9 presentano rispettivamente l'andamento del guadagno di conversione, della figura di rumore, del phase noise e dei segnali in quadratura prodotti dagli oscillatori, nel caso di induttanza di bonding fissata pari a 1.5 nH. La figura 4.10 riporta invece l'andamento del parametro di scattering s_{11} al variare della stessa, rendendo quindi evidente il corretto funzionamento della rete di adattamento in ingresso.

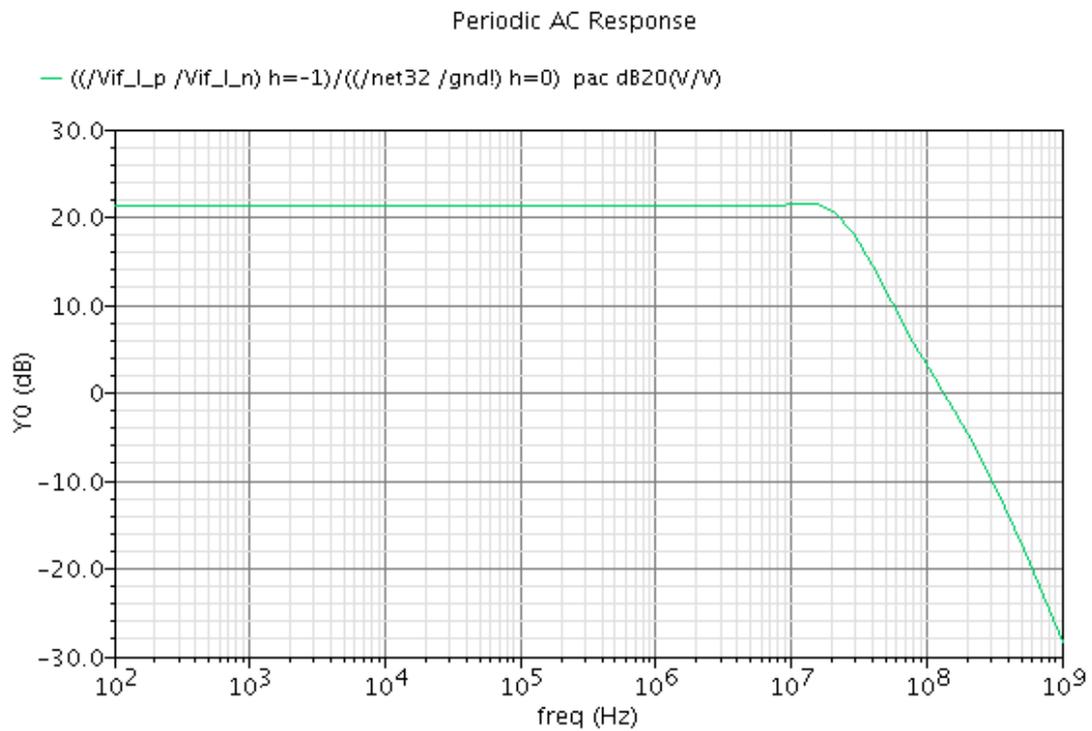


Figura 4.6 Guadagno di conversione del sistema con i componenti reali e nel caso di induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

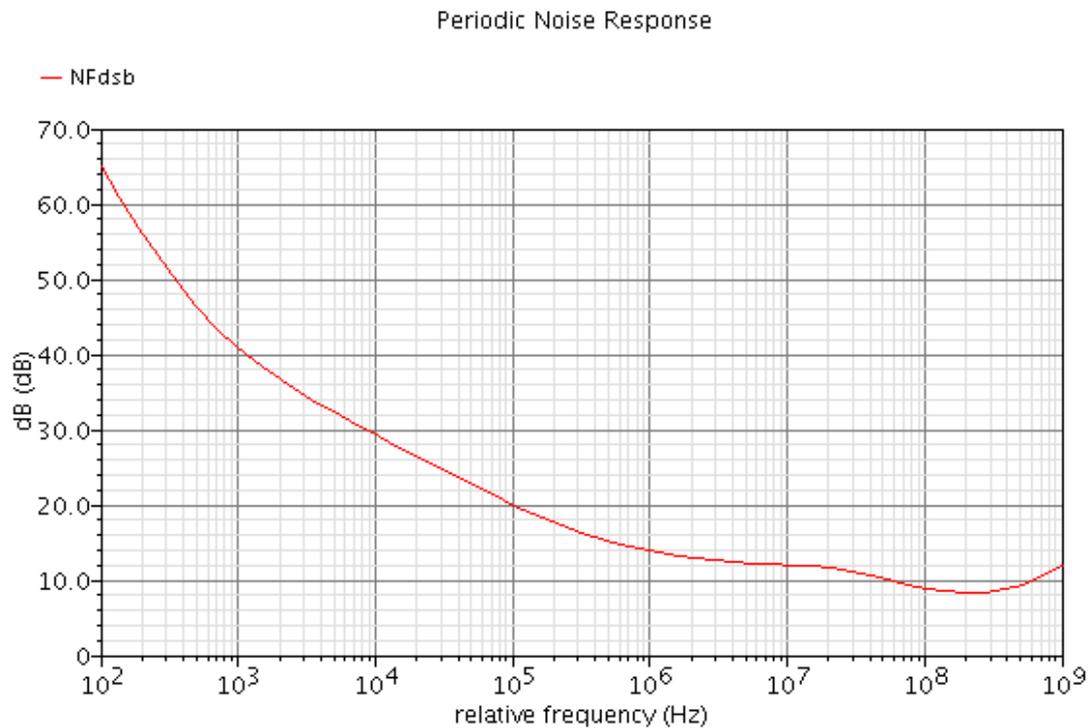


Figura 4.7 Figura di rumore DSB per il sistema con i componenti reali e nel caso di induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

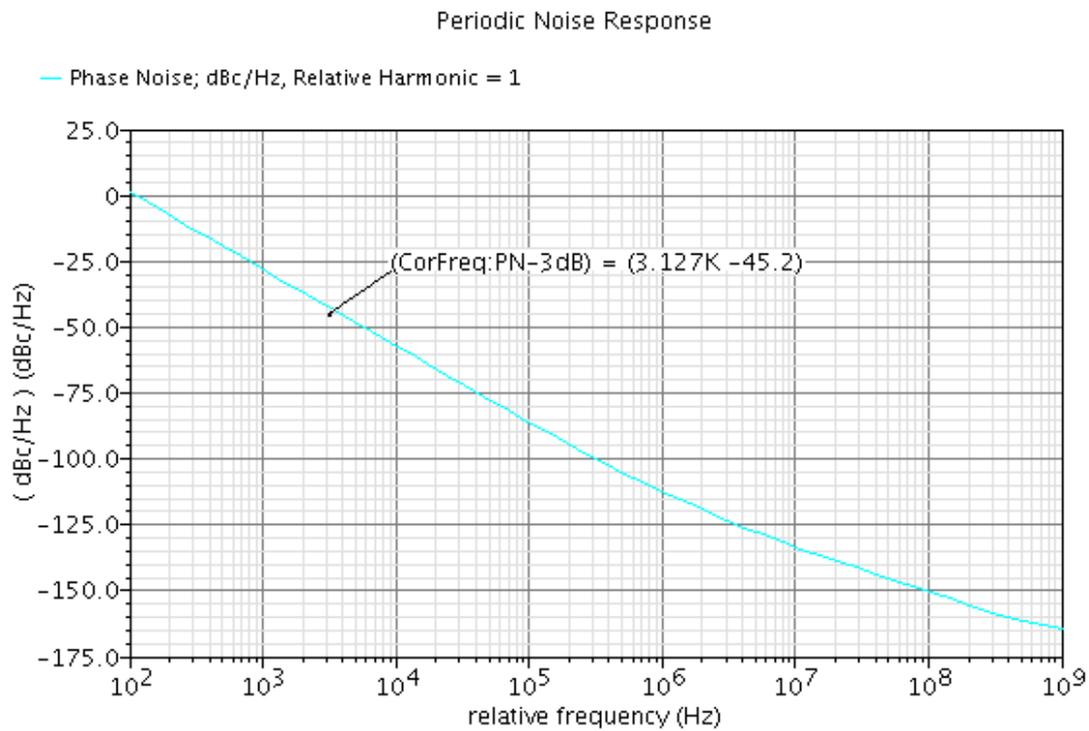


Figura 4.8 Phase noise dell'oscillatore nel caso di componenti reali e con induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

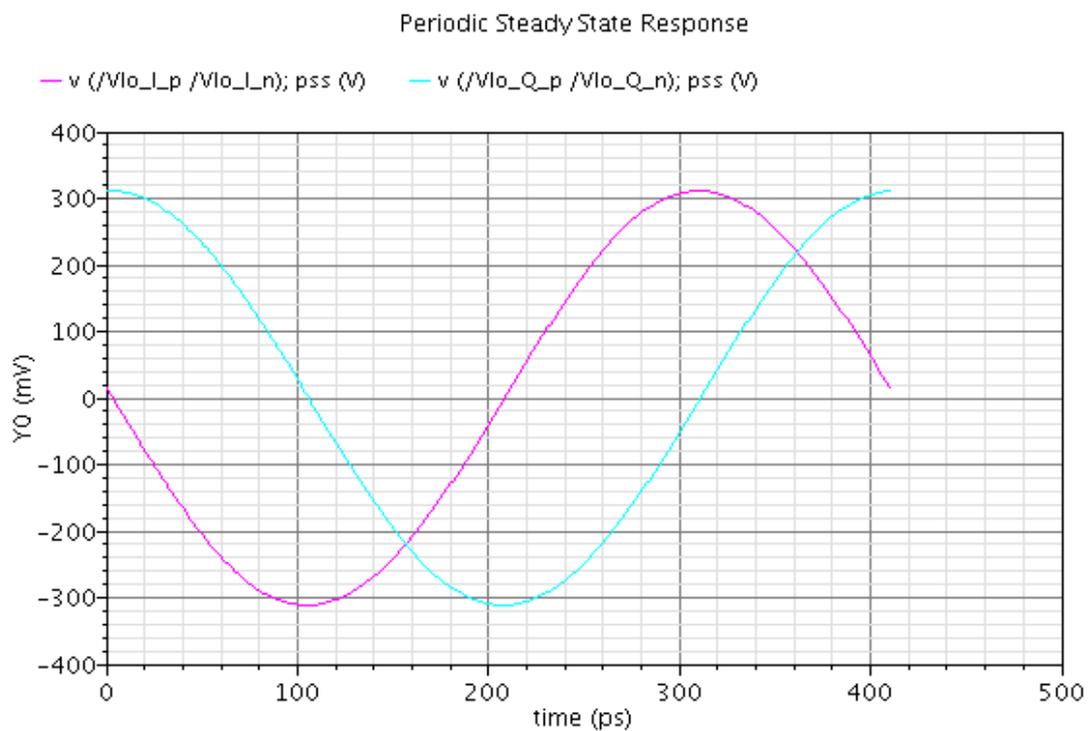


Figura 4.9 Segnali prodotti dai due oscillatori locali nel caso di componenti reali ed induttanza di bonding pari a 1.5 nH.

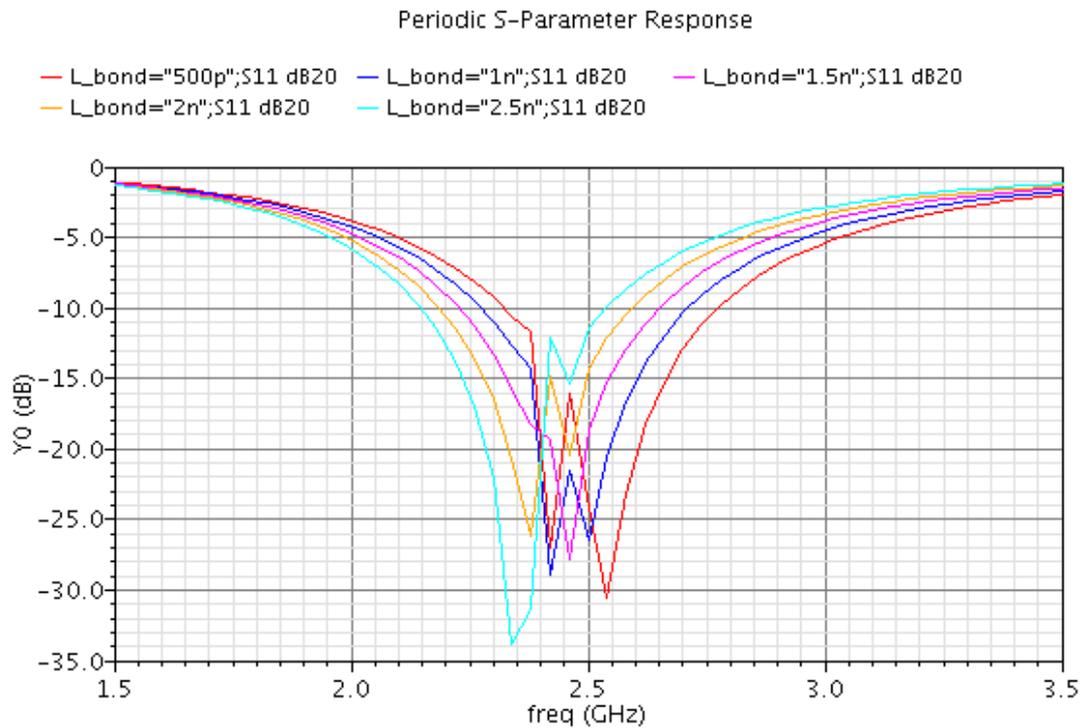


Figura 4.10 Andamento del modulo di s_{11} al variare dell'induttanza di bonding nel range prestabilito, nel caso di componenti reali.

4.3 Analisi dei risultati

Considerando i risultati delle simulazioni riportati nel paragrafo precedente, è evidente come l'aver inserito nelle stesse i modelli reali per i componenti discreti abbia comportato una netta variazione delle performance del ricevitore.

In particolare, per quanto riguarda l'andamento del guadagno di conversione (che come visto rappresenta in prima battuta la funzionalità del ricevitore stesso) si nota come in banda passante esso sia diminuito di valore, ma si abbia avuto per contro un incremento della banda passante del sistema. Ciò è chiaramente dovuto all'aumento delle capacità parassite ai nodi di uscita degli oscillatori, fatto evidentemente legato all'inclusione dei fenomeni parassiti nei modelli dei componenti discreti (specialmente per quanto riguarda quelli del risonatore LC). Ricordando la trattazione teorica relativa al calcolo del guadagno di conversione in presenza di tali capacità parassite, infatti, è chiaro come un aumento delle stesse provochi coerentemente una diminuzione del fattore di charge sharing α_R , che si ripercuote in un calo del guadagno stesso ed in un aumento di banda, come del resto evidenziato dalle relazioni (2.9) e (2.10).

Dal confronto tra le due implementazioni si nota inoltre un discreto peggioramento della figura di rumore DSB. Tale fatto è chiaramente legato a doppio filo al calo di guadagno descritto in precedenza (secondo la formula di Friis descritta nel sottopara-

grafo 1.3.1), ma anche all'inserimento nei modelli reali di contributi resistivi parassiti che comportano ovviamente un incremento del rumore totale generato dal sistema.

Per quanto riguarda l'adattamento di impedenza in ingresso, invece, esso rimane valido per tutti i valori dell'induttanza del filo di bonding entro il range specificato. Tale fatto è chiaramente legato alla scelta di raddoppiare la lunghezza di gate del transistor dell'LNA, cosa che ha permesso di incrementare il valore della sua capacità gate-source e rendere di conseguenza possibile il matching per mezzo della rete ad L descritta nel sottoparagrafo 2.4.2.

La presenza dei componenti reali, però, ha fatto incrementare l'entità della risonanza presente alla frequenza di oscillazione, come risulta del resto evidente dal grafico di figura 4.10. Tale comportamento è chiaramente legato all'effetto di commutazione del carico dell'amplificatore coerente con la frequenza generata dal sistema di oscillazione, come già correttamente riportato nel suddetto sottoparagrafo 2.4.2. L'effetto di aver trascurato nei calcoli la resistenza di uscita al piccolo segnale del MOSFET è infatti quello di ricavare un'impedenza di ingresso che non dipende dal carico del sistema, ma la sua inclusione nel modello rende evidente come anche quest'ultimo contribuisca alla determinazione della stessa, specialmente nella porzione di banda prossima alla frequenza di oscillazione.

Relativamente al mantenimento in quadratura degli oscillatori, si nota come la topologia circuitale descritta in questa Tesi di Laurea garantisca la corretta operatività degli stessi, peraltro con margini di errore decisamente bassi. Questi ultimi in particolare sono stati calcolati da semplici considerazioni sugli andamenti temporali delle tensioni ricavati dalle simulazioni, e possono quindi essere affetti da errori legati alla mancanza di precisione nella determinazione dal punto di vista grafico dei punti di massimo e di zero delle suddette forme d'onda. In ogni caso le performance del sistema da tale punto di vista sono ottime, garantendo un errore di sfasamento rispetto ai 90° precisi di valore inferiore all'1%, corrispondente in valore assoluto a 3.6° (avendo peraltro assunto un margine di sicurezza più che adeguato).¹

Per quanto riguarda il phase noise, si nota come la simulazione relativa ai componenti reali presenti ad 1 MHz solo una piccolissima variazione rispetto a quello calcolato per il sistema a componenti ideali, rendendo evidente come lo stesso non venga modificato dalla presenza dei fenomeni parassiti. Ciò è dovuto al fatto che per i sistemi del tipo a commutazione di corrente il phase noise è determinato in prima approssimazione unicamente dalla topologia scelta per la loro implementazione.

I grafici del phase noise riportano peraltro anche l'indicazione della *corner frequen-*

¹Tra l'altro l'imprecisione dei calcoli spiega anche perchè l'errore sullo sfasamento nel caso dei componenti reali sia inferiore rispetto a quello valutato per il sistema con componenti ideali.

Tabella 4.1 Confronto tra le performance del sistema implementato in questa Tesi di Laurea e quello dell'articolo di riferimento [1].

	Comp. ideali	Comp. reali	Articolo
Tecnologia (nm)	130	130	90
Frequenza (GHz)	2.4	2.4	2.2
Guadagno (dB)	25.39	21.28	27
Banda (MHz)	14.47	28.36	14
Figura di rumore (dB)	9.01	13.91	13

cy, che è la frequenza per la quale la densità spettrale di potenza del rumore flicker (decescente come $1/f$) uguaglia quella relativa al rumore termico (chiaramente costante in frequenza). Essa rappresenta quindi un punto di separazione: sotto tale frequenza predomina il rumore flicker dei dispositivi, al di sopra invece il contributo fondamentale è quello legato al rumore termico.

Dopo aver confrontato opportunamente i risultati ottenuti dalle due simulazioni riportate in precedenza, non resta quindi che paragonare il sistema descritto in questa Tesi di Laurea con quello relativo all'articolo di riferimento dal quale trae forte spunto [1]. In particolare, le caratteristiche dei due dispositivi implementati sono riportate efficacemente in tabella 4.1, dove per il lavoro esposto in questa Tesi sono stati evidenziati in due colonne distinte i risultati legati alla presenza o meno dei componenti reali.

Confrontando tali dati, si nota come relativamente al circuito simulato con componenti ideali le performance tra i due siano pressocchè equivalenti, notando peraltro per il circuito descritto in questa tesi un buon miglioramento della figura di rumore DSB (chiaramente per entrambe le soluzioni la frequenza di riferimento è pari ad 1 MHz). L'analisi relativa all'utilizzo dei modelli reali per i componenti passivi, però, rivela un netto calo delle performance del ricevitore anche rispetto al sistema di riferimento, le cui motivazioni sono state discusse abbondantemente in precedenza. La figura di rumore resta però comparabile con quella ottenuta nel design a 90 nm, rivelando come quest'ultimo soffrisse in particolare di una carenza di funzionalità sotto tale aspetto (nonostante peraltro un guadagno di conversione decisamente più elevato). Ciò è chiaramente dovuto alla scelta di una tecnologia realizzativa più spinta rispetto a quella utilizzata per il progetto descritto in questa sede.

Come ultimo aspetto, ma non certamente meno importante, è opportuno valutare per il sistema presentato in questa Tesi la potenza dissipata dall'intero front end: essa risulta essere di 2.4 mW per le due celle LMV configurate in quadratura e di 0.36 mW per i due OTA di polarizzazione delle stesse. Il computo totale è quindi di 2.76 mW (dal quale sono stati esclusi i rami relativi ai riferimenti per gli specchi di corrente).

Conclusioni

Lo scopo di questa Tesi di Laurea era quello di progettare e simulare il front end di un ricevitore in quadratura, basandosi sull'architettura presentata nell'articolo "*Time-variant analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver*" (in bibliografia alla voce [1]). In particolare, era richiesto di migliorarne le caratteristiche relativamente all'adattamento di impedenza in ingresso e al mantenimento in quadratura degli oscillatori.

Relativamente al primo aspetto, il matching in ingresso è stato ottenuto modificando la lunghezza di canale del MOSFET che costituisce l'amplificatore a radiofrequenza della cella LMV presentata nel capitolo 2. Questo fatto ha permesso di continuare ad utilizzare la rete di adattamento ad L prevista nel progetto originale, garantendo peraltro il buon funzionamento della stessa per tutti i valori di induttanza possibili per il filo di bonding. Tale scelta si ripercuote chiaramente in un aumento della figura di rumore del sistema stesso, che risulta essere però di valore tollerabile (quantomeno nell'analisi con componenti passivi ideali).

Per ovviare a questo problema, un possibile sviluppo futuro può essere quello di utilizzare in ingresso una rete di adattamento diversa, rendendo in questo modo meno vincolante la capacità gate-source del transistor di amplificazione e consentendo quindi di utilizzare per quest'ultimo la lunghezza di canale minima, con chiari vantaggi in termini di figura di rumore.

Per quanto riguarda il mantenimento in quadratura dei segnali armonici prodotti dalle due celle LMV, esso è stato ottenuto per mezzo della tecnica descritta nel sottoparagrafo 1.4.2, ovvero utilizzando degli opportuni transistor di accoppiamento tra le coppie incrociate che definiscono la funzionalità di oscillazione.

La presenza dei suddetti MOSFET però provoca inevitabilmente un aumento del consumo del ricevitore, dovendo per forza di cose polarizzare correttamente anche gli stessi. Proprio per questo si può pensare allo sviluppo di un sistema di accoppiamento in quadratura tra gli oscillatori che sfrutti il terminale di bulk dei transistor della coppia incrociata. L'effetto body, infatti, è modellabile per mezzo di un opportuno generatore di corrente in parallelo a quello "principale" (ovvero quello dipendente dalla

Conclusioni

transconduttanza g_m), che può quindi essere sfruttato come base per garantire il corretto sfasamento tra le oscillazioni, con gli stessi meccanismi visti nel sottoparagrafo 1.4.2 per i MOSFET esterni.²

Come si nota dai dati delle simulazioni riportati nel paragrafo 4.2, però, il sistema descritto in questa Tesi di Laurea non è prettamente ottimizzato per l'utilizzo dei componenti passivi reali, ovvero quelli forniti dalla tecnologia scelta per la sua implementazione. Un primo punto di sviluppo sarà quindi quello di ridefinire il design al fine di ottenere in tale ambito prestazioni migliori, che lo avvicinino alle performance della sua versione utilizzando i modelli ideali per i componenti passivi, specialmente per quanto riguarda il guadagno di conversione.

²Tra l'altro questa è la tecnica utilizzata nell'articolo di riferimento.[1]

Ringraziamenti

Giunto a questo importante traguardo, desidero ringraziare tutti coloro che mi hanno accompagnato nella mia carriera universitaria, sia nello sviluppo del circuito descritto in questa Tesi che durante le attività di studio.

Un profondo ringraziamento va inoltre ai miei genitori, che mi hanno costantemente appoggiato nelle mie scelte e mi hanno sempre sostenuto nei momenti di difficoltà. Spero che il raggiungimento di questa meta li ripaghi almeno in minima parte dei loro sforzi.

Ringrazio infine tutti i miei amici, con i quali ho condiviso i momenti di gioia e di dolore della mia lunga esperienza universitaria, e che mi hanno visto letteralmente sparire dalla circolazione nell'ultimo mese, impegnato com'ero nella stesura di questo lavoro e nel perfezionamento del circuito qui analizzato.

Mi si permetta però un ringraziamento particolare ad Andrea, che oltre ad essere un grande amico e compagno di molteplici avventure, ha avuto anche il grosso merito di farmi conoscere ed apprezzare lo straordinario ed affascinante mondo delle radio.

Appendice A

Schemi elettrici

Si riportano in questa appendice gli schemi elettrici del circuito descritto in questa Tesi di Laurea. Essi sono stati realizzati con lo schematic editor del pacchetto Cadence IC Design Framework II.

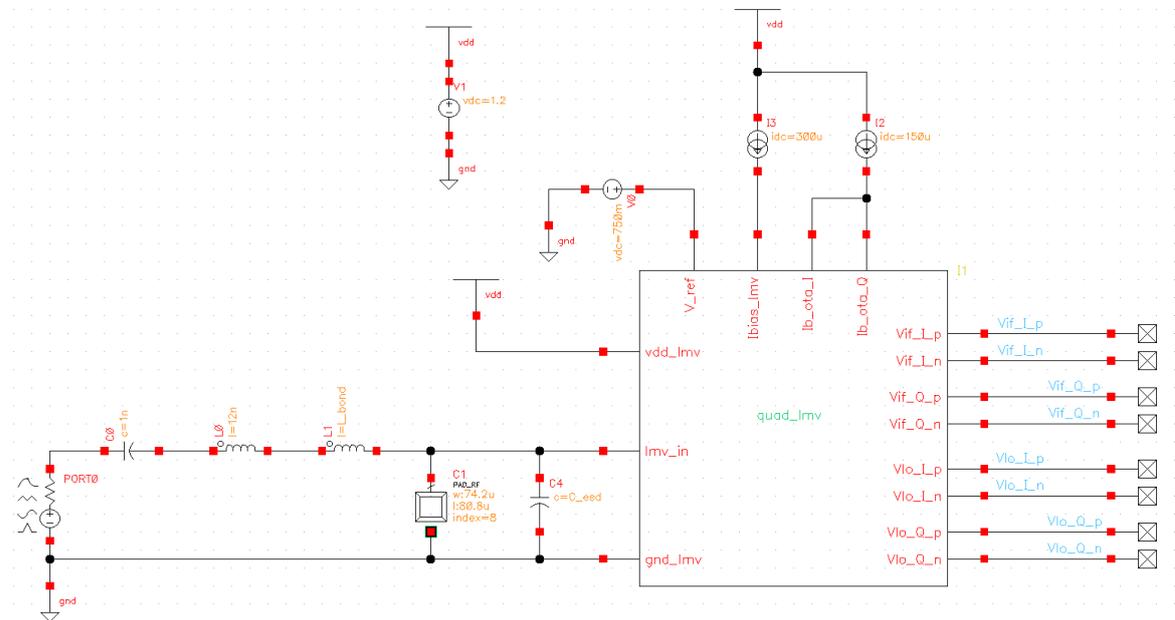


Figura A.1 Test bench per il ricevitore in quadratura.

A - Schemi elettrici

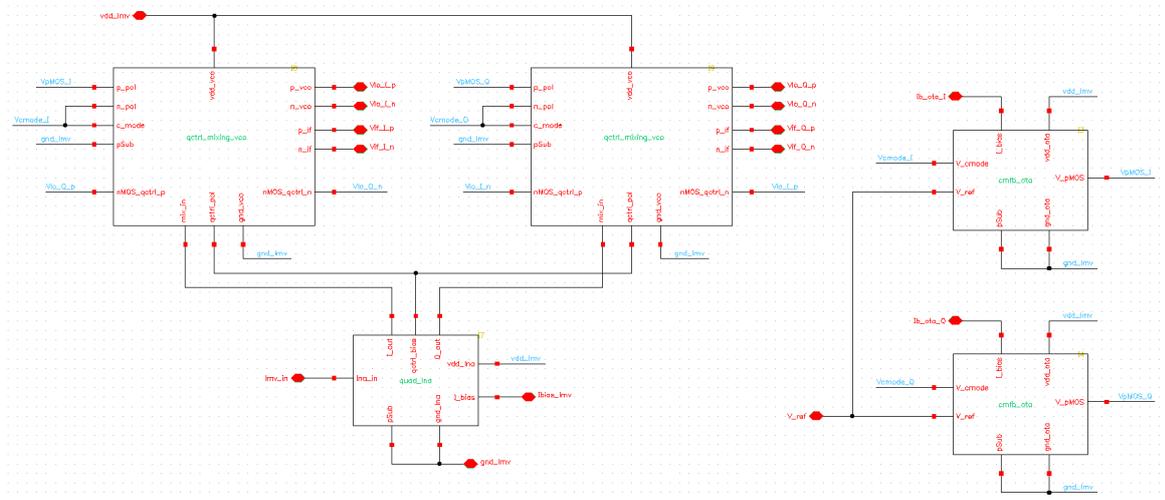


Figura A.2 Struttura interna del front end e collegamento tra i blocchi circuitali.

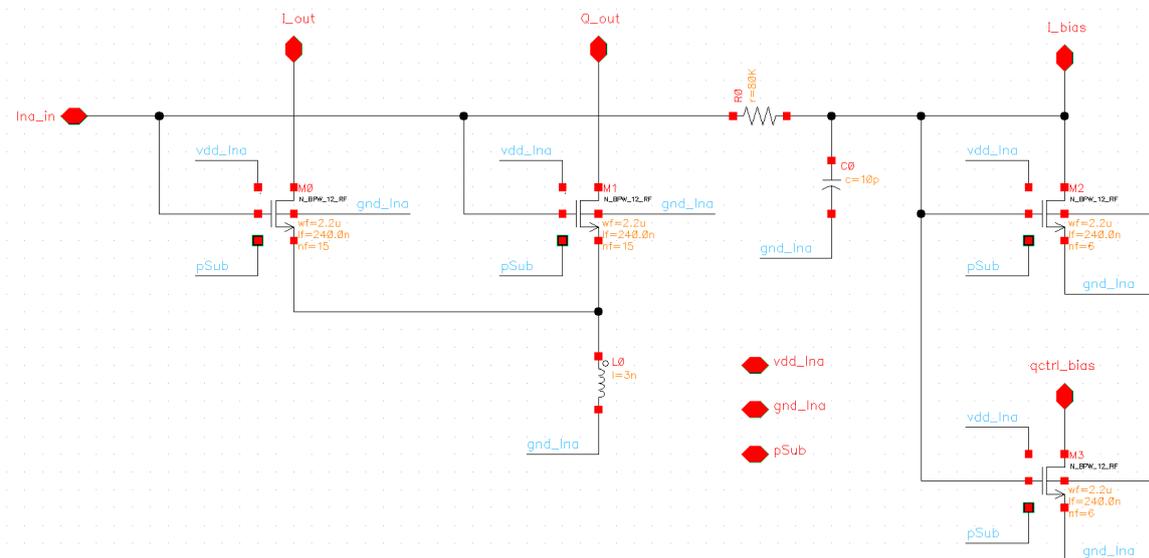


Figura A.3 Stadio di ingresso della cella con i transistor dell'LNA e la relativa polarizzazione.

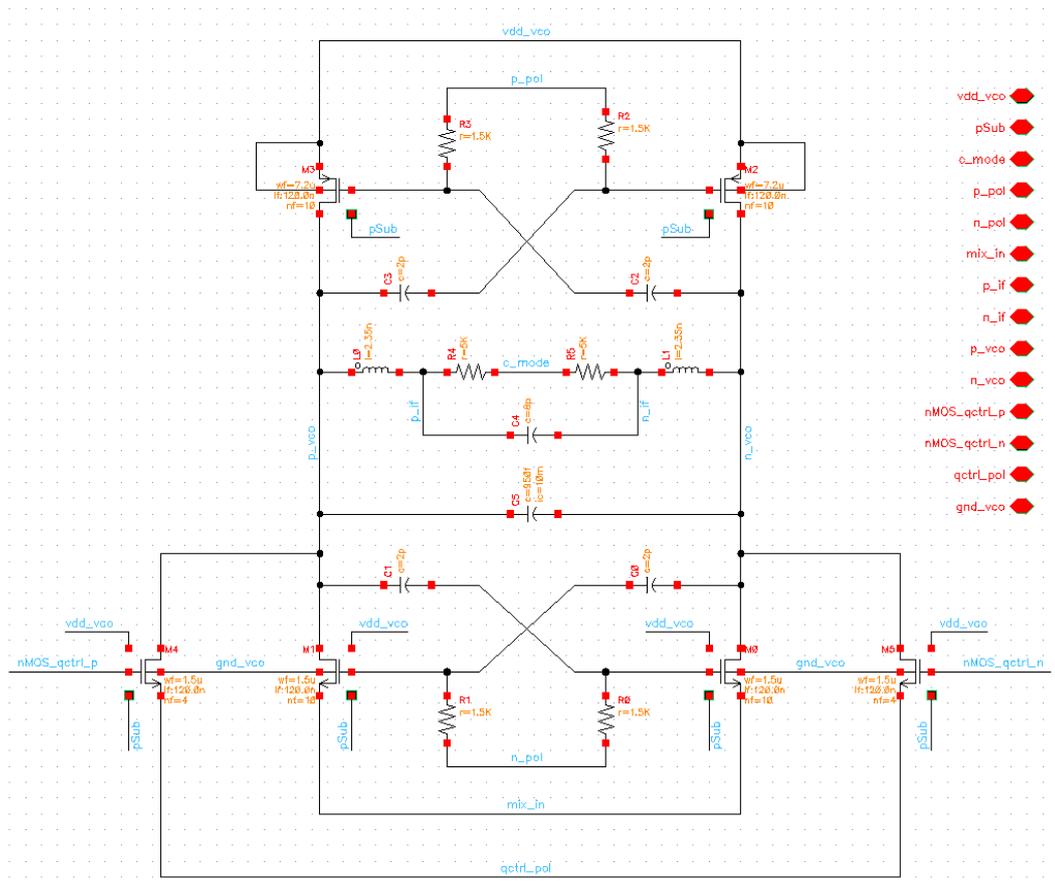


Figura A.4 Circuito relativo al blocco mixer-oscillatore, con il sistema di mantenimento in quadratura.

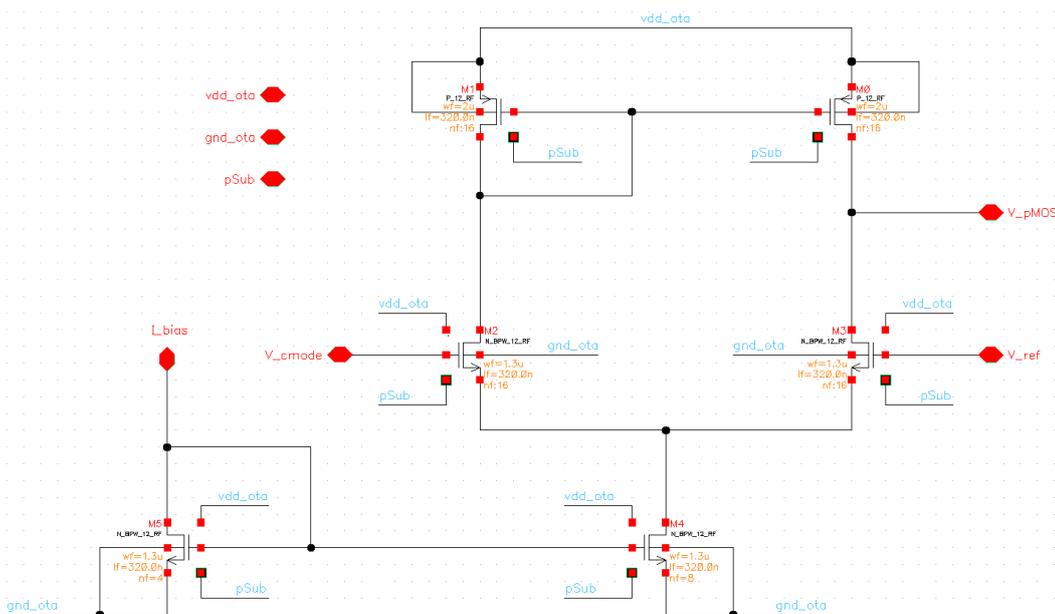


Figura A.5 Struttura dell'OTA utilizzato per settare il modo comune della cella LMV.

Bibliografia

- [1] M. Camponeschi, A. Bevilacqua and P. Andreani, *Time-variant analysis and design of a power efficient ISM-band quadrature receiver*, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2011, volume 67, issue 1, pag. 11-20
- [2] A. Liscidini, A. Mazzanti, R. Tonietto, L. Vandi, P. Andreani and R. Castello, *Single-stage low-power quadrature RF receiver front-end: the LMV cell*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, volume 41, issue 12, pag. 2832-2841
- [3] M. Terrovitis and R. Meyer, *Noise in current-commutating CMOS mixers*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, volume 34, issue 6, pag. 772-783
- [4] N. Nguyen and R. Meyer, *Start-up and frequency stability in high-frequency oscillators*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1992, volume 27, issue 5, pag. 810-820
- [5] L. Zadeht, *Frequency analysis of variable networks*, Proceedings of the IRE, 1950, volume 38, pag. 291-299
- [6] T. Ström and S. Signell, *Analysis of periodically switched linear circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1977, volume CAS-24, issue 10, pag. 531-541
- [7] M. Ghanevati and A. Daryoush, *A low-power-consuming SOM for wireless communications*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, volume 49, issue 7, pag. 1348-1351
- [8] T. Song, H. Oh, E. Yoon and S. Hong, *A low-power 2.4-GHz current-reused receiver front-end and frequency source for wireless sensor network*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, volume 42, issue 5, pag. 1012-1022

Bibliografia

- [9] A. Rofougaran, G. Chang, J. Rael, J. Chang, M. Rofougaran, P. Chang, M. Djafari, M. Ku, E. Roth, A. Abidi and H. Samueli, *A single-chip 900-MHz spread-spectrum wireless transceiver in 1- μ m CMOS –Part I: architecture and transmitter design*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, volume 33, issue 4, pag. 515-534
- [10] I. Chamas and S. Raman, *A comprehensive analysis of quadrature signal synthesis in cross-coupled RF VCOs*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2007, volume 54, issue 4, pag. 689-704
- [11] A. Rofougaran, J. Rael, M. Rofougaran and A. Abidi, *A 900MHz CMOS LC-oscillator with quadrature outputs*, IEEE International Solid-state Circuits Conference, 1996, paper SP 24.6, pag. 392-293
- [12] P. Andreani, A. Bonfanti, L. Romanò and C. Samori, *Analysis and design of a 1.8-GHz CMOS LC quadrature VCO*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2002, volume 37, issue 12, pag. 1737-1747
- [13] L. Romanò, S. Levantino, A. Bonfanti, C. Samori and A. Lacaïta, *Phase noise and accuracy in quadrature oscillators*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2004, volume 1, pag. 161-164
- [14] S. Asgaran, M. Deen and C. Chen, *Design of the input matching network of RF CMOS LNAs for low-power operation*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2007, volume 54, issue 3, pag. 544-554
- [15] Thomas H. Lee, *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*, second edition, Cambridge University Press, 2004
- [16] P. Gray, P. Hurst, S. Lewis and R. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*, fifth edition, John Wiley & sons, 2009
- [17] D. Pozar, *Microwave engineering*, third edition, John Wiley & sons, 2005
- [18] B. Razavi, *RF microelectronics*, first edition, Prentice Hall, 1997