**Oscillatore LC Tank**

Luca Mannari, Alessio Manuelli

**Indice**

[**1. Introduzione all’oscillatore LC Tank 2**](#_5u931fmzhaad)

[**2. Dimensionamento Tank LC 4**](#_olo4iwyvwz5s)

[2.a. Calcolo del condensatore Ct 4](#_p5es5mhk61b3)

[2.b. Calcolo del resistore RQ 4](#_9mjz2b5gwoqk)

[**3. Dimensionamento dei transistori 6**](#_u9ia2fp0zy33)

[3.a. Calcolo del resistore Rbias 7](#_ipm0pnlxue29)

[3.b. Scelta delle dimensioni dei transistori MOS 10](#_c8igelcwf7yp)

[3.c. Resistenza vista dai Drain delle coppie Source Coupled 13](#_wbaiht67damq)

[**4. Simulazione Transient 15**](#_6x0hrju5ovj5)

[4.a. Verifica dell’oscillazione 15](#_uspi99n15zj1)

[4.b. Tuning delle dimensioni dei transistori per la Vpp 16](#_758dztoxpp4)

[4.c. Tuning della capacità Ct per la frequenza di oscillazione 17](#_ispoylkxzbhf)

[**5. Simulazione Harmonic Balance 20**](#_7opeovenh0b0)

[5.a. Verifica della frequenza e ampiezza dell’oscillazione 21](#_jqdnsg4fu1nn)

[5.b. Spettro del Rumore di Fase dell’oscillatore 23](#_kate5t6qxf5i)

[**6. Sostituzione di Ct con il componente SVaricap 26**](#_x3bjdzz346i4)

[**7. Confronto con l’oscillatore a componenti reali 28**](#_1qb6klq7i8n9)

[7.a. Differenze nella simulazione Transient 28](#_c7csjlh3hr2q)

[7.b. Differenze nella simulazione Harmonic Balance 29](#_f7wnt85ppp)

[**8. Conclusioni 31**](#_6zi451lqhv3)

# **1. Introduzione all’oscillatore LC Tank**

Un oscillatore controllato in tensione (**VCO**, acronimo di Voltage-Controlled Oscillator) è un circuito elettronico che genera un segnale periodico, tipicamente un'onda quadra o sinusoidale, la cui frequenza può essere regolata attraverso una **tensione di controllo**.

Tra le varie architetture di VCO, una delle più interessanti è quella ***Source Coupled* a coppie complementari**. Questo tipo di VCO si basa su una configurazione differenziale che utilizza sia transistor nMOS che pMOS, disposti in modo complementare. Lo schema di principio è il seguente:

|  |
| --- |
| **IMM1**: Schema di un VCO Source Coupled a coppie complementari |

Il termine ***Source Coupled*** si riferisce al fatto che il circuito utilizza un accoppiamento tramite corrente tra i transistor per stabilire le oscillazioni. La **frequenza generata** dipende principalmente dai componenti passivi (come i condensatori di carico) e dalla tensione di controllo, che regola la corrente nel circuito. L’uso di coppie complementari permette inoltre di migliorare la linearità della risposta e di ottenere un’**oscillazione più stabile e precisa**.

Questa relazione ha l’obiettivo di analizzare il funzionamento di un **VCO Source Coupled a coppie complementari**, partendo dal dimensionamento dei componenti e arrivando alle diverse simulazioni (*transient*, *harmonic balance* ecc.) del circuito completo. L’obiettivo è quello di rispettare le **specifiche** imposte dal testo, ovvero:

* Tensione di uscita picco-picco pari a **VOPP = 1 V**.
* Frequenza dell’oscillazione **f0 = 5 GHz**.

# **2. Dimensionamento Tank LC**

Le due coppie di MOS *Source Coupled* hanno un funzionamento da **interruttori**. Ogni semiperiodo, per ciascuna coppia, un transistore è acceso e un transistore è spento. Con riferimento all’immagine **IMM1**, i transistor hanno questo comportamento:

* Quando l’uscita positiva **VOp** è alta sono accesi **Q5** e **Q2**. Il percorso della corrente è rappresentato dalla traccia *arancione*.
* Quando l’uscita negativa **VOn** è alta sono accesi **Q6** e **Q1**. Il percorso della corrente è rappresentato dalla traccia *verde*.

Si utilizzano dei valori ragionevoli per le seguenti grandezze:

* L’induttanza **L = 1 nH**.
* La resistenza serie dell’induttanza **RS = 10 Ω**.
* Il fattore di Qualità del condensatore **QC = 40**.
* Il rapporto dello specchio di polarizzazione (Q3 e Q4) **KS = 10**.

## **2.a. Calcolo del condensatore Ct**

La **frequenza di risonanza** dell’oscillatore ha la seguente espressione:

|  | (2.a.1) |
| --- | --- |

Nota la f0 richiesta dalle specifiche (5 GHz) si ricava il valore di **capacità Ct** necessario a soddisfare la specifica sulla frequenza di oscillazione:

|  | (2.a.2) |
| --- | --- |

## **2.b. Calcolo del resistore RQ**

Noti i valori della pulsazione di risonanza (specifica), dell’induttanza e della resistenza serie dell’induttore si può calcolare il **fattore di Qualità dell’induttore**:

|  | (2.b.1) |
| --- | --- |

Dai fattori di Qualità QL dell’induttore e QC del condensatore si può calcolare il **fattore di Qualità totale** dell’intero gruppo risonante:

|  | (2.b.2) |
| --- | --- |

Il fattore di Qualità totale del gruppo risonante ha anche questa espressione:

|  | (2.b.3) |
| --- | --- |

La **resistenza RQ** rappresenta le perdite resistive di un induttore e un condensatore non ideali. Il suo valore si ricava invertendo la formula (2.b.3):

|  | (2.b.4) |
| --- | --- |

Questi calcoli concludono il **dimensionamento** dei componenti passivi del gruppo risonante dell'oscillatore.

# **3. Dimensionamento dei transistori**

In seguito al dimensionamento del gruppo risonante è opportuno scegliere le **dimensioni dei sei transistor** del circuito e della **resistenza Rbias** di polarizzazione.

Le simulazioni relative al capitolo **(3)** utilizzano tutte il seguente **schema circuitale**:

|  |
| --- |
| **IMM2**: Schema circuitale per la simulazione del VCO Source Coupled a coppie complementari |

La tensione **Vdd = 2.5 V** viene prodotta da un generatore di tensione. Inoltre, si utilizza il componente *ptap*, ovvero la presa di substrato, per imporre il potenziale di massa (0 V) al **substrato** dei transistori integrati:

|  |
| --- |
| **IMM3**: Generatore di tensione Vdd e presa di substrato |

La tecnologia utilizzata per tutte le simulazioni di questa relazione è la **IHP SG25H4**. Essa viene inclusa in tutti i file *schematic* delle simulazioni:

|  |
| --- |
| **IMM4**: Tecnologia IHP SG25H4 |

## **3.a. Calcolo del resistore Rbias**

Per ottenere la Rbias occorre conoscere la **corrente IT** di Tail delle coppie Source Coupled. Di seguito è riportata l’espressione della **corrente di canale** dei transistori delle coppie Source Couple con lo sviluppo in serie di Fourier della funzione *segno*:

|  | (3.a.1) |
| --- | --- |

La componente di oscillazione di interesse è la **1a armonica**. Si ricava imponendo l’indice **n = 1**:

|  | (3.a.2) |
| --- | --- |

L’ampiezza **ID1M** della **1a armonica** definisce la **tensione di uscita picco-picco**:

|  | (3.a.3) |
| --- | --- |

Dalla specifica di VOPP = 1 V si ricava il valore della **corrente di Tail**:

|  | (3.a.4) |
| --- | --- |

Imponendo il rapporto di specchio KS = 10 si ottiene il valore della **corrente Ibias che scorre nella corrente Rbias**:

|  | (3.a.5) |
| --- | --- |

Questa corrente è data dal rapporto tra la differenza di potenziale ai capi di Rbias e il valore della resistenza Rbias:

|  | (3.a.6) |
| --- | --- |

L’obiettivo è **calcolare il valore di Rbias.** I valori noti sono Ibias e Vdd, ci serve conoscere VGS4 del transistore Q4 (*master* dello specchio). L’espressione della corrente di canale di un transistore MOS in **saturazione** è la seguente:

|  | (3.a.7) |
| --- | --- |

Lo specchio di corrente è costituito dai transistor Q3 e Q4, i quali sono realizzati con la **stessa tecnologia** (hanno lo stesso valore di µn e COX) e hanno lo **stesso overdrive VGS - Vt**. Si immagina di utilizzare la **stessa lunghezza L** per i transistori dello specchio. Quindi, il rapporto di specchio si riduce alla seguente espressione:

|  | (3.a.8) |
| --- | --- |

Imponendo una lunghezza **L tale che 𝜆 = 1/K𝜆L sia piccolo**, si semplifica:

|  | (3.a.8) |
| --- | --- |

Si sceglie quindi una lunghezza **doppia** rispetto alla minima (240 nm) per i due transistor dello specchio affinché l’approssimazione sul rapporto KS sia utilizzabile. I transistor *Source Coupled* hanno invece la **lunghezza minima** possibile imposta dalla tecnologia. Si sceglie inoltre di utilizzare una larghezza di canale W del transistor Q4 di **2 µm** e si dimensionano gli altri transistor con la stessa **W = 2W4**:

* Q1 e Q2: **L = Lmin = 240 nm** (minima) e **W = 20 µm**.
* Q3 e Q4: **L = 2Lmin = 480 nm** (specchio) e **W3 = 20 µm**, **W4 = 2 µm**.
* Q5 e Q6: **L = Lmin = 240 nm** (minima) e **W = 20 µm**.

I **parametri** della tecnologia sono i seguenti:

* Mobilità degli elettroni **µn = 0.032 Vs/m**.
* Tensione di soglia dei transistor **Vt = 0.6 V**.
* Capacità dell’ossido dei transistor **COX = 5.31 mF/m**.

Imponendo **ID = Ibias** nell’equazione (3.a.7) si ricava la tensione mancante:

|  | (3.a.9) |
| --- | --- |

Da cui otteniamo il valore della **resistenza Rbias** per la polarizzazione:

|  | (3.a.10) |
| --- | --- |

Occorre adesso eseguire una **simulazione DC** per osservare il valore della corrente IT con il dimensionamento dei componenti. Si inseriscono nello schematico:

|  |
| --- |
| **IMM5**: Simulazione DC Sweep per il valore di Rbias |

Si esegue uno **Sweep DC** della variabile Rbias con ampiezza 4 kΩ attorno al valore calcolato di Rbias. Si ottiene un grafico della corrente **IT in funzione della resistenza Rbias**. Si individua il punto in cui IT vale quanto calcolato in (3.a.4):

|  |
| --- |
| **IMM6**: Corrente IT in funzione della resistenza Rbias |

Dal grafico si ottiene il valore finale della resistenza Rbias:

|  | (3.a.11) |
| --- | --- |

## **3.b. Scelta delle dimensioni dei transistori MOS**

Si osserva che la coppia *Source Coupled* pMOS mostra la **stessa RV** della coppia *Source Coupled* nMOS perchè il circuito per le variazioni è uguale:

|  |
| --- |
| **IMM7**: Circuito per le variazioni della coppia *Source Coupled* pMOS |

Si ricava quindi la **resistenza vista** di entrambe le coppie *Source Coupled*:

|  | (3.b.1) |
| --- | --- |

Si ipotizza che i transistori pMOS e nMOS abbiano lo stesso gm, anche se non è vero, perché successivamente verranno dimensionati per avere un **gm simile**.

Si ricava quindi la **resistenza vista dal gruppo risonante** (totale):

|  | (3.b.2) |
| --- | --- |

Quando l’oscillazione va a ***regime*** la RVTOT deve essere uguale alla RQ cambiata di segno per annullare la componente resistiva vista dal gruppo LC:

|  | (3.b.3) |
| --- | --- |

Quando l’oscillazione raggiunge la condizione di ***regime*** avviene il *palleggiamento* di energia nel gruppo LC. All’***innesco***, però, la resistenza vista dal gruppo LC deve essere **negativa** affinché l’oscillazione si auto-esalti fino a raggiungere il regime:

|  | (3.b.4) |
| --- | --- |

A ***regime*** il gm deve valere 2.82 mS mentre all’***innesco*** deve essere un pò più grande. La corrente per un **MOS a canale corto** in saturazione è la seguente:

|  | (3.b.5) |
| --- | --- |

Il valore del **Campo Elettrico di saturazione** per la tecnologia considerata è:

|  | (3.b.6) |
| --- | --- |

Si vuole dimensionare la larghezza W delle coppie *Source Coupled* affinché si abbia **gm ≥ 2.82 mS** tale da innescare l’oscillazione. La **transconduttanza gm** è definita come derivata di ID rispetto a VGS ed è direttamente proporzionale a W:

|  | (3.b.7) |
| --- | --- |

Da questa relazione si ricava la condizione sulla **larghezza W** dei transistori:

|  | (3.b.8) |
| --- | --- |

Occorre adesso eseguire una **simulazione DC** per osservare il valore dei gm con il dimensionamento della Rbias e dei transistori. Si inseriscono nello schematico:

|  |
| --- |
| **IMM8**: Simulazione DC per la misura dei gm |

Si imposta su ***brief*** la restituzione di parametri simulati per ottenere i gm. Si scelgono le seguenti larghezze W di canale per i MOS (tutte maggiori del limite inferiore):

* Q1 e Q2: **W = 15 µm** coppia *Source Coupled* nMOS.
* Q3 e Q4: **W3 = 20 µm**, **W4 = 2 µm** specchio di corrente.
* Q5 e Q6: **W = 50 µm** coppia *Source Coupled* pMOS.

La simulazione restituisce i seguenti valori di **gm**:

|  |
| --- |
| **IMM9**: transconduttanze dei transistori |

Si osserva che i transistori Q1/Q2 e Q5/Q6 hanno dei **gm simili** e quindi l’approssimazione fatta per il calcolo della resistenza vista è valida.

## **3.c. Resistenza vista dai Drain delle coppie Source Coupled**

Si verifica che la **resistenza vista dal gruppo risonante LC** verso i Drain delle coppie *Source Couple* sia negativa e si osserva il suo valore. Il circuito per la misura di questa resistenza è il seguente:

|  |
| --- |
| **IMM10**: Schema circuitale per la misura della resistenza vista dal gruppo LC |

I componenti reattivi e la loro RQ vengono *rimossi* dal circuito. Al fine di mantenere la funzione dell’induttore, ovvero essere un cortocircuito in DC (per il punto di riposo) e permettere all’oscillazione a frequenza f0 di passare, si utilizza il componente **DC\_Feed**. Si imposta una simulazione AC che fa uso del generatore di corrente **I\_AC** da 1 mA per ricavare la resistenza vista vome rapporto di VO e I\_AC.

Il simulatore AC viene impostato alla frequenza **f0 = 5 GHz** della specifica:

|  |
| --- |
| **IMM11**: Simulazione AC per la misura di RVTOT |

La simulazione restituisce il seguente valore di **RVTOT**:

|  |
| --- |
| **IM12**: Impedenza vista dal gruppo LC |

La **parte Reale** dell’impedenza ZV è il valore simulato di RVTOT. Si osserva che è **molto diverso** dal valore calcolato a partire dal circuito per le variazioni delle coppie *Source Coupled*. Questo errore può essere attribuito ad una cattiva modellazione dei transistor utilizzando le equazioni della corrente per un *canale corto*: i modelli circuitali sono più complicati dei modelli *carta e penna*.

# **4. Simulazione Transient**

La simulazione **Transient** ci aiuta a capire il comportamento dell'oscillatore nel tempo. Possiamo vedere se l’oscillazione si avvia, come si sviluppa, quando si stabilizza, l’**ampiezza del segnale** e la **frequenza** generata. Inoltre, ci permette di osservare quanto tempo impiega il circuito a raggiungere uno stato stabile.

Su ADS impostiamo il simulatore *Transient* nel seguente modo:

|  |
| --- |
| **IMM13**: Simulazione Tran per la misura di VOPP e f0 |

Abbiamo impostato uno *startTime* di 0 s, uno *stopTime* di 3 µs e uno step di 10 ps per la simulazione.

Per far sì che il sistema inizi a oscillare, è necessario impostare una **condizione iniziale di 1 mV** nella variabile *InitCond* del condensatore e abilitare l'opzione *use user-specified initial conditions* nel gestore della simulazione transient.

Senza queste condizioni iniziali, la simulazione potrebbe comunque generare un’oscillazione, ma ciò sarebbe dovuto al **rumore numerico**, noto come *trapezoidal noise*, causato dal risolutore *trapezoidal* utilizzato. Tuttavia, cambiando il tipo di risolutore, l’oscillazione scompare, dimostrando che questo effetto non rappresenta un innesco valido.

## **4.a. Verifica dell’oscillazione**

Si utilizzano le dimensioni iniziali impostate nella simulazione al paragrafo (3.b):

* Q1 e Q2: **L = Lmin = 240 nm** e **W = 15 µm** coppia *Source Coupled* nMOS.
* Q3 e Q4: **L = 2Lmin = 480 nm** e **W3 = 20 µm**, **W4 = 2 µm** specchio di corrente.
* Q5 e Q6: **L = Lmin = 240 nm** e **W = 50 µm** coppia *Source Coupled* pMOS.

Con queste dimensioni iniziali dei transistor si ottiene una tensione di uscita che **oscilla**, ma con un'ampiezza picco-picco di 0.153 V che **non rispetta la specifica** di 1 V imposta dal testo del progetto:

|  |
| --- |
| **IMM14**: Tensione di uscita di ampiezza picco-picco VOPP |

Dal punto di vista della **frequenza di oscillazione** possiamo utilizzare la funzione ***fs*** fornita da ADS che permette di calcolare la frequenza di un segnale in base ai suoi campioni nel dominio del tempo. In particolare permette di analizzare le oscillazioni per stimare rapidamente la frequenza fondamentale. Otteniamo il seguente risultato:

|  |
| --- |
| **IMM15**: Spettro della tensione di uscita e frequenza f0 |

La frequenza ottenuta, pari a **4.685 GHz**, non soddisfa la specifica di 5 GHz richiesta dal testo del progetto. Questa discrepanza è dovuta al fatto che il valore di Ct​ calcolato teoricamente **non considera le capacità parassite** dei transistori, che si sommano in parallelo a Ct​. Attraverso simulazioni successive, si noterà che il valore effettivo di Ct risulterà inferiore rispetto a quello teorico, proprio per **compensare** l’effetto delle capacità parassite.

## **4.b. Tuning delle dimensioni dei transistori per la Vpp**

Quello che abbiamo fatto per aumentare l’ampiezza picco-picco della tensione di uscita è stato **aumentare la dimensione W** sia dei pMOS che degli nMOS. La seguente simulazione è stata eseguita con lo stesso simulatore **Tran** precedente, ma con uno *StopTime* di 100 ns in quanto l’oscillazione va a regime dopo 30 ns. La dimensione dei transistori nMOS è stata aumentata a **W = 40 µm** e quella dei transistori pMOS a **W = 65 µm**. Il risultato ottenuto è il seguente:

|  |
| --- |
| **IMM16**: Tensione di uscita di ampiezza picco-picco VOPP |

Come possiamo osservare, l’ampiezza picco-picco dell'oscillazione è pari a **0.992 V**. Anche se non raggiunge esattamente la specifica di 1 V, il valore può comunque essere considerato **accettabile**.

## **4.c. Tuning della capacità Ct per la frequenza di oscillazione**

Per rispettare la specifica sulla frequenza di oscillazione dobbiamo agire su Ct. Quello che siamo andati a fare quindi è stata una simulazione transient con uno sweep sulla variabile Ct nell’intervallo **tra 750 fF e 850 fF con step di 1 fF**:

|  |
| --- |
| **IMM17**: Simulazione Tran con ParamSweep per ricavare il Ct ottimo per f0 = 5 GHz |

Si ottiene il seguente risultato:

|  |
| --- |
| **IMM18**: Spettro della tensione di uscita con Sweep di Ct |

Effettuando uno zoom attorno alla **frequenza 5 GHz** di interesse:

|  |
| --- |
| **IMM19**: Zoom dello spettro della tensione di uscita con Sweep di Ct |

Osserviamo che il valore di Ct per il quale otteniamo la frequenza di 5 GHz è **835 fF** ed è effettivamente **inferiore** rispetto ai 1013 fF trovati analiticamente. Utilizzando questo valore di Ct otteniamo il seguente valore di frequenza:

|  |
| --- |
| **IMM19**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo |

Per analizzare correttamente la frequenza di oscillazione dell’oscillatore, è fondamentale concentrarsi sulla **frequenza a regime**, cioè quella che il sistema raggiunge dopo che i transitori iniziali si sono esauriti. Per isolare la frequenza a regime e rimuovere gli effetti del transitorio, possiamo utilizzare la funzione ***fs*** su un segmento del segnale che si trova già in un periodo stabile. In particolare, estraendo il **segnale tra 50 ns e 100 ns**, ci assicuriamo di considerare solo la parte del segnale in cui l'oscillazione è già stabilizzata e i transitori iniziali sono trascorsi. Otteniamo quindi il seguente spettro:

|  |
| --- |
| **IMM20**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione a 5 GHz |

La **potenza** dell’oscillazione alla frequenza di oscillazione è di **3.849 dBm**. Da questo si può calcolare l’ampiezza picco-picco con la seguente formula, dove R0 è la resistenza di riferimento (di normalizzazione) e vale 50 Ω:

|  | (4.c.1) |
| --- | --- |

Si osserva che il calcolo restituisce un valore **realistico** che si avvicina all’ampiezza picco-picco ottenuta dalla simulazione nel paragrafo (4.b).

# **5. Simulazione Harmonic Balance**

La simulazione **Harmonic Balance**permette di analizzare i circuiti non lineari nel dominio della frequenza. A differenza della simulazione *Transient*, che lavora nel dominio del tempo, l'analisi *Harmonic Balance* consente di calcolare direttamente le **componenti spettrali del segnale stazionario**, come la frequenza fondamentale e le armoniche. Questo approccio permette di valutare con precisione l’ampiezza e la *purezza* del segnale oscillatorio, identificando eventuali distorsioni o spurie generate dal circuito. Inoltre, l'analisi è estremamente efficiente per studiare le condizioni di regime stazionario, evitando transitori necessari per raggiungere l'oscillazione stabile con l’analisi *transient*. Un ulteriore vantaggio della simulazione *Harmonic Balance* è la possibilità di **analizzare il Rumore di Fase** (*phase noise*) dell'oscillatore, identificando la presenza e l’entità delle componenti 1/f3 e 1/f2 nello spettro.

Lo schema del circuito è il seguente:

|  |
| --- |
| **IMM21**: Schema circuitale per la simulazione HB e la misura del Rumore di Fase |

In particolare notiamo la presenza del componente ***OscPort***. Sostanzialmente questo blocco consente al simulatore HB di controllare il guadagno del loop ed aggiustare l’ampiezza e la frequenza dell’oscillazione. In altre parole, consente di saltare il transitorio iniziale dell’oscillatore andando subito a regime.

## **5.a. Verifica della frequenza e ampiezza dell’oscillazione**

Per questa simulazione utilizzeremo il seguente simulatore:

|  |
| --- |
| **IMM22**: Simulazione Harmonic Balance per la misura di f0 |

Il parametro ***Freq[1]***, impostato a 4.75 GHz, rappresenta la frequenza fondamentale di riferimento per la simulazione *Harmonic Balance*. Anche se la frequenza di oscillazione attesa è di 5 GHz, è possibile scegliere una **frequenza vicina**. Questo approccio consente al simulatore di convergere più facilmente, specialmente in presenza di incertezze o variazioni nel comportamento del circuito, come quelle introdotte dalle capacità parassite o da altre non idealità.

L'algoritmo di simulazione sfrutta questa frequenza iniziale come punto di partenza per trovare il regime stazionario. Il simulatore **correggerà automaticamente** la frequenza durante l'analisi, fornendo il valore effettivo al quale il circuito oscilla.

L'ordine definisce il **numero di armoniche** da considerare nella simulazione. Impostando ***Order[1]*** a **5**, stiamo dicendo al simulatore di calcolare fino alla quinta armonica (oltre alla fondamentale), consentendo di analizzare in dettaglio le componenti spettrali del segnale e di valutare eventuali distorsioni o spurie presenti.

Il parametro ***OscPortName*** indica al simulatore che nel circuito è presente un oscillatore, abilitando specifiche funzionalità per supportare la simulazione di circuiti oscillatori. Impostandolo su *Yes*, ADS utilizza l’oscillatore definito nel circuito e verifica che le condizioni di oscillazione siano soddisfatte.

Nella seguente figura è riportato l'andamento della **potenza di uscita** in funzione dell'indice armonico (harmonic index). Il grafico evidenzia varie linee che corrispondono alle diverse armoniche generate dall'oscillatore:

|  |
| --- |
| **IMM23**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione a 5 GHz |

La freccia più alta, che si trova alla frequenza fondamentale di **5 GHz**, indica l'**ampiezza principale** del segnale. Le armoniche successive, presenti a multipli di questa frequenza fondamentale (come 10 GHz, 15 GHz, e così via), mostrano **ampiezze più basse**, evidenziando la predominanza della frequenza fondamentale rispetto alle armoniche.

Per ottenere un grafico che mostra le **righe in corrispondenza della frequenza** (e non dell’indice) si utilizza la funzione ***vs*** che rende *freq* la variabile indipendente:

|  |
| --- |
| **IMM24**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione a 5 GHz |

Nel grafico osserviamo come il segnale di uscita si distribuisce su diverse frequenze. Il comportamento del grafico dovrebbe essere simile a quello ottenuto precedentemente per l'analisi delle armoniche, ma ora con una visualizzazione esplicitamente in funzione della frequenza. Come nel grafico precedente, si osserva che la **frequenza fondamentale** di **5 GHz** è quella che ha l'ampiezza più alta.

Dalla simulazione HB si ricava l’**andamento temporale** della tensione di uscita:

|  |
| --- |
| **IMM25**: Tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione con ampiezza di circa 1 V |

La funzione ***ts(Vo)*** è utilizzata per tracciare il **segnale nel dominio del tempo** della tensione di uscita​. Nel grafico possiamo osservare come il segnale di uscita **oscilla nel tempo** con un’ampiezza di **0.992 V**. Otteniamo di fatto gli stessi risultati che abbiamo ottenuto con l’analisi *Transient* a regime.

## **5.b. Spettro del Rumore di Fase dell’oscillatore**

Per valutare il **Rumore di Fase** si utilizza il seguente simulatore:

|  |
| --- |
| **IMM26**: Simulazione Harmonic Balance per il Rumore di Fase |

Nella simulazione **Harmonic Balance** per l'analisi del Rumore di Fase, rispetto alla simulazione precedente, abbiamo introdotto il parametro ***Noisecon[1]* = NC1**. Questo parametro consente di abilitare la simulazione del rumore all'interno del circuito, associando un *Noise Controller* al simulatore HB. Questo indica al simulatore che dobbiamo considerare le caratteristiche del rumore, come il rumore di fase, durante l'analisi armonica.

Il **Noise Controller** consente di definire le condizioni per l'analisi del Rumore di Fase. Il parametro ***NLNoiseStart* = 1 kHZ** definisce l'**inizio** e il parametro ***NLNoiseStop* = 100 MHz** definisce la **fine** della banda di frequenze per l'analisi del rumore. Il Rumore di Fase sarà analizzato a partire da 1 kHz sopra la frequenza fondamentale dell'oscillatore (circa 5 GHz) fino a 100 MHz sopra la frequenza fondamentale (5 GHz + 100 MHz = 5.1 GHz).

Il Rumore di Fase è generalmente concentrato vicino alla frequenza centrale, quindi non è necessario analizzare distanze troppo ampie dalla frequenza fondamentale.

Impostando ***PhaseNoise* = Phase noise spectrum** stiamo specificando che desideriamo ottenere lo **spettro del Rumore di Fase**. Questo significa che la simulazione calcolerà e visualizzerà lo spettro delle componenti di rumore a diverse frequenze rispetto alla frequenza centrale.

Infine, ***NoiseNode[1]*** specifica il nodo di uscita del segnale su cui il rumore di fase deve essere analizzato. In questo caso, abbiamo impostato **Vop Von**, che indica che il rumore di fase deve essere analizzato sul segnale in uscita. I risultati di questa simulazione sono i seguenti:

|  |
| --- |
| **IMM27**: Spettro del Rumore di Fase dell’oscillatore |

La funzione che permette di osservare il Rumore di Fase è ***pnmx****.*

Dalla visualizzazione grafica e dall'uso dei **marker**, possiamo notare che la pendenza del Rumore di Fase cambia. Nel primo tratto è di **- 30 dB/dec** e infatti in una decade passa da circa -31 a circa -61. Nel secondo tratto è di **- 20 dB/dec** e infatti in una decade passa da circa -135 a circa -155. Il primo tratto descrive l’andamento **1/f3**, mentre il secondo tratto descrive l’andamento **1/f2**.

Per osservare questo comportamento in modo più preciso, possiamo utilizzare le **equazioni delle rette** con pendenza rispettivamente di -30 dB/dec (Retta\_m3) e -20 dB/dec (Retta\_m2). Confrontando queste rette con i tratti del grafico, vedremo che si sovrappongono perfettamente alle sezioni di interesse confermando gli andamenti tipici del Rumore di Fase:

|  |
| --- |
| **IMM28**: Andamenti 1/f3 e 1/f2 del Rumore di Fase |

In figura è inoltre riportata la frequenza di passaggio tra l’andamento 1/f3 e l’andamento 1/f2. Essa è pari circa a **245 kHz**.

# **6. Sostituzione di Ct con il componente SVaricap**

Tutti i conti e le simulazioni fatte fino a questo punto riguardano un oscillatore in cui **non è possibile variare la frequenza** perché la capacità ha un valore fisso. È possibile sostituire il condensatore Ct con il componente *SVaricap*, ovvero **due diodi Varicap *Back-to-Back*** il cui anodo è connesso ad un opportuno terminale sul quale viene applicata la tensione di controllo **Vcon**. Il circuito è il seguente:

|  |
| --- |
| **IMM29**: Schema circuitale per la simulazione con i diodi Varicap |

Il componente *SVaricap* sostituisce completamente il condensatore Ct. Esso è rappresentato come due capacità variabili: imponendo una tensione di controllo **Vcon < Vop, Von** i diodi varicap vengono **polarizzati in inversa** e si comportano come capacità variabili. Si rimuove la resistenza RQ dallo schema perché *SVaricap* impone anche una componente resistiva.

Si esegue una simulazione Harmonic Balance con **Sweep** della tensione **Vcon**:

|  |
| --- |
| **IMM30**: Simulazione Harmonic Balance per la misura di f0 |

Purtroppo i risultati non sono quelli che ci aspettiamo:

|  |
| --- |
| **IMM31**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione a 5 GHz |

Come possiamo osservare **non si instaura alcuna oscillazione**. Abbiamo anche provato ad aumentare le dimensioni dei transistor per migliorare il guadagno del circuito, ma questa modifica non ha avuto effetto sul comportamento osservato, lasciando invariato il risultato di Vo nullo. In definitiva, la mancata oscillazione potrebbe derivare da una combinazione di guadagno insufficiente, variazione inadeguata della capacità del Varicap e la mancanza di un innesco iniziale per stimolare l'oscillazione.

# **7. Confronto con l’oscillatore a componenti reali**

Tutti i conti e le simulazioni fatte fino a questo punto riguardano un oscillatore realizzato con **componenti passivi Ideali**. È necessario osservare quanto si discostano l’ampiezza picco-picco VOPP e la frequenza f0 dai valori ricavati con le simulazioni precedenti (e quindi dalle specifiche) utilizzando dei **componenti passivi Reali**. In particolare, si utilizzano i seguenti componenti:

* Il resistore ideale **RQ = 354.33 Ω** viene sostituito da un resistore ***rppd*** con dimensioni **W = 2 µm** e **L = 1.57 µm**. Si ottiene una resistenza di 355.025 Ω.
* Il resistore ideale **Rbias = 10.723 kΩ** viene sostituito da un resistore ***rhigh*** con dimensioni **W = 2 µm** e **L = 13.36 µm**. Si ottiene una resistenza di 10.724 kΩ.
* Il condensatore ideale **Ct = 835 fF** viene sostituito da un condensatore ***cmim*** con dimensione **W = L = 28.79 µm**. Si ottiene una capacità di 835.2 fF.

Sarebbe possibile sostituire l’induttore con un componente reale creato tramite il tool *Coilsys* di ADS. Purtroppo, la versione di ADS utilizzata per il progetto di questo oscillatore (14.2) non permette di realizzare l’induttore da **1 nH**. Pertanto, per le simulazioni con i componenti Reali è stato usato lo stesso induttore Ideale delle precedenti simulazioni.

## **7.a. Differenze nella simulazione Transient**

Il simulatore **Tran** utilizzato è lo stesso del paragrafo (4.b). I risultati che si ottengono sono i seguenti:

|  |
| --- |
| **IMM32**: Tensione di uscita di ampiezza picco-picco VOPP con componenti Reali |

Si osserva che si ottiene un’oscillazione di ampiezza picco-picco di **0.979 V**, molto vicino al valore ottenuto con i componenti Ideali (0.992 V) e alla specifica di 1 V.

Si osserva anche lo spettro della tensione di uscita:

|  |
| --- |
| **IMM33**: Spettro della tensione di uscita a frequenza f0 con componenti Reali |

La tensione di uscita mantiene la **frequenza di 5 GHz** richiesta dalla specifica come simulato anche con i componenti Ideali.

## **7.b. Differenze nella simulazione Harmonic Balance**

Il simulatore **Harmonic Balance** utilizzato è lo stesso del paragrafo (5.a) per la verifica dell’oscillazione ed è lo stesso del paragrafo (5.b) per il Rumore di Fase. Si osserva lo spettro della tensione di uscita:

|  |
| --- |
| **IMM34**: Spettro della tensione di uscita con Ct ottimo. Oscillazione a 5 GHz con componenti Reali |

L’oscillazione principale si mantiene a **5 GHz** anche con i componenti Reali. Si osserva anche l’andamento temporale della tensione di uscita:

|  |
| --- |
| **IMM35**: Tensione di uscita con Ct ottimo. Ampiezza di 0.962 V con componenti Reali |

La simulazione Harmonic Balance mette nuovamente in evidenza la **lieve differenza** nel valore picco-picco della tensione di uscita (0.962 V) rispetto alla simulazione con i componenti Ideali.

|  |
| --- |
| **IMM36**: Spettro del Rumore di Fase dell’oscillatore e andamenti 1/f3 e 1/f2 con componenti Reali |

In figura si osserva la frequenza di passaggio tra l’andamento 1/f3 e 1/f2. Essa è pari circa a **218.8 kHz**, più bassa rispetto alla simulazione con componenti ideali.

# **8. Conclusioni**

In conclusione, l'analisi dell'**oscillatore LC Tank** con due coppie *Source Coupled* ha permesso di determinare le specifiche principali del circuito:

* L'ampiezza picco-picco dell’oscillazione pari a **1 V**.
* La frequenza dell'oscillazione pari a **5 GHz**.

L'oscillatore ha mostrato una stabilità nella frequenza, correlata direttamente alla configurazione dei componenti LC, e un'adeguata ampiezza dell'oscillazione, che risponde alle condizioni di progettazione del circuito.

Questi risultati evidenziano come la combinazione di due coppie *Source Coupled* contribuisca a migliorare la qualità e la stabilità dell'oscillazione, rendendo il sistema adatto per applicazioni in cui la **precisione della frequenza** e il **controllo dell'ampiezza** sono cruciali.

Il confronto tra i risultati ottenuti con componenti ideali e reali ha evidenziato **alcune differenze**. Con i componenti Ideali, le prestazioni dell'oscillatore LC Tank sono risultate ottimali, con un'ampiezza picco-picco e una frequenza di oscillazione stabili e precisi, come previsto dalle specifiche. Tuttavia, quando sono stati considerati componenti Reali, si sono manifestate alcune deviazioni a causa di fenomeni parassiti e di valori dei componenti non realizzabili con la tecnologia utilizzata.

Questi effetti hanno causato una lieve riduzione dell'ampiezza dell'oscillazione e una variazione nulla nella frequenza. L'oscillatore ha **mantenuto una buona stabilità**, suggerendo che il progetto risulta ancora valido anche in condizioni pratiche, seppur con lievi perdite di efficienza rispetto al modello ideale.