



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

Tesi di Laurea Magistrale in

INGEGNERIA ELETTRONICA

**Progetto di un Oscillatore Push-Pull
a 20GHz
in tecnologia Bipolare**

Relatore
Prof. Andrea Bevilacqua

Laureando
Andrea Cesaro

Anno Accademico 2016/2017

A mamma,
papà,
e Erica

Indice

Introduzione	9
1 Concetti Teorici	12
1.1 Tratti distintivi di un Oscillatore	13
1.2 Modellizzazione e Analisi Start-Up	14
1.2.1 Condizioni di Start-Up	15
1.3 Rumore di Fase (Phase Noise)	16
1.4 Il Risuonatore Parallelo	21
2 Analisi e Progetto	24
2.1 La scelta circuitale	24
2.1.1 Motivazione della scelta	25
2.1.2 La tecnologia utilizzata	27
2.1.3 Realizzazione della frequenza variabile	29
2.1.4 Massima ampiezza ottenibile	32
2.2 Analisi delle condizioni di Start-Up	34
2.2.1 Ipotesi	34
2.2.2 Modello ai piccoli segnali e risultati	35
2.2.3 Analisi con modello più accurato	36
2.3 Analisi a largo segnale	40
2.4 Dimensionamento del circuito	42
2.5 Biasing	46
2.5.1 Specchio di corrente	47
2.5.2 Progetto dell'OTA	48
2.5.3 Studio dell'anello di Bias	49

3	Confronti e Risultati ulteriori	55
3.1	Verifica dello Start-Up	55
3.2	Confronto con topologia a Singola Coppia incrociata	56
3.2.1	Ipotesi e condizioni di confronto	56
3.2.2	Risultati del confronto	60
3.3	Risultati sull'oscillatore Doppia Coppia	64
3.3.1	Risultati generali	64
3.3.2	Applicazione della Frequenza Variabile	64
	Conclusioni	71
	Bibliografia	73

Elenco delle figure

1	Sistema Rx-Tx RF generico	9
1.1	Modello come sistema a feedback	15
1.2	Modello come sistema a resistenza negativa	15
1.3	Incertezza sull'attraversamento per lo zero di un segnale di clock	17
1.4	Spettro del Rumore di Fase	19
1.5	Riposta all'impulso di rumore in diversi istanti temporali . . .	20
1.6	Tank parallelo	22
2.1	Schema circuitale completo	24
2.2	Caratteristica I_C vs V_{CB} con $I_B = 0$	27
2.3	Guadagno di corrente bjt npn1s: $W = 0.35\mu\text{m}$, $L = 5\mu\text{m}$, $V_{CE} = 1V$, $I_C = 5mA$	29
2.4	Caratteristica di uscita bjt npn1s	30
2.5	Gummel-Plot bjt npn1s	31
2.6	Fattore di qualità del varactor a diversi valori di V_{tune}	32
2.7	Possibili realizzazioni della frequenza variabile mediante varactor	33
2.8	Massima ampiezza single ended ammessa dalla topologia . . .	34
2.9	Modello del bjt come transconduttore ideale	35
2.10	Schema complessivo ai piccoli segnali dell'analisi di Start-Up .	36
2.11	Schema ai piccoli segnali di partenza nell'analisi dello Start-Up	37
2.12	Schema ai piccoli segnali di arrivo nell'analisi di G_b	37
2.13	Modello più accurato del bjt	38
2.14	Schema ai piccoli segnali migliorato, arrivo nell'analisi di G_b .	40
2.15	Rappresentazione dei due impulsi di corrente attraverso il tank	41
2.16	$\mathcal{L}(10MHz)$ al variare del rapporto di trasformazione nk	44
2.17	Specchio di corrente con degenerazione resistiva	48

2.18	Metodo circuitale per l'innalzamento del modo comune di ingresso	50
2.19	Ota realizzato per il bias	51
2.20	Modello ai piccoli segnali utilizzato per l'OTA	51
2.21	Schema ai piccoli segnali per l'analisi del guadagno d'anello . .	52
2.22	Modulo e fase dell'anello di Bias simulati via <i>Matlab</i>	52
2.23	Transitorio di tensione in uscita dall'OTA e al morsetto invertente, bias inferiore	53
2.24	Diagrammi del modulo e della fase dell'anello di bias simulati via <i>Cadence</i>	54
3.1	Simulazione dello Start-Up dell'oscillazione al crescere di I_{tail} .	56
3.2	Schema circuitale dell'oscillatore a singola coppia per il confronto	57
3.3	Schema ai piccoli segnali della topologia presentata con i parametri parassiti esplicitati	59
3.4	Parallelismo tra gli schemi circuitali (a) e (b)	59
3.5	Coefficiente moltiplicativo per ricavare la vera R_T nell'oscillatore DC	60
3.6	Coefficiente moltiplicativo per ricavare la vera L_1 (a) e A_{v21} (b) nell'oscillatore DC	61
3.7	Ampiezza di oscillazione in funzione della I_{bias} per le due topologie confrontate	62
3.8	Rumore di fase oscillatore DC vs SC con stessa $I_{bias} = 4.3mA$	63
3.9	Rumore di fase oscillatore DC vs SC con $I_{bias,SC} = 2I_{bias,DC} = 8.6mA$	63
3.10	Ampiezza di oscillazione e Rumore di Fase a 10MHz valutati al variare di I_{bias}	64
3.11	Ampiezza di oscillazione in funzione della tensione di tuning applicata al varactor	65
3.12	Rumore di Fase a 10MHz in funzione della tensione di tuning applicata al varactor	66
3.13	FOM a 10MHz in funzione della tensione di tuning applicata al varactor	67
3.14	Frequenza di oscillazione al variare del Tuning Range	68
3.15	Ampiezza di oscillazione in funzione della I_{bias} dell'oscillatore finale	68

3.16 Rumore di Fase dell'oscillatore finale	69
3.17 Forme d'onda di tensione ai capi delle due giunzioni del varac- tor con $V_{tune}=1.65V$ in (a) e $V_{tune}=0.5V$ in (b)	70

Elenco delle tabelle

2.1	Componenti forniti dalla tecnologia	28
2.2	Tensioni di riferimento imposte dal Bias	33
2.3	Tabella riassuntiva del dimensionamento del circuito	46
3.1	Tuning Range disponibile	66

Introduzione

Il progetto di un *VCO* (Voltage Controlled Oscillator) deve essere capace di raggiungere contemporaneamente le performance di basso rumore di fase e di elevato tuning-range, questo costituisce una sfida nel campo *RF*. Il mercato delle comunicazioni wireless è in continua espansione e la costante richiesta di strutture a larga banda è la conseguenza della crescita di questo mercato. La scelta di realizzare per i ricevitori e i trasmettitori di ultima generazione dei riferimenti di frequenza attorno alla banda *K* ($20 \div 40\text{GHz}$) offre la possibilità, mediante opportuni moltiplicatori di frequenza, di raggiungere la banda *E* ($71 \div 76\text{GHz}$ e $81 \div 86\text{GHz}$) [1], [2]. Questa conversione può essere realizzata mediante un *VCO* operante in banda *K* seguito da un moltiplicatore di frequenza con capacità moltiplicativa di un fattore 4. In questo modo è possibile raggiungere i nuovi standard *RF* impiegando una soluzione più contenuta in termini di costo e semplicità realizzativa. Riuscire a realizzare *VCOs* con un'ottima purezza spettrale e un elevato tuning range all'interno della banda *K* è quindi la risposta per sviluppare il futuro delle reti in banda *E*.

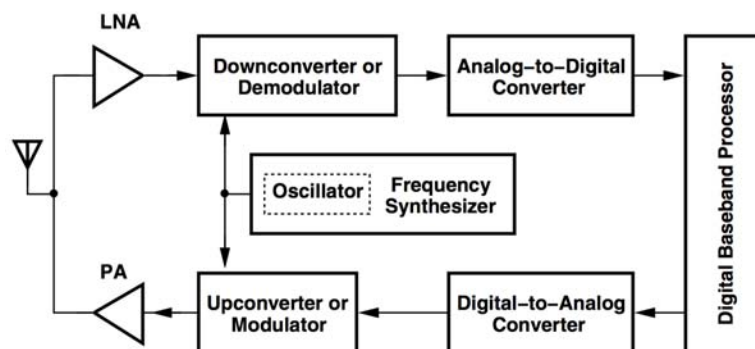


Fig. 1: Sistema Rx-Tx *RF* generico

Pubblicazioni recenti [3], [4] propongono di coprire la banda E con una conversione diretta.

Il VCO proposto in questo elaborato è realizzato con un processo bipolare a $SiGe$ [17] con l'utilizzo esclusivo di quattro bjt nnp in configurazione Push-Pull, volti a rendere completo il paragone con l'alternativa a $CMOS$. Ci siamo proposti di comprendere se il design presentato può ottenere gli stessi vantaggi in termini di efficienza di conversione dell'alternativa a $CMOS$. Il circuito prevede inoltre l'utilizzo di un bias dinamico in grado di aiutare lo Start-Up dell'oscillazione.

La tesi è divisa in due macro sezioni: una sezione di studio e analisi della topologia, la quale ha il fine di verificare l'effettivo parallelismo con la controparte $CMOS$, e una sezione di simulazione dove vengono validati i risultati teorici precedentemente sviluppati. Vengono presentate inoltre altre informazioni utili sul VCO in questione in vista di una futura implementazione.

Capitolo 1

Concetti Teorici

Gli oscillatori sono circuiti fondamentali all'interno dei sistemi di comunicazione e negli strumenti di misura. La loro caratteristica distintiva è che essi sono in grado di produrre un segnale alla loro uscita, senza però aver alcun segnale in ingresso. Un oscillatore è quindi un sistema che possiede due punti di equilibrio, lo stato stazionario dove il sistema è fermo al punto di lavoro *DC* in assenza di oscillazione, e uno stato nel quale è presente l'oscillazione. Per studiare questa tipologia di circuiti e ricavare le condizioni per le quali si innesca l'oscillazione, è necessario fare un'analisi di piccolo segnale attorno al punto di lavoro, verificando per assurdo che il sistema non presenti oscillazioni. Di conseguenza sarà possibile ricavare le condizioni di instabilità, le quali saranno opposte a quelle di stabilità al punto *DC*.

Storicamente gli oscillatori si dividono in due categorie:

- Oscillatori a rilassamento.
- Oscillatori armonici.

Gli oscillatori a rilassamento non sono molto diffusi a causa delle loro scarse prestazioni in termini di rumore di fase, sono quindi preferiti gli oscillatori sinusoidali, le cui prestazioni di rumore di fase risultano migliori.

1.1 Tratti distintivi di un Oscillatore

Un oscillatore, a prescindere dal sistema in cui è inserito, deve rispettare delle specifiche sulla frequenza di oscillazione e sulla precisione con la quale essa viene generata. E' inoltre presente una serie di parametri che identificano le performance di un oscillatore [5]:

- *Tuning Range*: è fondamentale che un oscillatore dia la possibilità di variare la propria frequenza di oscillazione in un intervallo sufficientemente ampio, garantendo all'interno del range di variazione il mantenimento della performance sul rumore di fase.
- *Ampiezza di Oscillazione*: questo parametro deve essere sempre massimizzato, compatibilmente con i limiti in tensione fissati da una topologia circuitale piuttosto che un'altra. Presa una topologia di riferimento, l'utilizzo di ampiezze di oscillazione eccessivamente basse causa una degradazione delle prestazioni in termini di rumore di fase. Nel caso in cui l'oscillatore disponesse di un basso livello di alimentazione, l'ampiezza di oscillazione dell'uscita viene solitamente aumentata con dei buffer di uscita.
- *Rumore di Fase (Phase Noise)*: analizzando lo spettro di un oscillatore dal punto di vista ideale ci si aspetta di trovare un impulso alla frequenza di oscillazione. La realtà è diversa, infatti l'impulso risulta allargato a causa del livello di Rumore di Fase prodotto dal circuito. L'obiettivo predominante nello sviluppo di nuovi oscillatori è raggiungere una sempre maggior performance in termini di Rumore di Fase, quindi ottenere un riferimento di frequenza sempre più preciso. Nel caso di oscillatori con tank risonante LC , il Rumore di Fase è inversamente proporzionale al fattore di qualità del tank Q , bisognerà quindi prestare particolare attenzione alla realizzazione del tank e cercare di massimizzare il suo valore di Q .
- *Forma d'onda di uscita*: solitamente non è prevista una particolare richiesta del tipo di forma d'onda per un oscillatore, l'importante è che l'attraversamento per lo zero dell'onda (zero-crossing), sia il più preciso possibile, richiamando quindi l'importanza che il circuito abbia

un basso Rumore di Fase. Quando è disponibile una forma d'onda con un passaggio per lo zero preciso, degli stadi successivi sono incaricati alla formazione della forma d'onda eventualmente desiderata.

1.2 Modellizzazione e Analisi Start-Up

L'analisi degli oscillatori armonici si basa su due modelli fondamentali:

- Modello a *Feedback*.
- Modello a *Resistenza Negativa*.

I due modelli sono da considerarsi equivalenti in quanto portano agli stessi risultati, però, a seconda della configurazione e delle caratteristiche dell'oscillatore in esame, risulta preferibile l'utilizzo di un modello a scapito del rimanente [6]. Il modello a Feedback mostrato in Figura 1.1 si applica quando nell'oscillatore è individuabile una rete di linea diretta e una di feedback [5]. Il sistema essendo instabile contiene poli a parte reale positiva e viene studiato osservando il guadagno d'anello secondo la seguente equazione:

$$T(s) = G(s) \cdot H(s) \tag{1.1}$$

Di conseguenza è quindi possibile porre la seguente relazione:

$$1 - T(s) = 0 \tag{1.2}$$

la quale permette di ricavare i poli del sistema.

Il modello a Resistenza Negativa invece si applica quando nell'oscillatore sono individuabili due blocchi principali, come mostrato in Figura 1.2, un blocco che identifica un circuito attivo e un blocco che definisce la frequenza di oscillazione [5]. La funzione del circuito attivo è quella di produrre una resistenza di piccolo segnale *negativa* nell'intorno del punto di lavoro dell'oscillatore e di definire, assieme al blocco che fissa la frequenza di oscillazione,

il mantenimento dell'oscillazione. Individuando nei due blocchi di interesse le impedenze $Z_a(s)$ e $Z_f(s)$, come mostrato in Figura 1.2, è possibile porre l'equazione caratteristica di un oscillatore a resistenza negativa:

$$Z_a(s) + Z_f(s) = 0 \quad (1.3)$$

Successivamente verranno date le condizioni che devono essere rispettate, nei due modelli di oscillatori, al fine di avere lo Start-Up dell'oscillazione e il suo corretto mantenimento nel tempo.

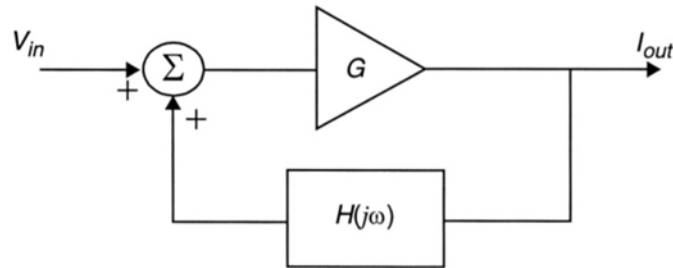


Fig. 1.1: Modello come sistema a feedback

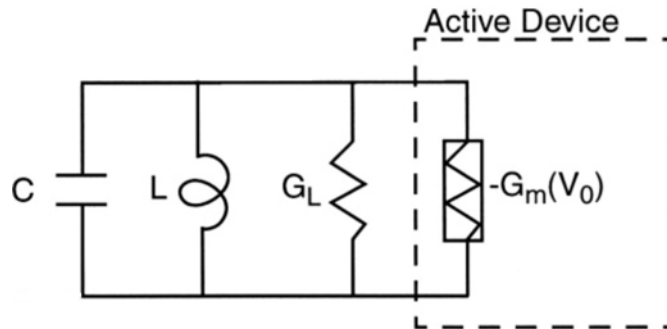


Fig. 1.2: Modello come sistema a resistenza negativa

1.2.1 Condizioni di Start-Up

Per quanto riguarda gli oscillatori modellizzati tramite rete di feedback le condizioni da porre per ricavare i vincoli sull'instabilità del circuito, dopo aver ricavato il guadagno d'anello del circuito, sono le seguenti [6]:

$$\text{Phase } \{T(\omega_z)\} = 0 \quad \text{Magnitude } \{T(\omega_z)\} > 1 \quad (1.4)$$

Dove T è il guadagno d'anello e ω_z individua la pulsazione alla quale la fase del guadagno d'anello attraversa lo zero. La relazione precedente è valida se esiste una unica ω_z , altrimenti è necessario uno studio più accurato del sistema per poter ricavare le condizioni per le quali si avvia l'oscillazione.

Per gli oscillatori modellizzabili con il modello a resistenza negativa invece, per ricavare le condizioni di Start-Up è necessario esprimere le due impedenze Z_a e Z_f nelle loro componenti resistive e reattive ossia $Z_a = R_a + jX_a$ e $Z_f = R_f + jX_f$. Le condizioni utilizzate per avere informazioni sull'instabilità del circuito sono le seguenti [6]:

$$R_a(\omega_x) + R_f(\omega_x) < 0 \quad (1.5a)$$

$$X_a(\omega_x) + X_f(\omega_x) = 0 \quad (1.5b)$$

dove ω_z rappresenta la pulsazione alla quale la totale reattanza ($X_a + X_f$) si annulla.

1.3 Rumore di Fase (Phase Noise)

Avere una buona performance in termini di Phase Noise per un oscillatore è fondamentale. In un circuito reale ci sono vari contributi di rumore che si vanno a sommare definendo la prestazione di rumore di fase. Il rumore di fase è interpretabile come la precisione con la quale il segnale generato dall'oscillatore, nel dominio del tempo, passa per lo zero. Idealmente, con il susseguirsi dei periodi del segnale, i passaggi per lo zero saranno sempre nello stesso punto, a lato pratico invece sarà presente un'incertezza sull'attraversamento per lo zero, come mostrato in Figura 1.3. Ottenere un oscillatore con un basso rumore di fase comporta avere un jitter sull'attraversamento per lo zero nel dominio del tempo sempre minore, portando così un riferimento di frequenza sempre più preciso [7]. Idealmente nel dominio della frequenza un

oscillatore è rappresentato come una riga alla frequenza di oscillazione. Un modello per trattare il rumore di fase è stato proposto da Leeson[8], il quale lega il rumore interno del circuito a una modulazione di fase indesiderata alla frequenza dell'oscillatore. Considerando l'oscillatore come un sistema composto da un blocco di amplificazione e un feedback, è possibile definire il fattore di rumore F [8] come segue:

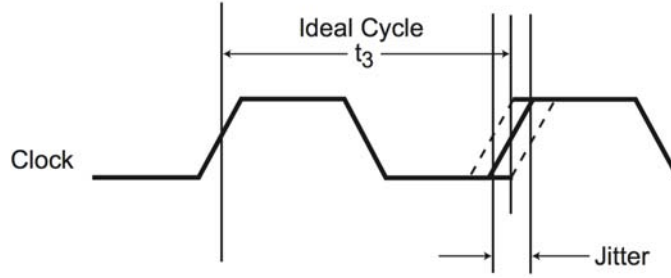


Fig. 1.3: Incertezza sull'attraversamento per lo zero di un segnale di clock

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{GkTB} \quad (1.6)$$

dove N individua il rumore, G il guadagno e B la banda all'interno della quale si calcola il contributo di rumore. Il rumore di fase a 1Hz di banda produce una variazione di fase[9] pari a:

$$\Delta\theta_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{FkT}{P_{sav}}} \quad (1.7)$$

e con il modello di Leeson è possibile estrarre la densità spettrale del rumore di fase:

$$\Delta\theta_{RMS,total} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{FkT}{P_{sav}}} \quad (1.8)$$

$$S_{\theta}(f_m) = \Delta\theta_{RMS}^2 = \frac{FkT}{P_{sav}} \quad (1.9)$$

dove f_m è la frequenza di offset dalla portante. Quando si osserva la modulazione di frequenza vicino alla portante si ha che $S_\theta(f_m)$ presenta una componente flicker di tipo $\frac{1}{f}$, descritta in maniera empirica dalla frequenza di angolo f_c . Comprendendo anche questo contributo oltre che alla sola presenza del blocco amplificatore, la densità spettrale di rumore diventa:

$$S_\theta(f_m) = \Delta\theta_{RMS}^2 = \frac{FkT}{P_{sav}} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad (1.10)$$

In questa relazione non è ancora compresa la conversione del rumore AM to PM [10] e il contributo da parte del tank risuonatore. Aggiungendo il contributo del tank si ha che il rumore di fase alla frequenza di offset f_m dalla portante è:

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L}\right)^2\right] S_\theta(f_m) \quad (1.11)$$

dove Q_L rappresenta il fattore di qualità dell'induttore. Nel caso in cui il fattore di qualità dell'induttore fosse basso, la banda del risuonatore risulterebbe maggiore della frequenza di angolo f_c , la densità spettrale avrà quindi una dipendenza da $\frac{1}{f^3}$ e successivamente da $\frac{1}{f^2}$ nella vicinanza della portante. Nel caso di alto valore di Q_L ci sarà prima la regione con dipendenza da $\frac{1}{f^3}$ e poi quella con dipendenza $\frac{1}{f}$ [9].

La formula globale individuata da Leeson comprendente di tutti i contributi è:

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{FkT}{2P_{sav}} \left[\frac{f^2 f_c}{f_m^3 4Q_L} + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L}\right)^2 + \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \right] \quad (1.12)$$

Il modello sopra presentato si riferisce a sistemi di tipo LTI, un oscillatore però è un sistema non lineare e tempo variante, quindi considerarlo un sistema LTI è un'ipotesi troppo semplicistica. Un modello che tiene conto della

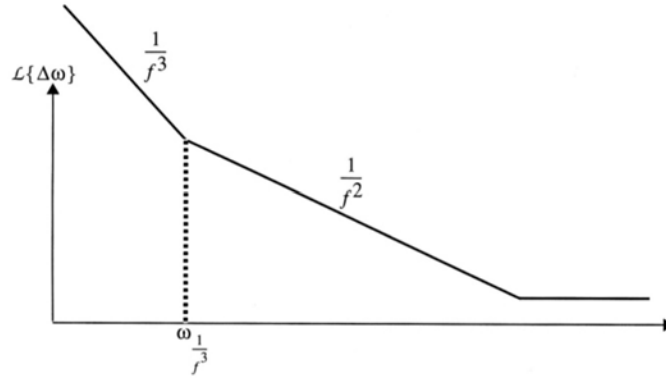


Fig. 1.4: Spettro del Rumore di Fase

non linearità e tempo varianza del sistema è quello proposto da Hajimiri e Lee [11]. Questo modello si basa sull'effetto che ha un impulso di rumore su un segnale periodico. In Figura 1.5a e in Figura 1.5b è mostrato come tale impulso, se iniettato nell'istante temporale che coincide con il picco del segnale, allora non viene causata modulazione di fase ma solamente modulazione di ampiezza. Alternativamente se l'impulso di corrente viene iniettato nell'istante temporale in cui il segnale passa per lo zero, la modulazione della fase risulta massima. Nel modello "Hajimiri-Lee" viene introdotta la *ISF* (Impulse Sensitivity Function) la quale è una funzione periodica e si differenzia per ogni tipologia di oscillatore. Questa funzione *ISF* assume valore massimo quando la modulazione di fase causata dal rumore è massima, ossia quando l'impulso di rumore viene introdotto al passaggio per lo zero della forma d'onda di tensione. Questa teoria permette l'utilizzo delle seguenti formule per caratterizzare la regione $\frac{1}{f^3}$ e $\frac{1}{f^2}$:

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[\frac{C_0}{q_{max}^2} \frac{i_n^2}{\Delta f} 8 f_m^2 \frac{\omega_1}{f_m} \right] \quad \text{regione } \frac{1}{f^3} \quad (1.13)$$

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[10 \log \left[\frac{\Gamma_{rms}^2}{q_{max}^2} \frac{i_n^2}{4 f_m^2} \right] \right] \quad \text{regione } \frac{1}{f^2} \quad (1.14)$$

dove:

- $i_n^2/\Delta f$ = densità spettrale del rumore.

- Δf = banda del rumore.
- $\Gamma(x) = C_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(nx + \theta_n) = \text{ISF}$.
- $\Gamma_{rms}^2 = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 = \text{valore RMS di } \Gamma(x)$.
- C_n = coefficienti della serie di Fourier.
- C_0 = coefficiente ordine zero della ISF.
- θ_n = fase dell'n-esima armonica.
- f_m = offset dalla fondamentale.
- $\omega_{\frac{1}{f}}$ = frequenza di angolo flicker.
- q_{max} = massima carica immagazzinata nel condensatore del tank.

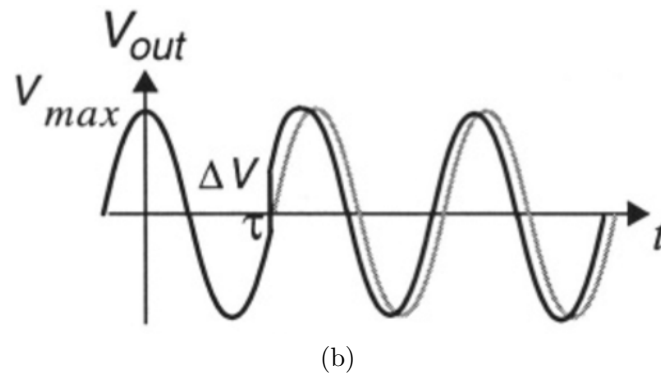
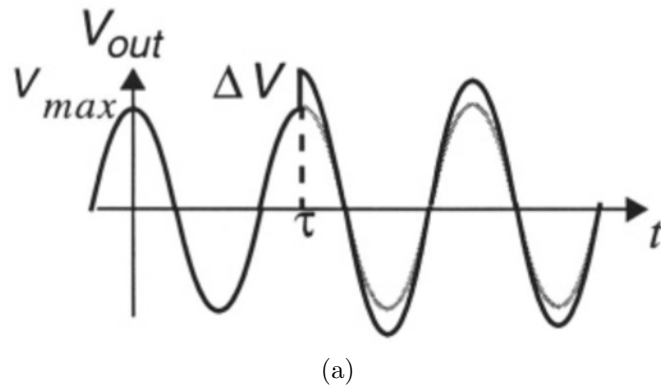


Fig. 1.5: Riposta all'impulso di rumore in diversi istanti temporali

Se a questo modello si pongono le semplificazioni valide per il modello LTI proposto da Leeson, la formula diventa:

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10\log \left[\frac{1}{2} \frac{kT}{V_{max}^2} \frac{1}{R_T (C_T \omega_0)^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2 \right] \quad (1.15)$$

dove R_T è la resistenza equivalente del tank vista in modo differenziale, e il relativo fattore di qualità del tank è $Q = R_T \sqrt{\frac{C_T}{L_T}}$. La formula mostra come sia estremamente importante per ottenere un'elevata ampiezza di oscillazione, utilizzare un tank con alto fattore di merito in modo da avere un grande valore di R_T .

1.4 Il Risuonatore Parallelo

Come mostrato nelle precedenti sezioni, il fattore di qualità del tank risonante ha un ruolo di fondamentale importanza se si vuole ottenere una buona prestazione in termini di rumore di fase. In un sistema risonante il fattore di merito Q ha valore tanto più alto quanto il sistema è in grado di mantenere l'energia immagazzinata al suo interno al passare dei cicli di oscillazione. E' possibile definire il fattore di qualità di un tank come il rapporto tra l'energia immagazzinata nel sistema con l'energia persa per ogni ciclo di oscillazione [12].

$$Q = \omega \frac{\text{Energia immagazzinata nel tank}}{\text{Energia persa in un ciclo di oscillazione}} \quad (1.16)$$

Prendendo in considerazione un tank risonante di tipo parallelo è possibile individuare dalla Figura 1.6 la resistenza differenziale R_T . Per valori di R_T elevati il sistema risona con poche perdite, mentre se R_T ha un valore ridotto, più corrente scorrerà sulla resistenza causando un aumento complessivo delle perdite e un deterioramento di Q .

E' possibile ricavare una definizione più specifica di Q dall'energia immagazzinata nel tank, essa è individuata dalla formula:

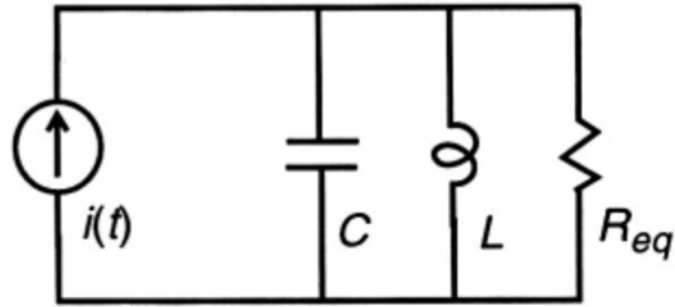


Fig. 1.6: Tank parallelo

$$E_{tot} = \frac{1}{2}C(I_{pk}R_T)^2 \quad (1.17)$$

dove $I_{pk}R_T$ è la tensione di picco ai capi del condensatore. L'energia persa per ogni ciclo di oscillazione è invece l'energia dissipata dalla resistenza, individuabile come:

$$P_{avg} = \frac{1}{2}R_T I_{pk}^2 \quad (1.18)$$

ma allora è possibile ricavare una nuova espressione per il fattore di merito:

$$Q = \frac{R_T}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (1.19)$$

Ribadendo quindi l'importanza di avere un tank con elevato valore di Q bisogna capire in che modo, a lato pratico, raggiungere questo obiettivo. Un induttore integrato può essere modellizzato come la serie di un induttore, una resistenza parassita e una capacità parassita, costituendo quindi un tank risonante di tipo serie. Il fattore di qualità per un tale tank è individuato da:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_s} \quad (1.20)$$

dove R_s individua la resistenza parassita serie dell'induttore. Si nota quindi come sia fondamentale ridurre al minimo la resistenza parassita serie, permettendo così di avere un elevato fattore di merito Q .

Rimane comunque possibile passare da una rappresentazione del tank di tipo serie a una di tipo parallelo utilizzando la nota formula:

$$R_T = R_s(1 + Q^2) \tag{1.21}$$

dove R_T è la resistenza equivalente parallelo del tank.

Capitolo 2

Analisi e Progetto

2.1 La scelta circuitale

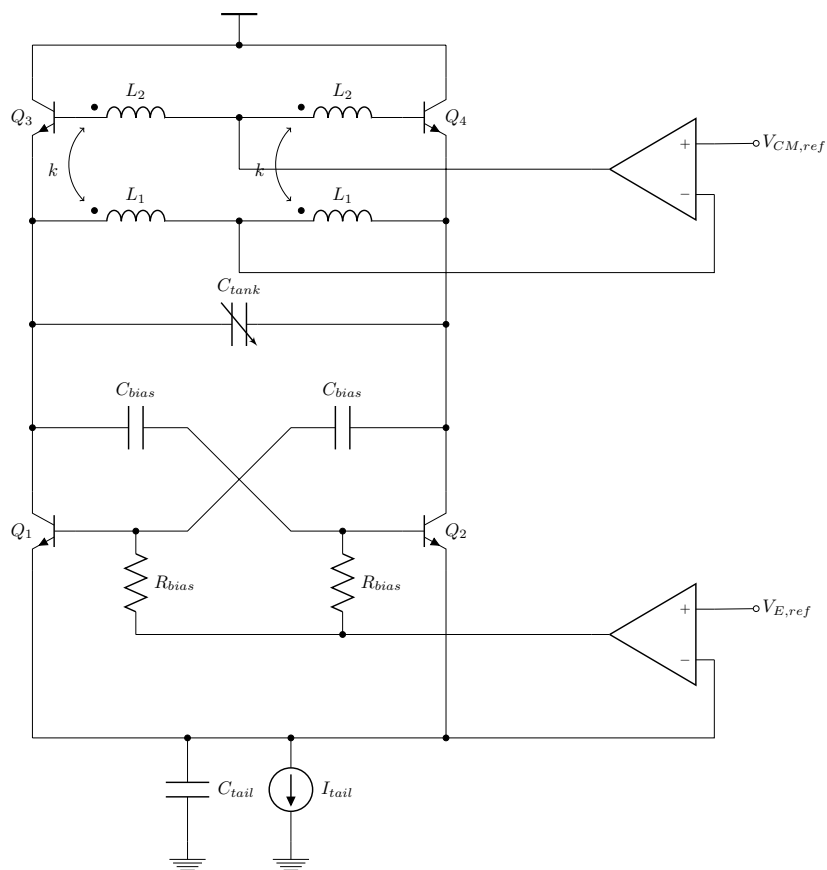


Fig. 2.1: Schema circuitale completo

2.1.1 Motivazione della scelta

La topologia presentata in Figura 2.1 nasce come alternativa con dispositivi bipolari alla topologia Push-Pull CMOS [13] già presente in letteratura. Con i transistor mosfet sono già state realizzate e studiate le topologie di oscillatori a singola e doppia coppia incrociata, quindi, data la presenza in letteratura di un oscillatore a singola coppia incrociata realizzato tramite transistor bipolari [14], è naturale chiedersi se con la medesima tecnologia è possibile realizzarne una topologia Push-Pull, con i conseguenti vantaggi che ne derivano [15]. Il vantaggio principale che si ha dall'utilizzo dell'architettura Push-Pull rispetto alla topologia a singola coppia incrociata, indipendentemente dal tipo di dispositivo utilizzato, è il seguente:

- A parità di ampiezza di oscillazione l'oscillatore richiede metà corrente di bias.

Dovendo quindi ricorrere ai processi produttivi di dispositivi bipolari, ci si scontra inevitabilmente con quelli che sono i loro vincoli tecnologici: non è possibile realizzare dispositivi npn e pnp con le medesime caratteristiche. E' stato quindi necessario adottare una tecnologia che predilige uno specifico componente a scapito del rimanente. La tecnologia utilizzata, oltre che ad altri dispositivi, mette a disposizione dei transistor bipolari npn e pnp:

- Tecnologia bipolare in SiGe *INFINEON (b7hf200)*.

I dispositivi npn forniti dalla tecnologia hanno delle performance, in termini di velocità, migliori dei pnp [17]. Volendo quindi realizzare la versione dell'oscillatore a doppia coppia incrociata CMOS, ma con l'utilizzo di soli bjt npn, si è dovuto aggiungere una coppia di transistor in configurazione Collettore Comune. Tali dispositivi realizzano un feedback non invertente grazie all'utilizzo ulteriore di due mutui induttori L_1 e L_2 . Non è necessaria la presenza del feedback incrociato come nella coppia inferiore in quanto i due follower superiori non sono invertenti, la convenzione sui mutui induttori deve quindi essere tale da garantire una retroazione non invertente. L'utilizzo dei mutui induttori porta molteplici vantaggi:

- Permette di separare il valore dc della tensione di modo comune all'uscita dalla tensione di bias necessaria per polarizzare in base i bjt Q_3 e Q_4 .
- Variando la dimensione dei mutui induttori si può variare il rapporto di trasformazione $1 : n$ ottenendo un trasformatore di tipo step-up oppure step-down [15].

Strutturare il trasformatore con un rapporto di trasformazione $n > 1$ (step-up) ha un'utilità, infatti:

- Aumenta il guadagno d'anello a piccolo segnale dell'anello di bias, facilitando così l'innesco delle condizioni per le quali avviene lo Start-Up dell'oscillatore.
- Permette di avere una riduzione del contributo di rumore di fase portato da Q_3 e Q_4 .
- Lo swing di tensione in base a Q_3 e Q_4 è maggiore rispetto all'emettitore, favorendo così il funzionamento in classe C dei dispositivi.

Nello schema elettrico di riferimento sono presenti anche due anelli di controllo per il bias [14], il loro ruolo è quello di regolare in maniera ottimale il bias dei transistor. L'anello inferiore tiene sotto controllo la tensione necessaria a I_{bias} per lavorare correttamente, mentre l'anello superiore fissa la tensione di modo comune dell'uscita. Entrambi gli anelli svolgono il ruolo di regolatori di tensione.

Focus sul Breakdown

Quando l'ampiezza di oscillazione è limitata dalla tensione di break down tra collettore ed emettitore dei dispositivi, l'architettura Push-Pull risulta migliore rispetto a quella con singola coppia incrociata, in quanto permette di distribuire meglio la tensione tra i bjt della coppia inferiore e superiore fissando il modo comune di uscita in maniera opportuna, garantendo così una maggiore ampiezza di oscillazione differenziale. Per quanto riguarda il

fenomeno del break down sul singolo dispositivo: all'interno di un oscillatore i bjt vengono utilizzati come interruttori. Con questo regime di funzionamento si ha un aumento della tensione di break down tra collettore ed emettitore, rispetto all'utilizzo del bjt come amplificatore [16]. Quando al collettore c'è il picco della tensione di oscillazione, il bjt in questione risulta spento e la sua corrente di base nulla. Nella Figura 2.2 si ha la caratteristica V_{CB} vs I_C classica, per diverse correnti i base, insieme alla medesima caratteristica nel caso di corrente di base nulla. Questo fenomeno si verifica perché, quando il collettore è a elevata tensione, la V_{BE} si trova a bassa tensione, entrambe le giunzioni del bjt sono polarizzate inversamente, quindi la giunzione base collettore si trova a regolare il fenomeno del break down in quanto la tensione inversa che è in grado di sopportare è maggiore di quella che può sopportare la giunzione collettore emettitore.

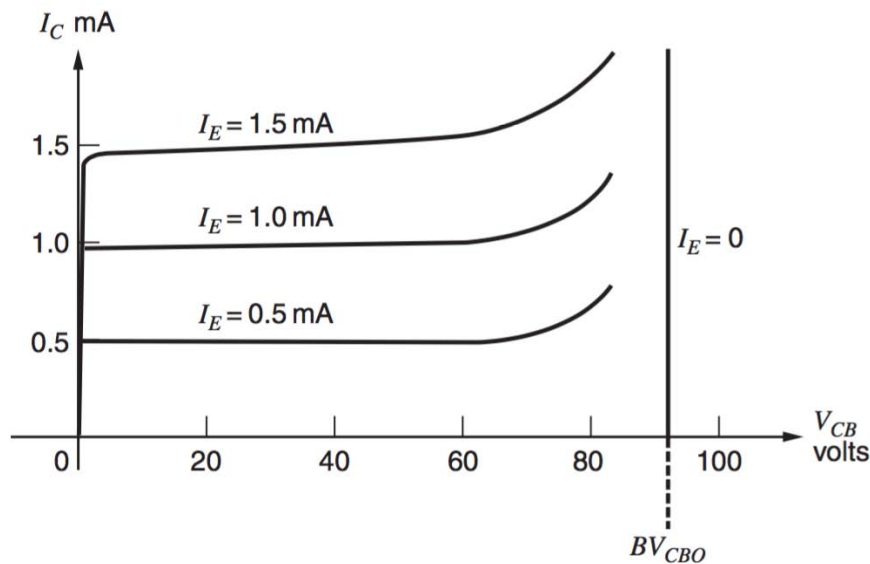


Fig. 2.2: Caratteristica I_C vs V_{CB} con $I_B = 0$

2.1.2 La tecnologia utilizzata

La tecnologia utilizzata è la *b7h200* fornita da *INFINEON*, è basata sugli elementi di Silicio-Germanio (SiGe), i quali permettono la realizzazione di dispositivi bipolari veloci. Questa tecnologia è solitamente utilizzata per applicazioni radar in ambito automotive, operanti alla frequenza di $\sim 77 \div 80 GHz$, come VCOs e Mixers. I transistor portati dalla tecnologia presentano una

configurazione a doppio polisilicio tra emettitore e base consentendo così di limitare i parametri parassiti, inoltre l'emettitore termina su un contatto monocristallino in modo da garantire una bassa resistenza di emettitore. La tecnologia fornisce, oltre a tre tipologie di bjt *npn*, resistenze in polisilicio oppure in tantalio, condensatori MIM, bjt *pnp* con solo due dimensioni concesse e diodi varactor [17].

Tabella 2.1: Componenti forniti dalla tecnologia

npn1	$f_T = 200\text{GHz}, BV_{CB0} = 5.8\text{V}$
npn2	$f_T = 135\text{GHz}, BV_{CB0} = 8.3\text{V}$
npn3	$f_T = 80\text{GHz}, BV_{CB0} = 10.5\text{V}$
poly R1	150 Ohm/sq
poly R2	1000 Ohm/sq
TaN R3	20 Ohm/sq
MIM	1.4 fF/ μm^2
4 layer Cu	600, 600, 1200, 2500 nm

Fissata una dimensione per l'area di emettitore di un bjt npn: $L = 2.6\mu\text{m}$ e $W = 0.14\mu\text{m}$, si ha la caratteristica di uscita di Figura 2.4, dalla quale è possibile individuare [17]:

- $V_{CEsat} \simeq 200\text{mV}$
- $BV_{CE} = 1.7\text{V}$

Inoltre, è possibile ricavare dal Gummel-Plot di Figura 2.5 il guadagno di corrente [16]:

- $\beta \simeq 250$

Osservando il Gummel-Plot si nota come sia conveniente polarizzare il bjt con una V_{BE} che sia compresa tra $0.75 \div 0.8\text{V}$, in questo modo il dispositivo lavora a cavallo tra la regione 2 e 3, ed è possibile sfruttare al massimo le

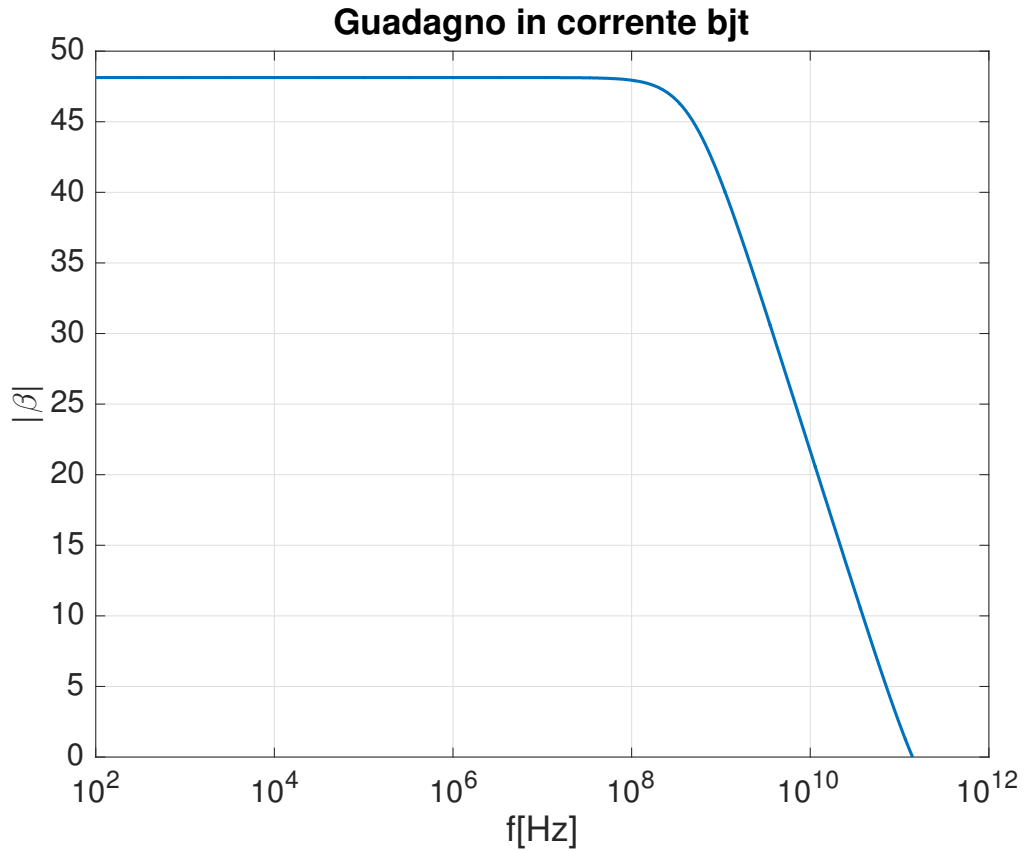


Fig. 2.3: Guadagno di corrente bjt npn1s: $W = 0.35\mu\text{m}$, $L = 5\mu\text{m}$, $V_{CE} = 1\text{V}$, $I_C = 5\text{mA}$

potenzialità del dispositivo in quanto massimizza il guadagno di corrente β .

2.1.3 Realizzazione della frequenza variabile

Un oscillatore può essere in grado di fornire diverse frequenze di oscillazione a causa delle numerose applicazioni che lo richiedono. A tal proposito, per variare la frequenza di oscillazione, la quale è data dalla generica formula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

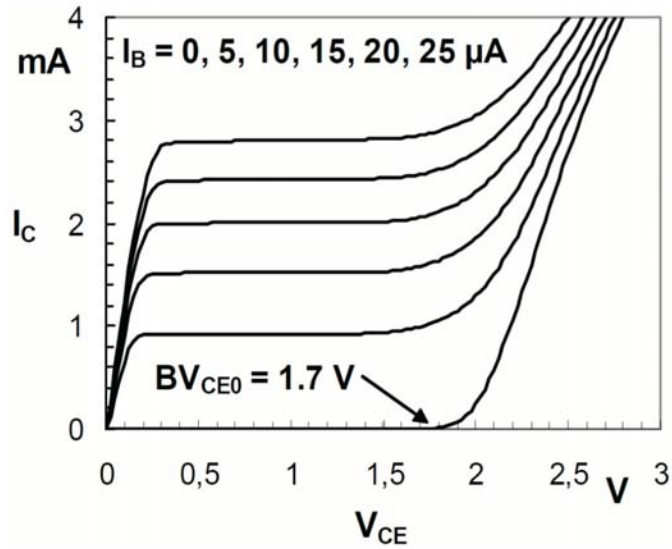


Fig. 2.4: Caratteristica di uscita bjt npn1s

data la difficile implementazione di un'induttanza variabile, per ottenere la frequenza variabile, si cerca di far variare la capacità. E' possibile realizzare la capacità variabile con una coppia di diodi varactor forniti dalla tecnologia e connessi tra di loro al catodo, in modo da essere pilotati da una tensione di controllo. Un diodo varactor è una giunzione pn polarizzata in inversa, che sfrutta la capacità ricavata dal variare della larghezza della regione di carica spaziale. Variando la tensione di polarizzazione inversa della giunzione è quindi possibile ottenere per elevate tensioni inverse bassa capacità (W_{rcs} elevata), mentre per basse tensioni inverse valori più elevati di capacità (W_{rcs} bassa). Una prima soluzione per realizzare la capacità variabile può essere quella di sostituire direttamente il varactor a C_t [14], come in Figura 2.7a, riferendosi ad un oscillatore il quale modo comune di uscita sia fissato alla tensione di alimentazione. Questa prima soluzione non è adatta, in quanto per elevate ampiezze di oscillazione il varactor viene polarizzato direttamente per una parte del ciclo di oscillazione, causando una forte degradazione del fattore di qualità del condensatore, come mostrato in Figura 2.6 e di conseguenza del tank risonante. Essendo il varactor una giunzione pn , se polarizzato in diretta si presenta ai capi del tank come un carico resistivo, di valore molto basso, in parallelo alla resistenza del tank. La resistenza di tank risulta quindi complessivamente più bassa, causando la diminuzione

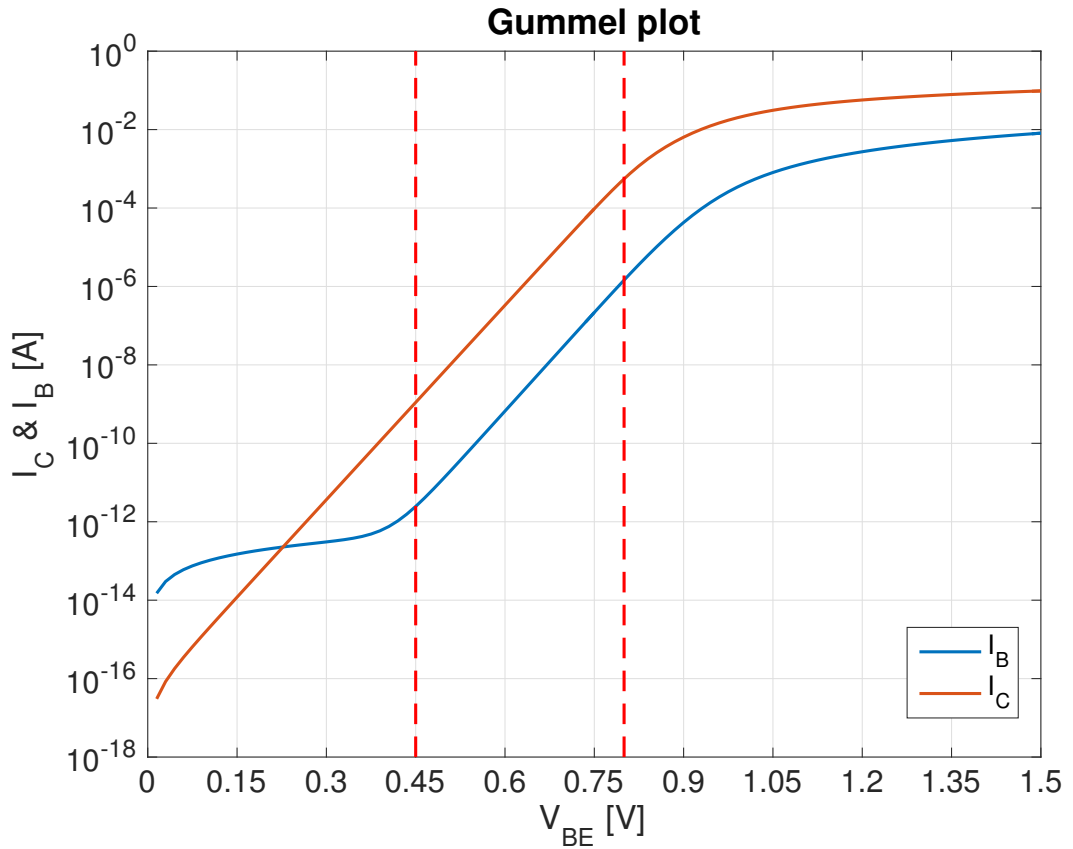


Fig. 2.5: Gummel-Plot bjt npn1s

del fattore di qualità del tank e la conseguente perdita delle performance in termini di rumore di fase dell'oscillatore.

Risulta quindi necessario individuare una soluzione che permetta di evitare assolutamente l'entrata in polarizzazione diretta dei dispositivi varactor. La soluzione scelta è quella di Figura 2.7b che va direttamente in sostituzione di C_t [14]. Si nota come l'uso di un trasformatore magnetico risolva nettamente il problema della polarizzazione diretta del varactor, infatti ponendo la porta presa centrale a massa si garantisce di avere il bias dell'anodo a una tensione sempre più bassa di quella variabile da V_{tune} al catodo (0 V), è quindi possibile spaziare tutti i valori di tensione disponibili per variare la capacità (0 ÷ 3.3 V). Inoltre, data la presenza del trasformatore magnetico è possibile scegliere un rapporto di trasformazione tra primario e secondario $n < 1$, in questo

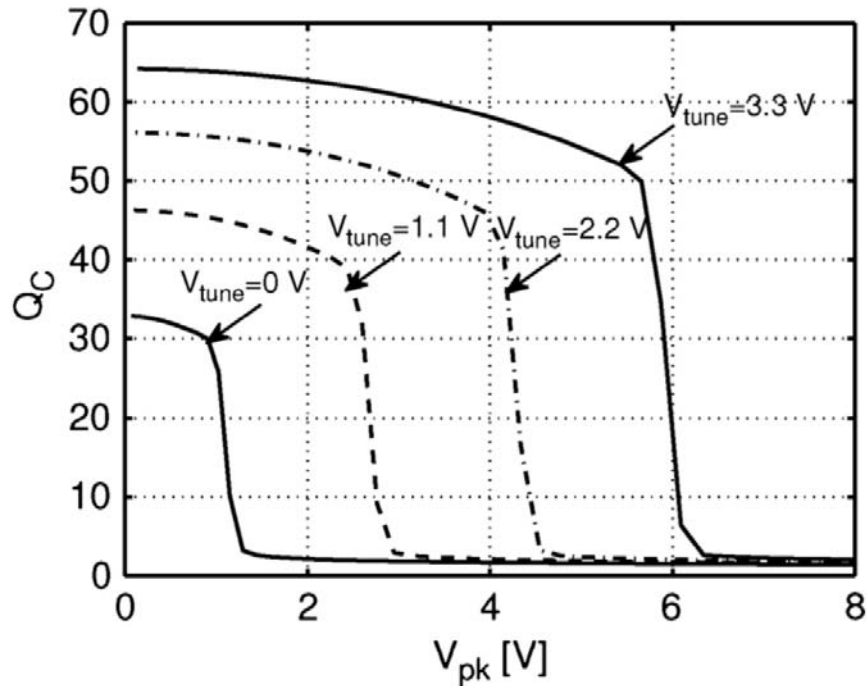


Fig. 2.6: Fattore di qualità del varactor a diversi valori di V_{tune}

modo lo swing di tensione ai capi del varactor è minore rispetto allo swing di uscita dell'oscillatore, prevenendo così la possibilità che la giunzione venga polarizzata direttamente in caso di elevate ampiezze di oscillazione.

2.1.4 Massima ampiezza ottenibile

Lo schema circuitale in esame, emulando un'architettura complementare, ha un limite per quanto riguarda la massima ampiezza di oscillazione sostenibile. L'ampiezza di oscillazione deve essere tale da non mandare mai, durante il periodo di oscillazione, i bjt in zona di saturazione, altrimenti si ha un forte deterioramento della performance di rumore di fase. Bisogna garantire inoltre una tensione minima al generatore di corrente di bias per permettergli di funzionare correttamente. Questi due vincoli limitano lo span di tensioni assumibili dall'uscita. Per il generatore di corrente di bias, che sarà uno specchio di corrente, bisogna riservare 500mV, mentre per i bjt bisogna garantire che ai loro capi non cadano mai meno di 200mV, pena la saturazione. A seguito di questi vincoli si ha la situazione di Figura 2.8 in riferimento alla

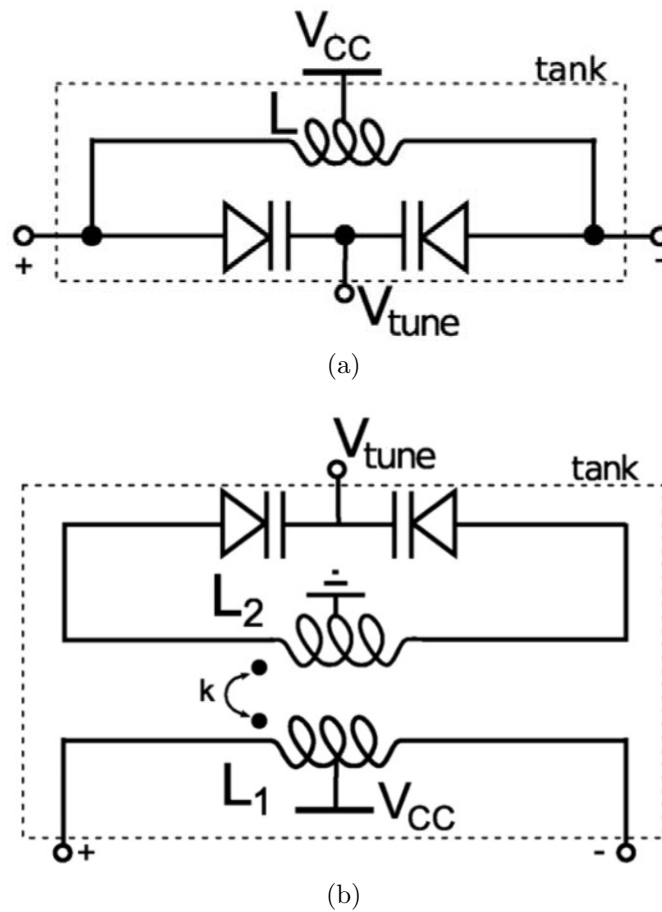


Fig. 2.7: Possibili realizzazioni della frequenza variabile mediante varactor

tensione di uscita single-ended dell'oscillatore. Per massimizzare l'ampiezza di oscillazione conviene fissare la tensione di modo comune esattamente a metà tra il valore massimo e il minimo consentito. In questo modo si hanno quindi anche i riferimenti di tensione da imporre agli anelli di controllo:

Tabella 2.2: Tensioni di riferimento imposte dal Bias

$V_{E,ref}$	$V_{CM,ref}$
$500mV$	$1.9V$

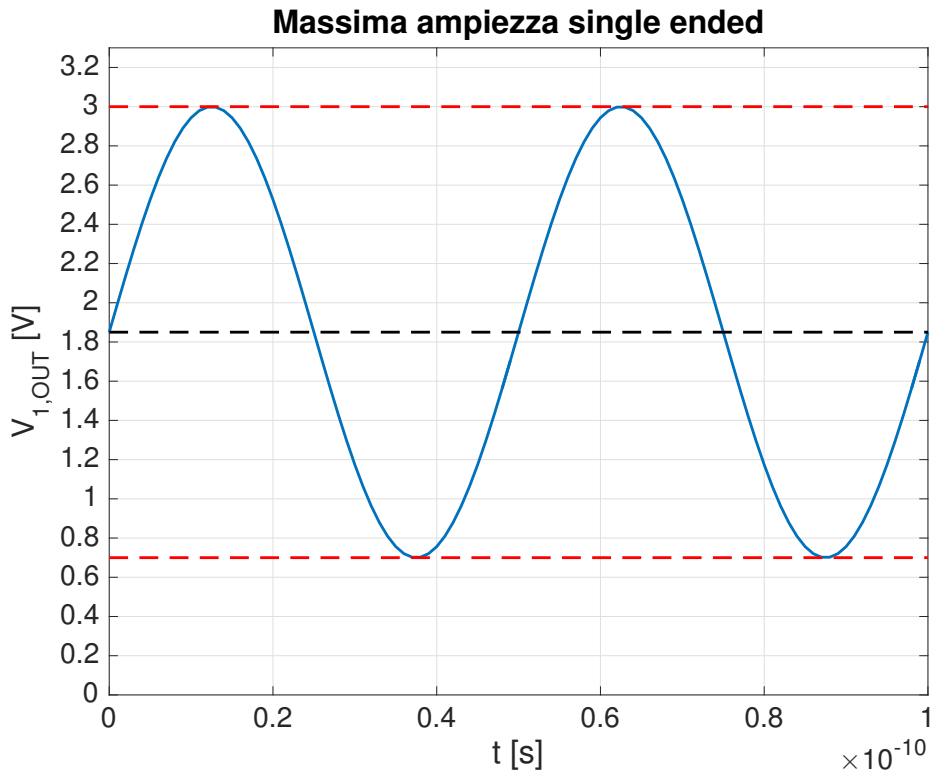


Fig. 2.8: Massima ampiezza single ended ammessa dalla topologia

2.2 Analisi delle condizioni di Start-Up

2.2.1 Ipotesi

Viene presentata una prima analisi delle condizioni di Start-Up, per migliorare successivamente il modello con l'obiettivo di affinare il parallelismo tra conti manuali e simulazione. Le ipotesi semplificative prese in considerazione sono le seguenti:

- $k = 1$, non esiste flusso magnetico disperso, i mutui induttori si accoppiano perfettamente ($1 : n$).
- Non presente induttanza di dispersione al secondario (L_d).
- C_T , capacità differenziale di tank, comprende tutti i contributi parassiti.
- R_T , resistenza differenziale di bias, disponibile in maniera esplicita.

- Bias (R_{bias} e C_{bias}) non presente.
- Si considera il bjt come un transconduttore ideale (Figura 2.9).

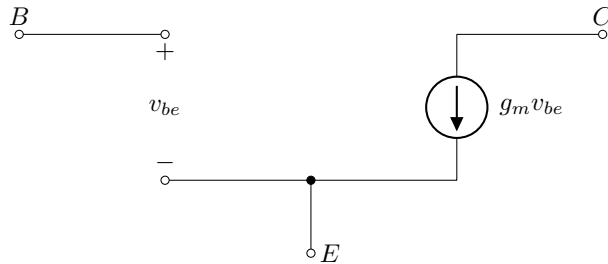


Fig. 2.9: Modello del bjt come transconduttore ideale

2.2.2 Modello ai piccoli segnali e risultati

Per l'analisi di piccolo segnale il circuito viene riportato alla sua versione single-ended, al fine di facilitarne l'analisi. Nel circuito di Figura 2.11 si individua la conduttanza totale riferita single-ended della coppia incrociata inferiore G_a , la quale è già presente ed è già stata studiata in letteratura. Invece la conduttanza che si vede al primario del trasformatore va ricavata analiticamente. Ricavare G_b serve per poter comprendere il suo effetto all'interno delle condizioni, ricavate nel capitolo introduttivo, per le quali avviene lo Start-Up dell'oscillatore. Osservando quindi la Figura 2.12 è possibile ricavare il valore di G_b :

$$\begin{cases} v_{be} = nv_t - v_t = v_t(n - 1) \\ g_m v_{be} = -i_t \end{cases} \Rightarrow G_b = \frac{i_t}{v_t} = -g_m(n - 1)$$

Mettendo insieme il risultato su G_b e ricordando che $G_a = -g_m$ si ha lo schema di Figura 2.10 , la condizione da porre è quindi:

$$\begin{aligned}
 G_{TOT} < -G_T &\Rightarrow G_a + G_b < -G_T \Rightarrow -g_m - g_m(n-1) < -\frac{2}{R_T} \\
 &\Rightarrow \frac{g_m}{2} R_T n > 1
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

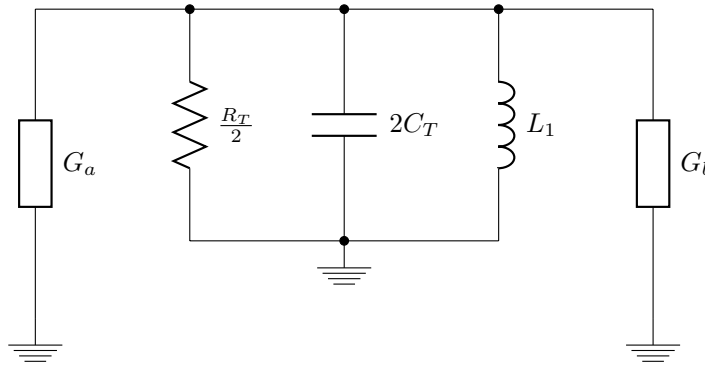


Fig. 2.10: Schema complessivo ai piccoli segnali dell'analisi di Start-Up

Osservando la condizione di Start-Up si nota come il fattore di trasformazione, $n > 1$, del trasformatore sia un elemento che aiuta l'innesco dell'oscillazione. L'attenzione è però focalizzata sul valore di g_m minimo che devono avere i bjt per permettere l'avvio dell'oscillazione: il vincolo su g_m si traduce in un vincolo sulla corrente di collettore che attraversa i bjt dell'oscillatore, che di conseguenza è una condizione sulla corrente di bias. Trovato il vincolo su I_{bias} è comunque ragionevole prendere un certo margine da tale valore, in modo da assicurare l'effettivo verificarsi dello Start-Up.

2.2.3 Analisi con modello più accurato

Ipotesi

I risultati esposti nel paragrafo precedente sono riferiti a ipotesi poco restrittive. Si può quindi rendere le ipotesi meno teoriche e più vicine alla

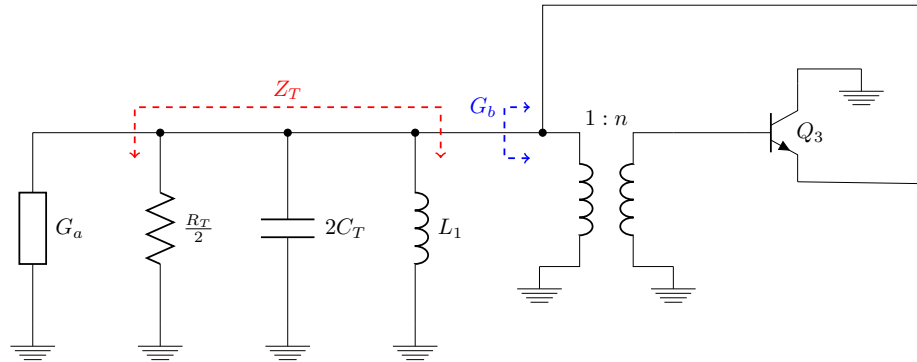


Fig. 2.11: Schema ai piccoli segnali di partenza nell'analisi dello Start-Up

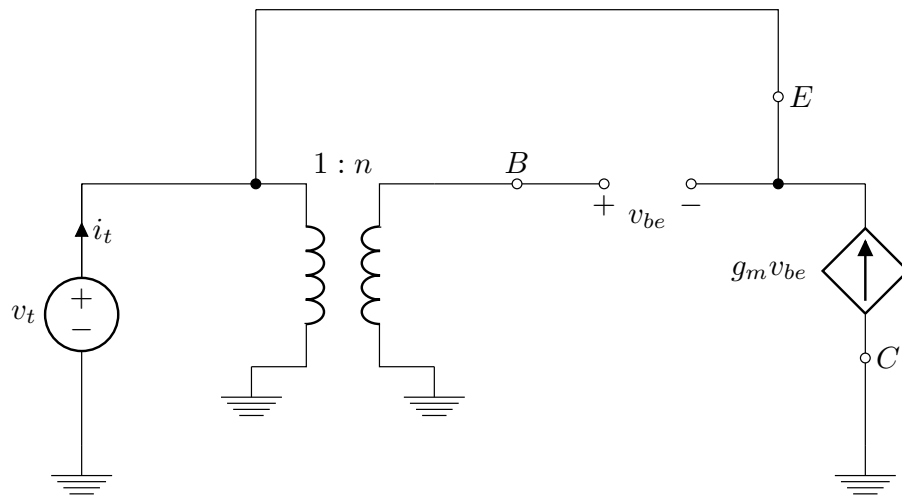


Fig. 2.12: Schema ai piccoli segnali di arrivo nell'analisi di G_b

situazione reale, prestando attenzione a non aggiungere vincoli superflui, i quali rischierebbero di complicare inutilmente l'analisi. Le ipotesi prese in considerazione sono le seguenti:

- $k < 1$, esiste flusso magnetico disperso, i mutui induttori non si accoppiano perfettamente ($1 : nk$).
- Presente induttanza di dispersione al secondario (L_d).
- Presente C_π , capacità parassita tra base ed emettitore del bjt.

- bjt considerato con un modello ai piccoli segnali più completo, (Figura 2.13).

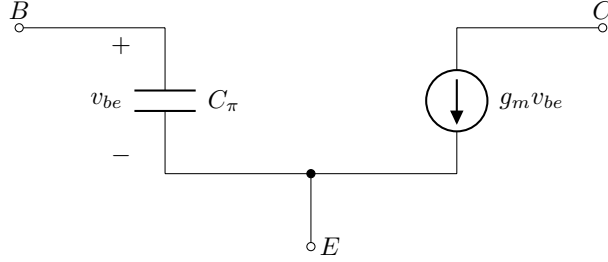


Fig. 2.13: Modello più accurato del bjt

Modello ai piccoli segnali e risultati

I passi di analisi seguiti sono gli stessi del paragrafo precedente, si arriva quindi allo schema single-ended di Figura 2.14 per ricavare la forma di G_b più completa. Le equazioni che si ricavano sono le seguenti:

$$\frac{i_t}{v_t} = (nk - 1) \frac{sC_\pi(nk - 1) - g_m}{1 + s^2L_dC_\pi} = -\frac{g_m(nk - 1)}{1 - \omega^2L_dC_\pi} + j\frac{\omega C_\pi(nk - 1)^2}{1 - \omega^2L_dC_\pi}$$

$$\Rightarrow B_b = \text{Im} \left\{ \frac{i_t}{v_t} \right\} = \frac{\omega C_\pi(nk - 1)^2}{1 - \omega^2L_dC_\pi} \quad (2.3)$$

$$\Rightarrow G_b = \text{Re} \left\{ \frac{i_t}{v_t} \right\} = -\frac{g_m(nk - 1)}{1 - \omega^2L_dC_\pi} \quad (2.4)$$

La presenza di una suscettanza capacitiva fa intuire che la pulsazione di oscillazione sarà leggermente diversa da quella che ci si aspetta, bisognerà aggiustare il valore della capacità di tank C_T di conseguenza. Osservando il denominatore della parte immaginaria si nota la presenza di un'ulteriore pulsazione di risonanza costituita dagli elementi parassiti L_d e C_π :

$$1 + s^2 L_d C_\pi \Rightarrow 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^{*2}} \text{ con } \omega^* = \frac{1}{\sqrt{L_d C_\pi}} \quad (2.5)$$

Nel caso in cui ω_0 , pulsazione di oscillazione, fosse maggiore della pulsazione parassita ω^* si avrebbe un cambio di segno nella suscettanza vista dal trasformatore, facendola passare da capacitiva a induttiva. Quando $\omega_0 > \omega^*$ il cambio di segno della parte immaginaria dell'ammettenza vista al primario non è di particolare rilevanza. La questione è molto diversa per quanto riguarda il cambio di segno della conduttanza, la quale avendo lo stesso denominatore della suscettanza, passerebbe da avere un segno negativo a uno positivo, rendendo così la parte di circuito superiore una rete con perdite, rovinando le performance di rumore di fase. Bisogna quindi assicurare che $\omega_0 < \omega^*$ per sfruttare la presenza di Q_3 e Q_4 . Per facilitare questo tipo di condizione è necessario che il coefficiente di accoppiamento magnetico k sia il più grande possibile, in modo da minimizzare l'induttanza di dispersione $L_d = L_2(1 - k^2)$. Dopo queste osservazioni è possibile ricavare le condizioni di Start-Up con il modello più più specifico, imponendo le stesse disequazioni del caso semplificato si ricava:

$$\begin{aligned} G_{TOT} < -G_T &\Rightarrow G_a + G_b < -G_T \Rightarrow -g_m - \frac{g_m(nk - 1)}{1 - \omega^2 L_d C_\pi} < -\frac{2}{R_T} \\ &\Rightarrow g_m R_T \left[1 + \frac{nk - 1}{1 - \omega^2 L_d C_\pi} \right] > 1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Questa nuova condizione di Start-Up è più dettagliata della precedente anche se a fini pratici, a causa dei valori degli elementi parassiti, vale la seguente relazione:

$$\omega^2 L_d C_\pi \ll 1 \quad (2.7)$$

Sotto tale condizione si ha la coincidenza tra i due modelli presentati. Anche nel caso in cui la disuguaglianza 2.6 non fosse completamente soddisfatta,

se si usa il modello semplificato per studiare lo Start-Up si segue un criterio di progetto più conservativo, causando la scelta di un g_m più elevato del necessario, assicurandosi così di soddisfare in ogni caso le condizioni di innesco dell'oscillazione.

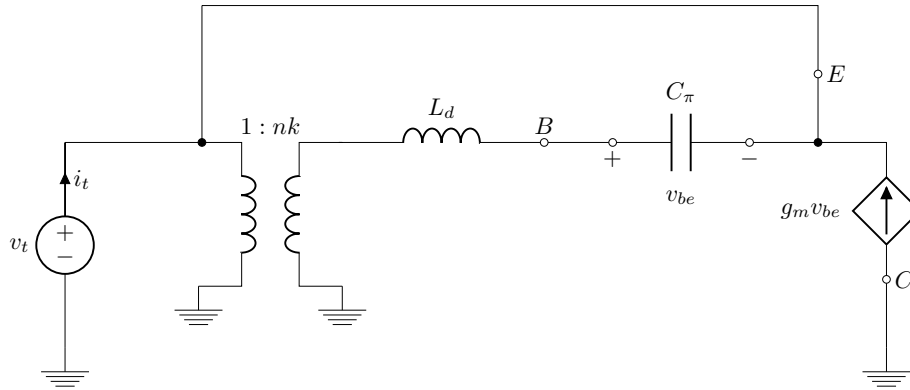


Fig. 2.14: Schema ai piccoli segnali migliorato, arrivo nell'analisi di G_b

2.3 Analisi a largo segnale

Per l'analisi a largo segnale non sono più validi i modelli a piccolo segnale precedentemente ricavati, il circuito viene studiato in situazione di steady-state. L'oscillatore opera in classe C, i dispositivi sono percorsi in maniera alternata da una corrente impulsiva [19], [20]: nel primo semiperiodo di oscillazione l'impulso di corrente percorre il bjt Q_3 , la resistenza di tank e il bjt Q_2 , nel secondo semiperiodo di oscillazione la situazione che si verifica è la duale, come rappresentato in Figura 2.15a. Per portare l'impulso di corrente in un semiperiodo i bjt devono avere un angolo di conduzione molto breve. Questa caratteristica, identificata con la classe di tipo C, è presente nel circuito grazie alla capacità C_{tail} , la quale avendo un valore relativamente grande permette di mantenere quasi costante la tensione all'emettitore di Q_1 e Q_2 . Grazie alla tensione costante imposta da C_{tail} si ha che i dispositivi entrano in conduzione solo durante un breve intervallo del periodo di oscillazione, quando l'ampiezza di oscillazione è grande, garantendo così il passaggio dell'impulso di corrente attraverso il tank. La configurazione del circuito, avendo gli stessi

effetti di una rete complementare, causa il passaggio di due impulsi di corrente sulla R_T : uno positivo e uno negativo, come rappresentato dal grafico di Figura 2.15b.

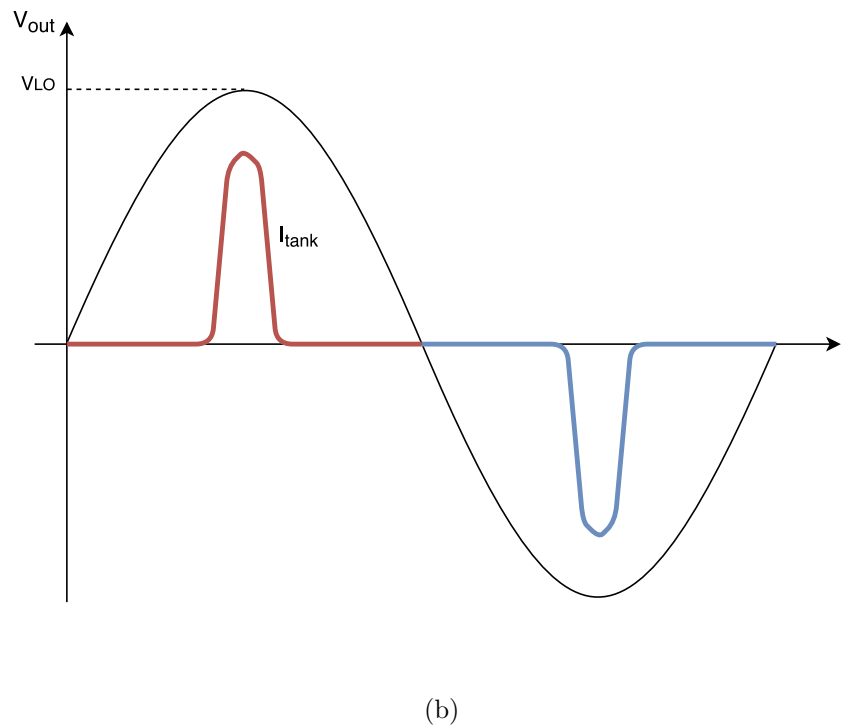
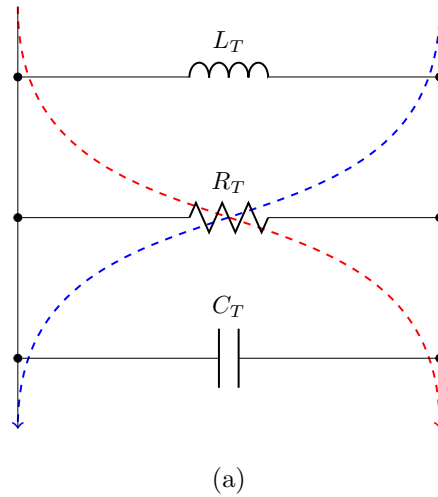


Fig. 2.15: Rappresentazione dei due impulsi di corrente attraverso il tank

Il calcolo dell'ampiezza della prima armonica dell'impulso di corrente dovrà tenere conto di questa particolare condizione, inoltre per mantenere la corrente che attraversa il tank di tipo impulsivo è necessario che i bjt non lavorino mai in saturazione [15]. Per determinare l'ampiezza differenziale dell'oscillatore bisogna ricavare il valore della prima armonica dell'impulso di corrente che attraversa il tank, ricordando che gli impulsi da considerare all'interno di un periodo sono due. L'ampiezza della prima armonica è ricavabile da:

$$I_{1,\omega_0} = \frac{2}{T} \int_0^T i_c(t) \cos(\omega_0 t) dt \implies I_{1,\omega_0} = 2 \cdot \frac{2}{T} \int_0^T i_c(t) \cos(\omega_0 t) dt \quad (2.8)$$

Ricordando che a *DC* il bias impone una corrente media attraverso i dispositivi pari a:

$$\langle i_c(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = \frac{I_{bias}}{2} \quad (2.9)$$

è possibile ricavare:

$$I_{1,\omega_0} = 2I_{bias} \quad (2.10)$$

l'ampiezza di oscillazione differenziale è individuata da:

$$A_{os} \approx 2I_{bias}R_T \quad (2.11)$$

2.4 Dimensionamento del circuito

Il dimensionamento del circuito avviene sulla base di alcune assunzioni preliminari, come specificato nell'introduzione il lavoro di tesi portato non ha l'intenzione di raggiungere la massima performance ottenibile dal circuito, ma si propone di studiare il circuito e di verificare l'effettivo vantaggio del-

la topologia a doppia coppia rispetto a quella singola coppia incrociata. Si considera quindi:

- Rumore di fase a $\Delta\omega = 10MHz \cdot (2\pi)$: $\mathcal{L}(\Delta\omega) = -137dBc/Hz$.
- Ampiezza differenziale di oscillazione: $A_{os} = 1V$.
- Fattore di qualità del tank (in assenza di perdite dal condensatore C_T):
 $Q = 20$.

Utilizzando l'equazione di Leeson, sotto l'ipotesi semplificativa che i bjt Q_3 e Q_4 contribuiscano meno dei bjt Q_1 e Q_2 al rumore di fase, è possibile stimare il valore della resistenza differenziale del tank. L'ipotesi di trascurare il contributo di rumore dei bjt Q_3 e Q_4 è ragionevole in quanto, grazie alla presenza del trasformatore step-up il loro contributo sarà effettivamente minore. Tuttavia, il contributo di Q_3 e Q_4 non è ancora stato analizzato in questa particolare topologia, quindi anche per questo motivo bisogna riferirsi al solo contributo di rumore portato dalla coppia incrociata inferiore. I passi di progetto seguiti sono i seguenti (dove "→" indica il componente da ricavare):

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10\log_{10} \left[\frac{kTR_T}{A_{OS}} \left(1 + \frac{1}{2n_b} \right) \left(\frac{\omega_0}{Q\Delta\omega} \right)^2 \right] \longrightarrow R_T$$

Ora è possibile dimensionare il tank:

$$R_T = (1 + Q^2)R_S \longrightarrow R_S$$

$$Q = \frac{\omega_0 L_T}{R_S} \longrightarrow L_T$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}} \longrightarrow C_T$$

Per quanto riguarda il trasformatore, viene scelto per le simulazioni un valore del coefficiente di accoppiamento magnetico realizzabile: $k = 0.7$. Il rapporto di trasformazione è quindi $1 : nk$, esso viene fissato facendo variare l'induttanza del secondario con l'obiettivo di minimizzare il rumore di fase, in riferimento alla Figura 2.16.

fisso $nk \rightarrow n$

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \rightarrow L_2 \text{ con } L_1 = \frac{L_T}{2}$$

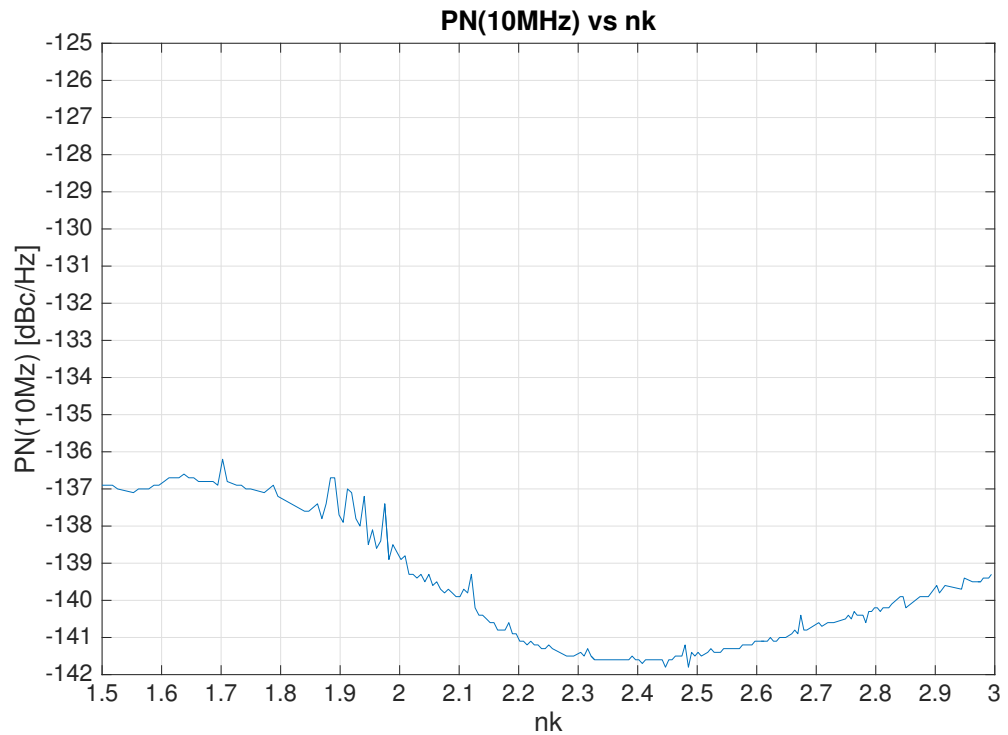


Fig. 2.16: $\mathcal{L}(10MHz)$ al variare del rapporto di trasformazione nk

Il bias dei bjt della coppia incrociata inferiore è di tipo passa alto grazie

alla rete $C_{bias}R_{bias}$. La capacità C_{bias} forma con la capacità parassita C_{π} un partitore capacitivo, il rapporto di partizione è individuato da:

$$n_b = \frac{C_{bias}}{C_{bias} + C_{\pi}} \quad (2.12)$$

Dalla letteratura[14] è reso noto che per alcuni valori del rapporto di partizione n_b , il contributo al rumore di fase dei bjt Q_1 e Q_2 viene minimizzato. Si fissa quindi $n_b = 0.4$ e di conseguenza si ricava:

$$n_b \longrightarrow C_{bias}$$

La resistenza di bias si ricava di conseguenza in quanto bisogna garantire il verificarsi della seguente condizione:

$$\frac{1}{R_{bias}C_{bias}} \ll \omega_0 \quad (2.13)$$

In questo modo ci si assicura di escludere l'anello di bias alle frequenze di interesse per il funzionamento dell'oscillatore.

$$\omega_{bias} = \frac{1}{R_{bias}C_{bias}} \longrightarrow R_{bias}$$

Rimane da scegliere la corrente di bias dell'oscillatore, essa può essere ricavata sia dalla condizione di Start-Up che dalla condizione sull'ampiezza di tensione differenziale ricavata nell'analisi a largo segnale:

$$\text{Condizione di Start-Up: } \frac{g_m}{2} R_T n k > 1 \longrightarrow I_{bias} > \frac{4V_T}{R_T n k} \approx \mu A$$

Condizione ampiezza oscillazione: $A_{os} = 2I_{bias}R_T \longrightarrow I_{bias} = \frac{A_{os}}{2R_T} \approx mA$

Conviene quindi scegliere la corrente di bias con la condizione sull'ampiezza di oscillazione in quanto permette di soddisfare anche il vincolo sull'innesco dell'oscillazione.

Tabella 2.3: Tabella riassuntiva del dimensionamento del circuito

L_1	42.5pH
R_{S1}	267m Ω
C_T	550fF
nk	2
L_2	347pH
C_{bias}	148fF
R_{bias}	2k Ω
C_{tail}	550fF
BJT	npn1s <1:4> W=0.35 μ m L=5 μ m

2.5 Biasing

Il circuito proposto comprende due anelli di bias il cui scopo è quello di portare la corretta tensione a determinati punti del circuito: allo specchio di corrente per il bias dell'oscillatore e al modo comune di uscita. Inoltre i due OTA devono essere in grado di erogare la corrente di base richiesta dai bjt per la loro polarizzazione. Viene analizzato per primo l'anello di bias inferiore in quanto costituisce, in termini di stabilità, il caso più critico. L'anello di bias inferiore, riferendosi al semicircuito equivalente ai piccoli segnali, è costituito dall'OTA che si andrà a progettare, la rete $C_{bias}R_{bias}$ che introduce un polo a $\approx 500MHz$, e il bjt Q_1 in configurazione collettore comune (emitter follower). Ci si scontra quindi con il primo requisito che deve avere l'anello di bias: la sua banda deve essere più piccola di quella della rete $C_{bias}R_{bias}$ se si vuole rispettare il vincolo sulla stabilità, questa specifica è raggiungibile mettendo una capacità di compensazione all'uscita dell'OTA, il quale sarà costituito principalmente da un singolo stadio. Usando dispositivi bipolari ad elevato guadagno e banda per realizzare l'OTA c'è il rischio che la capacità

di compensazione necessaria per la stabilità dell'anello sia eccessivamente grande, tanto da essere irrealizzabile in pratica. L'OTA che verrà progettato dovrà quindi avere caratteristica a polo dominante, avere della resistenza di degenerazione in modo da diminuire il suo guadagno intrinseco permettendo così la scelta di una capacità di compensazione di valore più basso rispetto al caso di assenza di degenerazione. L'OTA deve essere in oltre in grado di fornire la corrente di polarizzazione alle basi dei bjt, questa corrente dovrà essere ininfluente rispetto alla corrente di polarizzazione dell'OTA, in modo da garantire il suo corretto funzionamento. Se la corrente di polarizzazione dell'OTA è molto maggiore di quella richiesta dalle basi dei bjt, l'offset di corrente sul ramo di uscita dell'OTA non è rilevante ai fini delle regolazioni di tensione che gli anelli devono realizzare.

2.5.1 Specchio di corrente

Per polarizzare sia l'oscillatore che l'OTA si usa uno specchio con degenerazione resistiva [16] e β -helper come quello di Figura 2.17. Affinché lo specchio di corrente abbia elevata resistenza di uscita, quindi si avvicini al modello di un generatore di corrente ideale, è necessario un accorgimento sulla tensione che cade ai capi della resistenza R_s , infatti se si fa in modo di avere $V_{R_s} = 250mV$ si ottiene un miglioramento di un fattore 10 nella resistenza di uscita dello specchio, infatti:

$$R_0 = r_0(1 + g_m R_s) \quad g_m = \frac{I_c}{V_T} \implies g_m R_s = \frac{I_c R_s}{V_T} = \frac{V_{R_s}}{V_T} = \frac{250mV}{25mV} = 10$$

Questo è il motivo per cui si fissa $V_{E,ref} = 500mV$, garantendo così $200 \div 250mV$ ai capi del bjt di uscita in modo da non permettere la sua entrata in zona di saturazione, la quale causerebbe una diminuzione della resistenza di uscita.

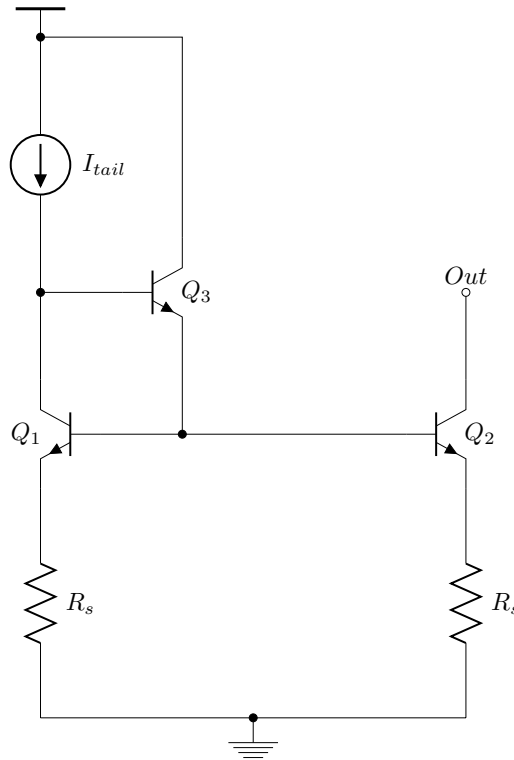


Fig. 2.17: Specchio di corrente con degenerazione resistiva

2.5.2 Progetto dell'OTA

Uno dei ruoli dell'OTA è quello di portare le corrette tensioni al circuito, la tensione di modo comune di ingresso è $V_{E,ref} = 500mV$, mentre la tensione di modo comune di uscita è circa 1.2V. Non è quindi possibile realizzare l'OTA esclusivamente con un singolo stadio in quanto la differenza tra modo comune di ingresso e uscita è troppo elevata. Per risolvere il problema si ricorre a un trucco: viene utilizzato un bjt connesso a diodo tra l'ingresso dell'OTA e la base della coppia differenziale che realizza il primo stadio, come mostrato in Figura 2.18. In questo modo si porta più in alto il livello della tensione di modo comune di ingresso, permettendo la corretta polarizzazione della coppia differenziale, la quale può essere realizzata con bjt npn. In Figura 2.19 è mostrato l'OTA completo, dove è presente anche la degenerazione per quanto detto prima, infatti con la degenerazione è possibile ridurre il guadagno intrinseco dell'OTA senza però dover abbassare la sua corrente di polarizzazione. L'obiettivo è avere un anello a banda stretta con dei bjt

che non hanno banda stretta. Non potendo ridurre troppo la corrente di polarizzazione dell'OTA si è deciso di applicare la degenerazione, la quale permette di avere:

$$G_{tot} = \frac{g_m}{1 + g_m R_e}$$

Si fissa:

$$I_{tail,OTA} \gg I_{B,bjt} \implies I_{tail,OTA} = 700\mu A$$

Quindi per ottenere una riduzione di un fattore 10 al g_m richiesto senza degenerazione basta imporre:

$$g_m R_e = 9 \implies R_e = 700\Omega$$

In questo modo è possibile utilizzare una capacità di compensazione 10 volte inferiore rispetto al caso di OTA senza degenerazione. Nel paragrafo successivo si vedrà come il valore di $C_c = 10pF$, realizzabile con la tecnologia utilizzata, rende l'anello stabile. La degenerazione è posizionata in modo differenziale perché altrimenti la caduta sulla resistenza avrebbe preso troppo spazio in tensione, non garantendo più il corretto funzionamento dello specchio di corrente per il bias dell'OTA. La conseguenza di inserire la resistenza di degenerazione in modo differenziale è che va considerata come $2R_e$.

2.5.3 Studio dell'anello di Bias

Si studia la stabilità dell'anello di bias inferiore, il modello utilizzato per l'OTA è mostrato in Figura 2.20 e lo si considera appunto con caratteristica

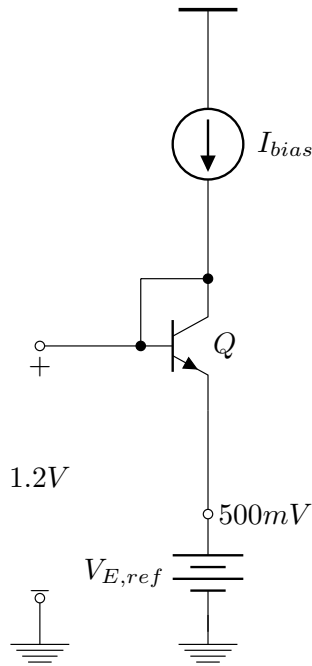


Fig. 2.18: Metodo circuitale per l'innalzamento del modo comune di ingresso

a polo dominante. Al circuito ai piccoli segnali da studiare di Figura 2.21 si applica la tecnica del *Return – Ratio* [18] per il calcolo del guadagno d'anello. Tale tecnica di analisi porta il seguente risultato:

$$T(s) = \frac{g_m r_{ota}}{1 + s[C_{bias} r_{ota} + C_{bias} R_{bias} + (C_{ota} + C_c) r_{ota}] + s^2 (C_{ota} + C_c) C_{bias} r_{ota} R_{bias}}$$

Si può quindi studiare la stabilità del sistema guardando il guadagno d'anello che per conferma viene osservato sia tramite uno script *Matlab* che con il programma di simulazione *Cadence*. Nelle figure 2.22 e 2.24 viene mostrato il modulo e la fase del guadagno d'anello del bias nel caso in cui $C_c = 10pF$, tale scelta di capacità permette di avere un buon margine di fase garantendo così l'assenza di significative oscillazioni di modo comune all'interno dell'anello.

In Figura 2.23 si nota come, dopo il transitorio iniziale, l'anello di bias vada a regime portando il corretto valore di tensione ai nodi del circuito.

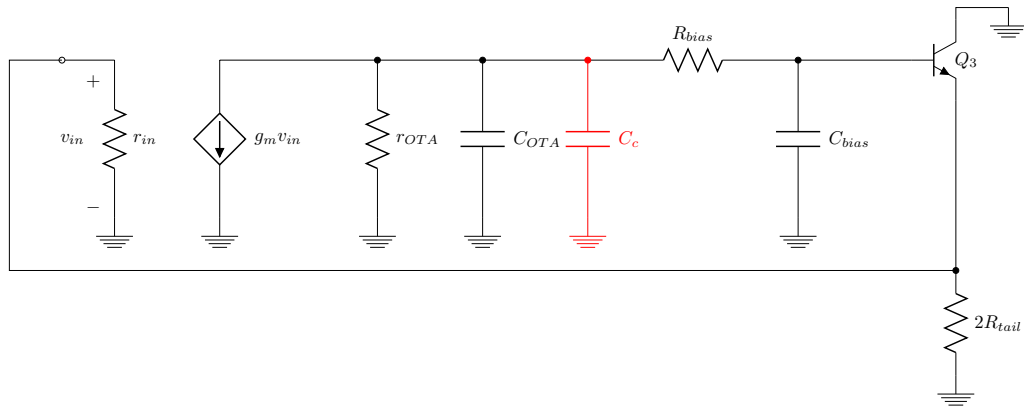


Fig. 2.21: Schema ai piccoli segnali per l'analisi del guadagno d'anello

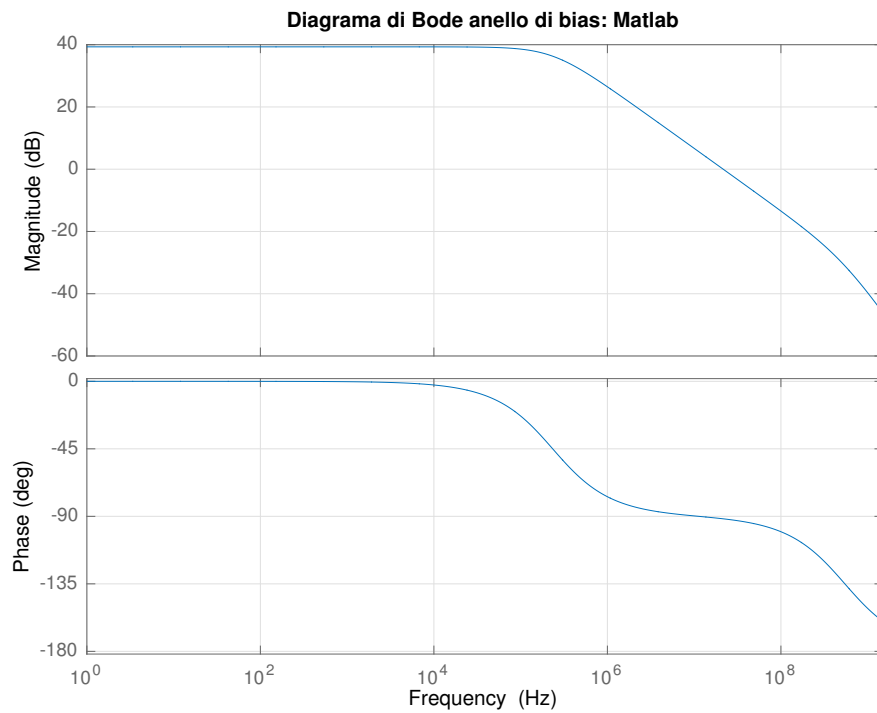


Fig. 2.22: Modulo e fase dell'anello di Bias simulati via *Matlab*

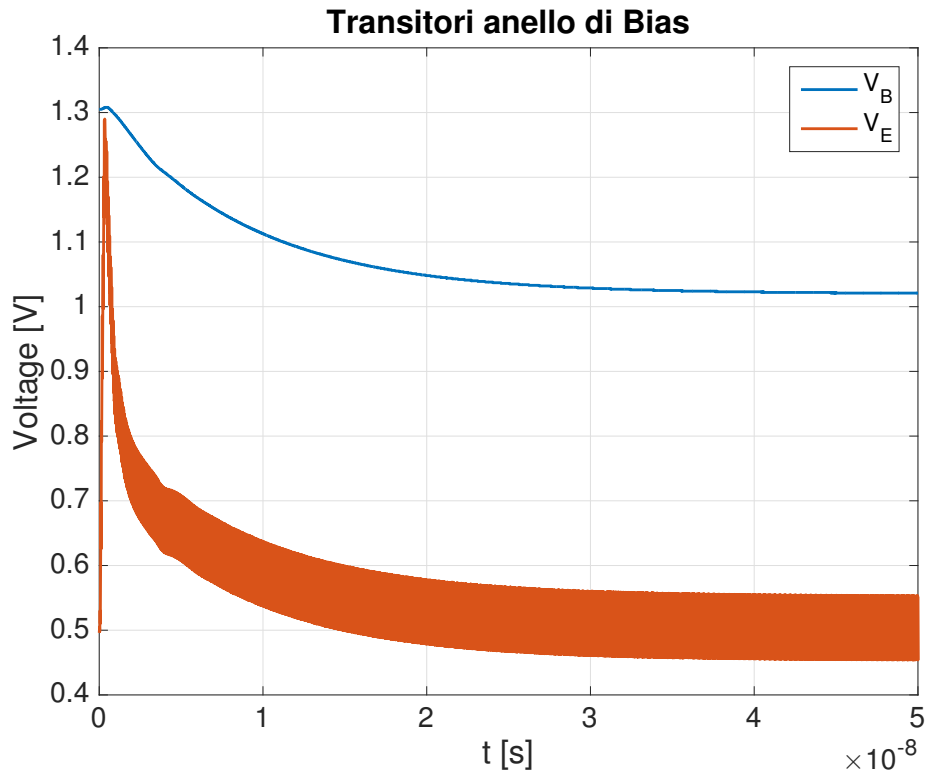
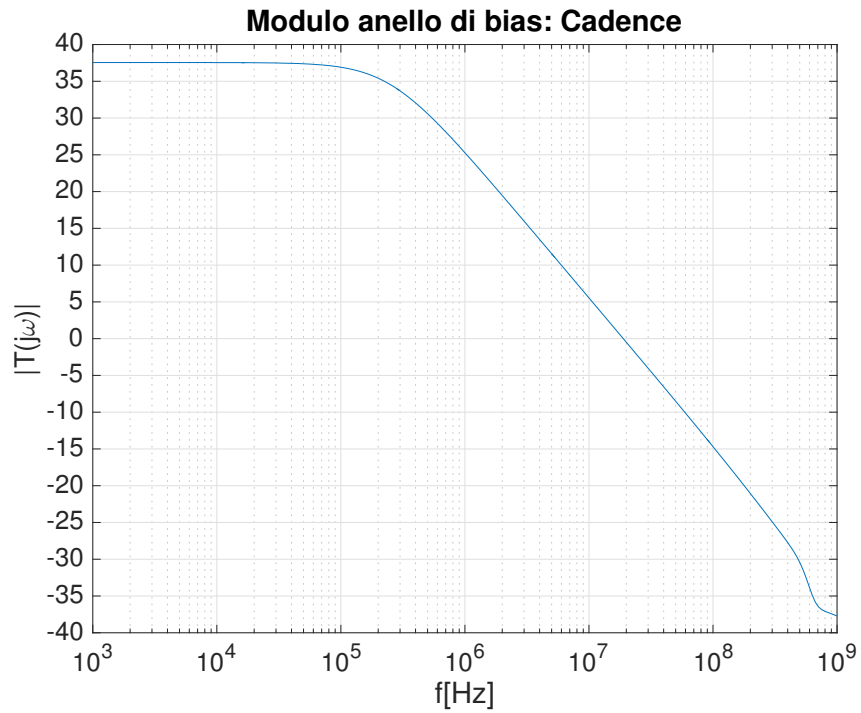


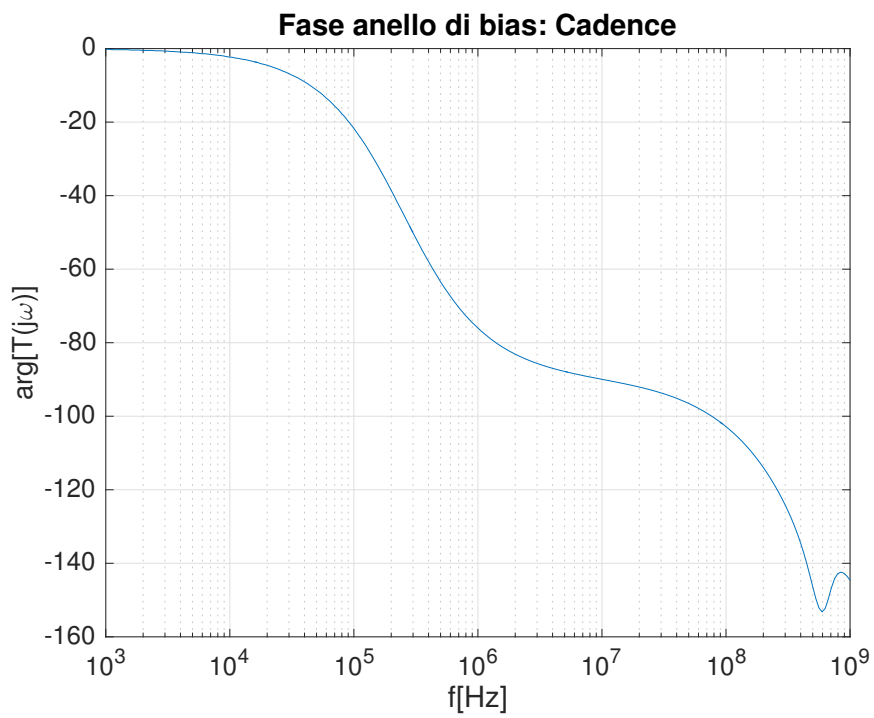
Fig. 2.23: Transitorio di tensione in uscita dall'OTA e al morsetto invertente, bias inferiore

Osservazione sul bias dinamico

L'anello di bias viene chiamato dinamico in quanto è capace di garantire lo start-up dell'oscillazione. Infatti nel caso in cui i bjt della coppia incrociata inferiore dell'oscillatore fossero spenti (Q_1 e Q_2) e la tensione ai loro emettitori nulla ($V_E = 0V$), sotto l'imposizione della $V_{E,ref}$ l'anello reagisce alzando la tensione in base ai bjt V_B , i quali accendendosi danno inizio all'innesco dell'oscillazione. I livelli di tensione vengono riportati ai loro corretti valori quando l'anello esaurisce il transitorio ed entra a regime.



(a)



(b)

Fig. 2.24: Diagrammi del modulo e della fase dell'anello di bias simulati via *Cadence*

Capitolo 3

Confronti e Risultati ulteriori

3.1 Verifica dello Start-Up

La condizione che deve verificarsi affinché si instauri l'oscillazione nel circuito è stata ricavata precedentemente e viene di seguito riportata:

$$\frac{g_m}{2} R_T nk > 1$$

Dato che $nk = 2$ e $R_T = 214\Omega$ il vincolo sullo Start-Up si sposta al vincolo della transconduttanza minima che i bjt dell'oscillatore devono avere. Il vincolo su g_m si traduce quindi in un valore minimo che deve assumere la corrente di bias dell'oscillatore per permettere l'attivazione dell'oscillazione.

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{I_{tail,OSC}}{2V_T} \implies I_{tail,OSC} > \frac{4V_T}{R_T nk} = 233\mu A$$

L'analisi manuale viene confermata dalla Figura 3.1, la quale mostra come l'innesco dell'oscillazione avvenga per un valore minimo di corrente di tail dell'oscillatore.

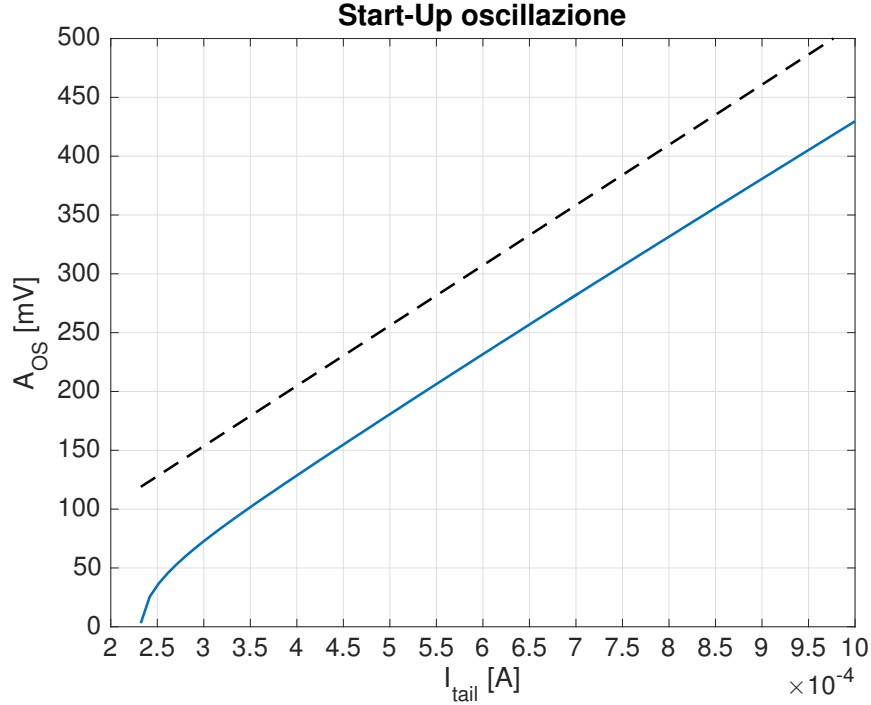


Fig. 3.1: Simulazione dello Start-Up dell'oscillazione al crescere di I_{tail}

3.2 Confronto con topologia a Singola Coppia incrociata

In questa sezione viene confrontata la topologia di oscillatore proposta, con la topologia già nota dell'oscillatore a singola coppia incrociata[14]. Come è stato già esposto, quello che si vuole mostrare è che la nuova topologia a doppia coppia di bjt, a parità di ampiezza di oscillazione rispetto alla topologia singola coppia incrociata, consuma metà corrente. Questo confronto va fatto per attestare l'effettiva validità del trattare la topologia presentata nella tesi come l'equivalente a dispositivi bipolari del già noto oscillatore CMOS a doppia coppia *MOSFET*.

3.2.1 Ipotesi e condizioni di confronto

Il confronto tra le due topologie va fatto sotto alcune ipotesi:

- Le due topologie devono avere la stessa frequenza di oscillazione.

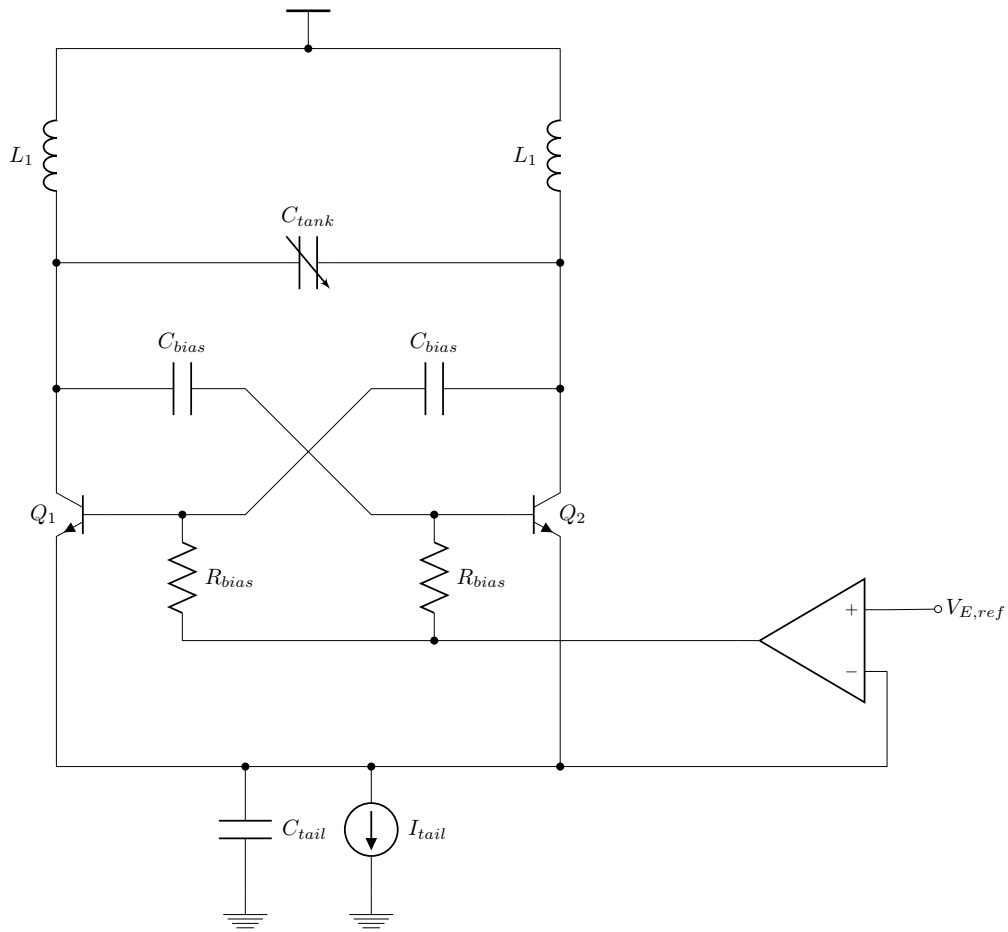


Fig. 3.2: Schema circuitale dell'oscillatore a singola coppia per il confronto

- Stesso tank per entrambe le topologie ($Q=20$).
- Dimensioni doppie dei bjt dell'oscillatore a singola coppia incrociata.

L'ultima ipotesi è necessaria in quanto a parità di ampiezza di tensione di uscita, l'oscillatore a singola coppia sarà percorso da una corrente doppia rispetto all'oscillatore doppia coppia. Oltre a queste ipotesi iniziali, fondamentali per realizzare un confronto sensato tra le due topologie, è necessario un accorgimento. Per la stima di R_T si è utilizzata la formula di Leeson specificando che in questo modo non venivano considerati i contributi di Q_3 e Q_4 , senza perdere troppa precisione nel calcolo. Questa ipotesi iniziale viene smentita dal fatto che la presenza del trasformatore modifica il valore di R_T

stimato con le formule approssimate. Per quanto riguarda il confronto teorico tra le prestazioni della topologia singola coppia rispetto a quella a doppia coppia bisogna considerare il valore di R_T corretto, altrimenti il confronto risulta privo di significato. Il responsabile della variazione di R_T è il trasformatore, in quanto se si osserva l'andamento dell'ampiezza di oscillazione al variare della corrente di bias, esplicitando R_T sul tank, si ha il giusto accordo tra i valori simulati e quelli teorici. L'accordo tra analisi e simulazione non si verifica quando il valore di R_T è espresso come resistenza parassita in serie a L_1 , in questo caso le simulazioni presentano un forte distacco da quelle teoriche portando R_T a un valore maggiore rispetto a quello stimato. Viene quindi fatta un'analisi specifica della rete comprendente il trasformatore, la situazione circuitale single-ended di interesse è in Figura 3.3. Per l'analisi di questa rete è possibile sfruttare un risultato preso dalla letteratura, il quale dimostra come, partendo dallo schema di Figura 3.4a, è possibile arrivare allo schema di Figura 3.4b. Se si riesce a dimostrare che lo schema di Figura 3.3 e quello di Figura 3.4a si equivalgono, grazie ai risultati presenti in letteratura [21], è possibile ricavare il valore di R_T valido per il confronto delle topologie. Osservando lo schema di figura Figura 3.3 si nota che C_π è come se non ci fosse in quanto la tensione ai suoi capi è costante. Questa affermazione è motivata dal fatto che il trasformatore è posto con convenzione non invertente e il bjt Q_3 è in configurazione collettore comune, quindi anch'esso non inverte i segnali. Per questo motivo si ha che la tensione ai capi di C_π è sempre in fase con i segnali in gioco e, al primo ordine, può essere trascurata. A seguito di questa osservazione si possono sfruttare i risultati presenti in letteratura, in quanto è possibile individuare il parallelismo tra i due schemi elettrici:

$$C_1 = C_{\mu 1} + 2C_T \text{ e } C_2 = C_{\mu 3}$$

I valori validi per il confronto sono[21]:

$$\xi = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 = 0.2 \tag{3.1}$$

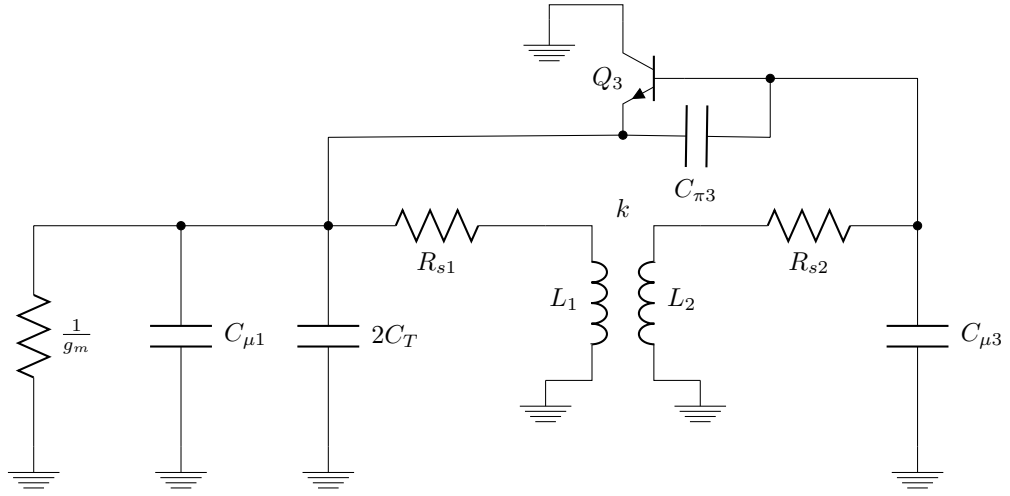


Fig. 3.3: Schema ai piccoli segnali della topologia presentata con i parametri parassiti esplicitati

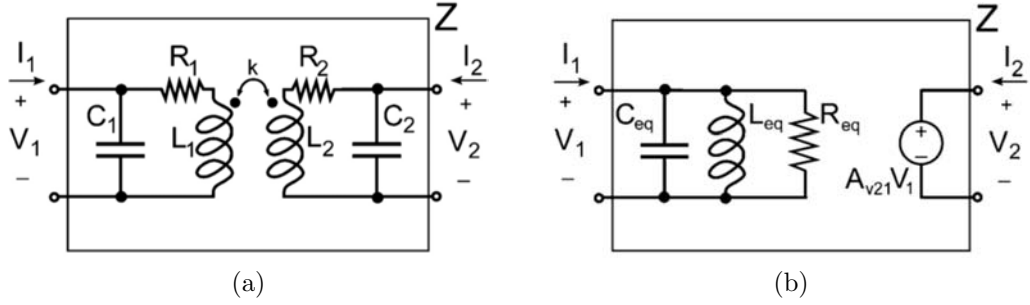


Fig. 3.4: Parallelismo tra gli schemi circuitali (a) e (b)

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{1 + \xi - \sqrt{(1 + \xi)^2 - 4\xi(1 - k^2)}}{2(1 - k^2)}} \quad (3.2)$$

$$R_T^{new} = R_1 Q_1^2 \alpha_R = R_1 Q_1^2 \frac{[\Omega_L^2(1 - k^2) - 1]^2}{\Omega_L^4 \left(1 + \frac{Q_1}{Q_2} k^2\right) - 2\Omega_L^2 + 1} = 256\Omega \quad (3.3)$$

$$L_1^{new} = \alpha_L L_1 = \frac{\Omega_L^2(1 - k^2) - 1}{\Omega_L^4 \frac{1 - k^2}{\xi} - 1} L_1 = 42\text{pHr} \quad (3.4)$$

$$A_{v21} = \frac{R_{21}}{R_T^{new}} = 2.2 \quad (3.5)$$

In Figura 3.5, 3.6a e 3.6b è espressa la variazione dei componenti di interesse nell'oscillatore a Doppia Coppia in funzione del parametro ξ . Il caso ideale che fa ottenere i risultati precedenti si verifica per $\xi = 0$, ossia quando al secondario del trasformatore non ci sono elementi parassiti. L'ipotesi considerata nell'analisi, che al secondario non siano presenti elementi parassiti, è quindi un'ipotesi troppo poco restrittiva.

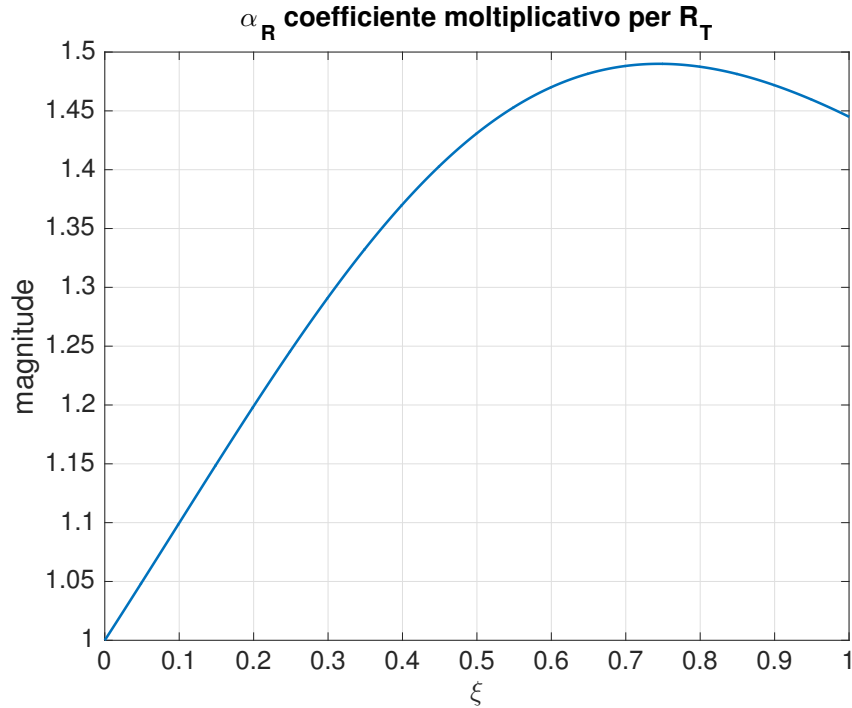
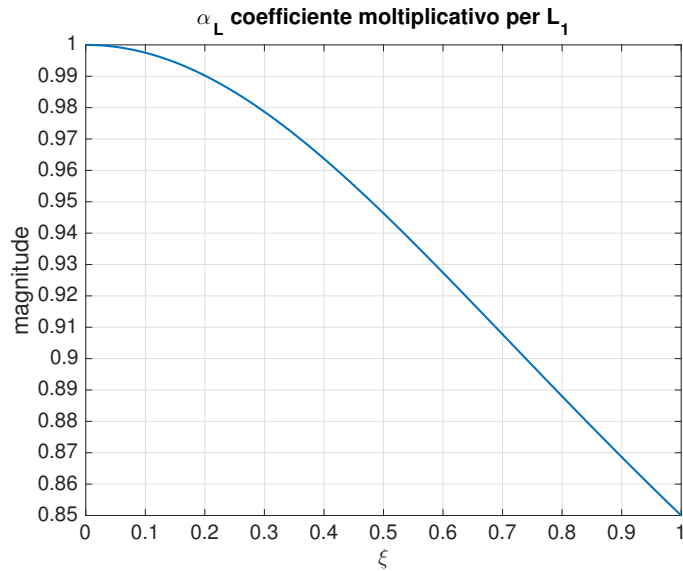


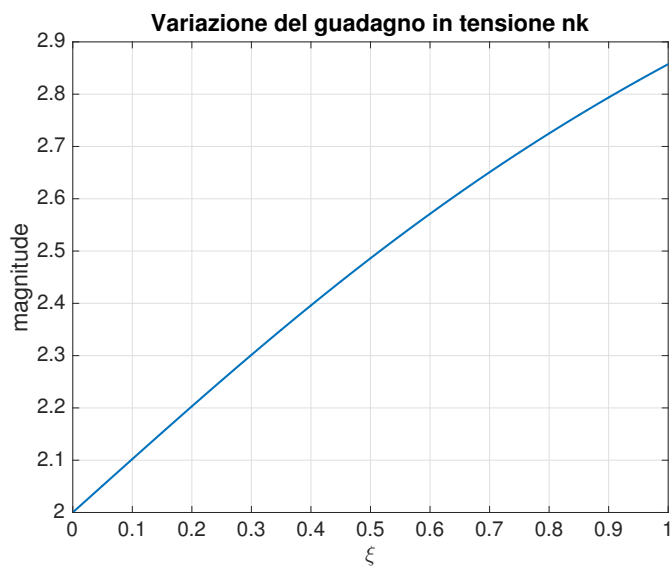
Fig. 3.5: Coefficiente moltiplicativo per ricavare la vera R_T nell'oscillatore DC

3.2.2 Risultati del confronto

Successivamente vengono mostrati i grafici che mettono in relazione i due tipi di oscillatori con il medesimo tank ($Q=20 \Rightarrow L_{1,SS} = 50.8\text{pHr}$). In Figura 3.7 si vede come la pendenza della retta relativa all'oscillatore doppia coppia sia doppia rispetto a quella dell'oscillatore a singola coppia come ci si aspettava, in quanto, nell'analisi a largo segnale le espressioni che mettono in relazione l'ampiezza di oscillazione con la corrente di bias dell'oscillatore delle topologie a confronto, differiscono per un fattore moltiplicativo di valore 2.



(a)



(b)

Fig. 3.6: Coefficiente moltiplicativo per ricavare la vera L_1 (a) e A_{v21} (b) nell'oscillatore DC

La Figura 3.7 comprende sia il risultato simulato teorico in linea tratteggiata, che il risultato proveniente dalla simulazione circuitale, confermando quindi l'analisi manuale con i dati di simulazione. In Figura 3.8 viene confrontato invece il rumore di fase dei due oscillatori in caso di corrente di tail uguale.

In questa condizione si verifica che:

$$\mathcal{L}_{DS}(\Delta\omega) \simeq \mathcal{L}_{SS}(\Delta\omega) - 6dB$$

Come ulteriore prova di confronto e validità delle relazioni valide tra le topologie singolo switch e doppio switch in tecnologia MOSFET, si osserva in Figura 3.9 che i valori del rumore di fase coincidono nel caso in cui $I_{tail,SS} = 2I_{tail,DS}$, in quanto si verifica che $A_{os,SS} \simeq A_{os,DS}$.

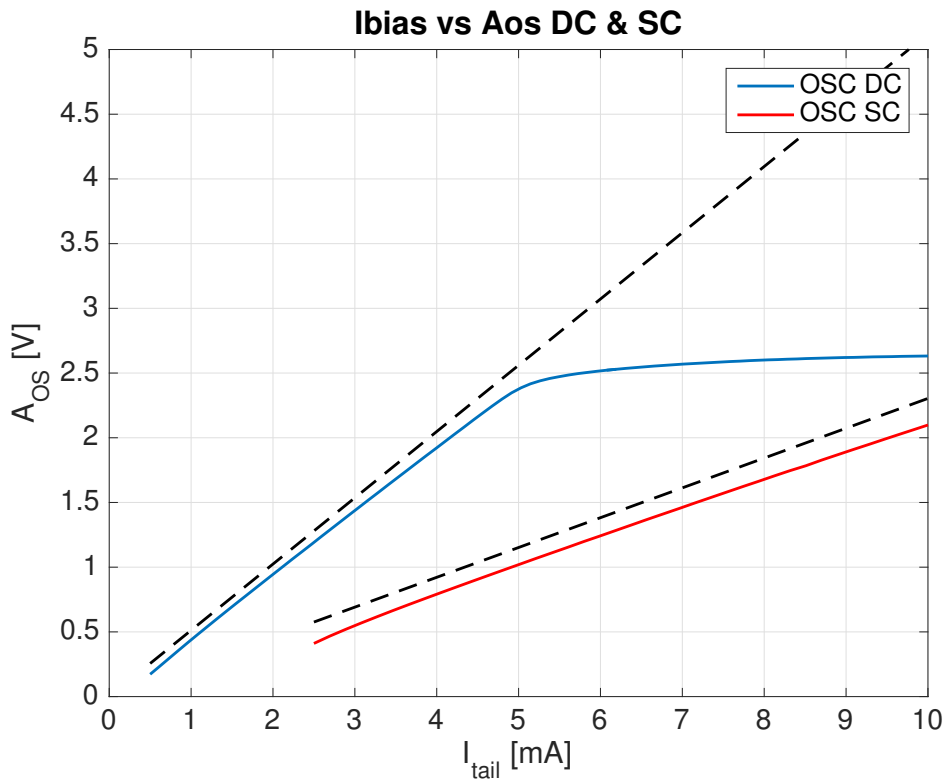


Fig. 3.7: Ampiezza di oscillazione in funzione della I_{bias} per le due topologie confrontate

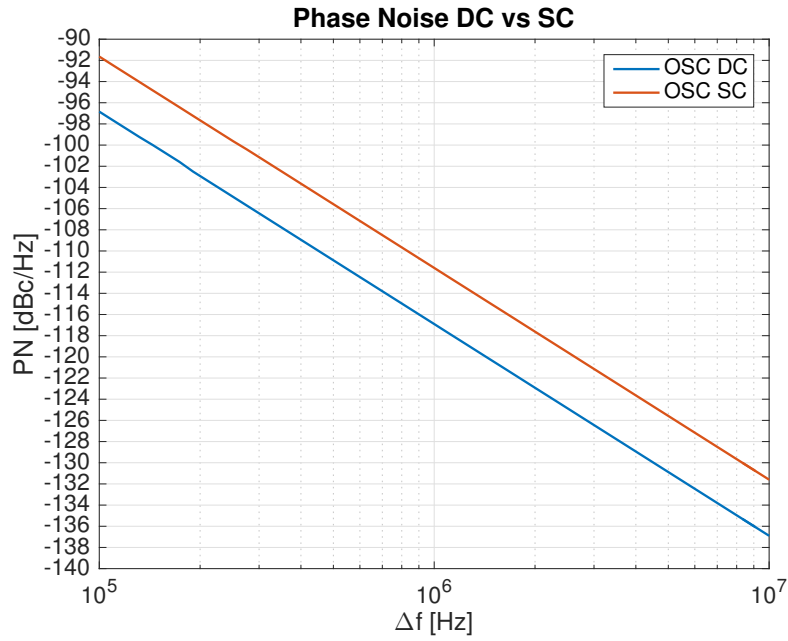


Fig. 3.8: Rumore di fase oscillatore DC vs SC con stessa $I_{bias} = 4.3\text{mA}$

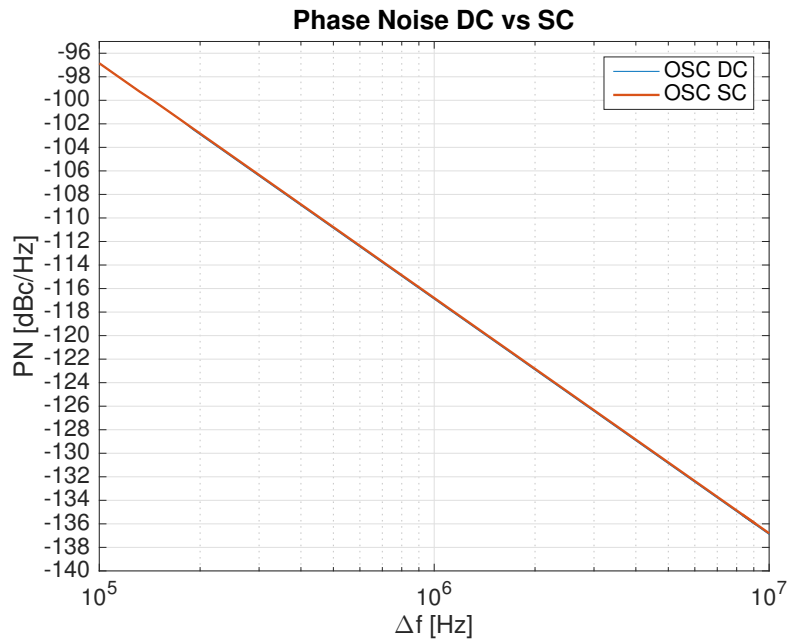


Fig. 3.9: Rumore di fase oscillatore DC vs SC con $I_{bias,SC} = 2I_{bias,DC} = 8.6\text{mA}$

3.3 Risultati sull'oscillatore Doppia Coppia

In questa sezione vengono presentati una serie di risultati di simulazione riguardo alla topologia in esame.

3.3.1 Risultati generali

Nella Figura 3.10 viene espressa sia l'ampiezza di oscillazione che il Rumore di Fase a 10MHz in funzione della corrente di bias, da questa figura è possibile individuare il valore di I_{bias} che massimizza la prestazione dell'oscillatore.

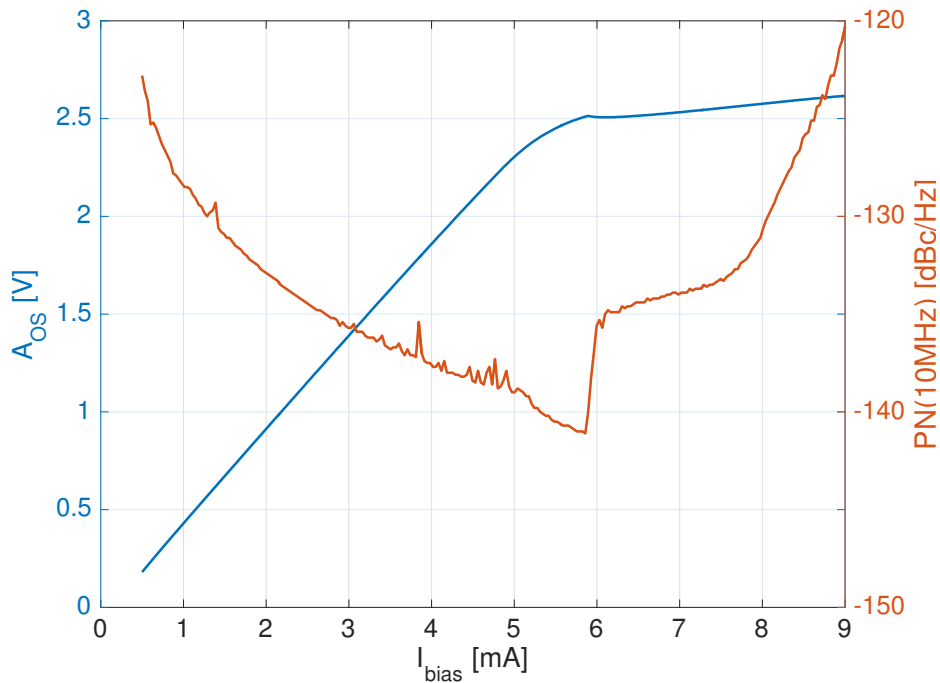


Fig. 3.10: Ampiezza di oscillazione e Rumore di Fase a 10MHz valutati al variare di I_{bias}

3.3.2 Applicazione della Frequenza Variabile

A seguito dell'inserimento del varactor insieme al terzo mutuo induttore L_3 , si può osservare come la possibilità di variare la frequenza di oscillazione non garantisce il mantenimento invariato delle prestazioni del circuito per tutto l'intervallo di tuning della frequenza. Per bassi valori di V_{tune} si avrà quindi,

come specificato nelle sezioni precedenti, un peggioramento del rumore di fase a causa dell'avvicinamento alla polarizzazione diretta delle giunzioni pn del varactor.

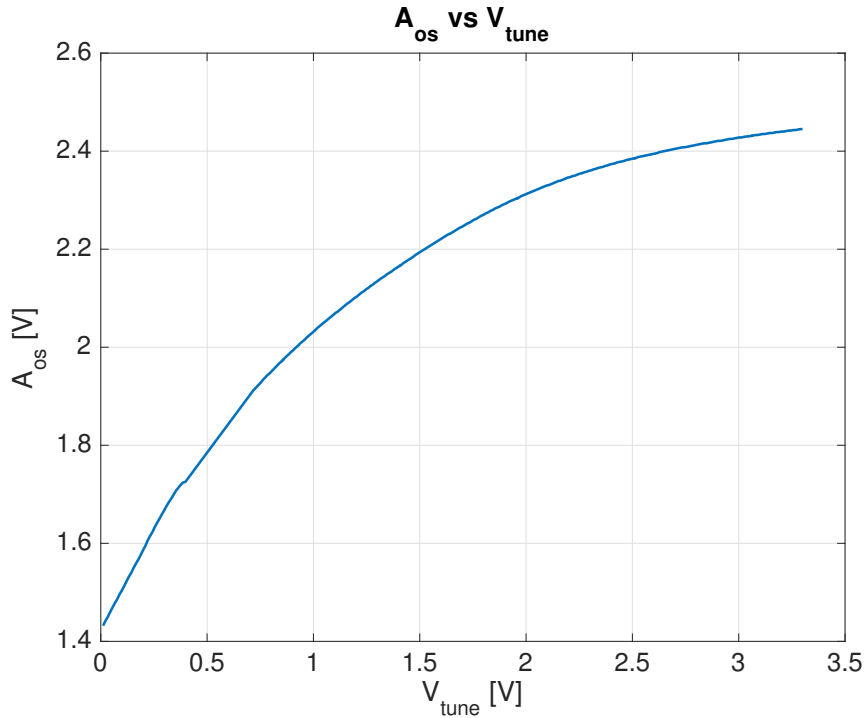


Fig. 3.11: Ampiezza di oscillazione in funzione della tensione di tuning applicata al varactor

Dalla Figura 3.12, nel caso di I_{bias} costante, si nota come la prestazione del rumore di fase riesca a rimanere abbastanza costante in quasi tutto l'intervallo di variazione di V_{tune} . Si ha questo risultato grazie alla scelta di utilizzare il terzo mutuo induttore con la presa centrale a massa. Dalla Figura 3.11 si nota come l'ampiezza di oscillazione subisce un forte calo per bassi valori di V_{tune} , questo è imputato al fatto che in tale situazione il varactor viene visto al primario come una resistenza, causando quindi un'ulteriore perdita nel tank. A causa della variazione dell'ampiezza di oscillazione al variare della tensione di controllo in Figura 3.12 è presente il caso in cui A_{os} viene mantenuta costante. Il garantire un controllo dell'ampiezza di oscillazione permette di migliorare la prestazione di rumore di fase per basse tensioni di tuning, al prezzo però di dover aumentare la corrente di polarizzazione dell'oscillatore, causando, come si vede in 3.13 un peggioramento della FOM complessiva.

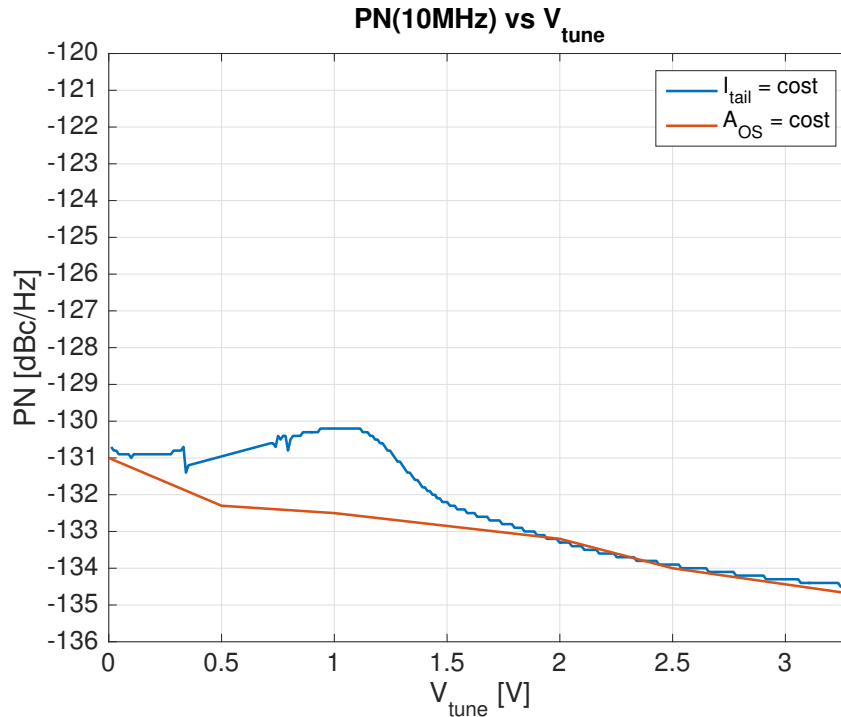


Fig. 3.12: Rumore di Fase a 10MHz in funzione della tensione di tuning applicata al varactor

Il Tuning Range complessivo, attorno alla frequenza di oscillazione presa come riferimento (20GHz), è di circa il 25%, è rappresentato in 3.14 ed è individuato dai seguenti estremi:

Tabella 3.1: Tuning Range disponibile

f_{min}	f_{max}
17.14GHz	22.29GHz

Per uno specifico valore di $V_{tune}=1.65V$, che corrisponde a una frequenza di oscillazione $f_0 \simeq 20GHz$, si ha la Figura 3.15 e la Figura 3.16, le quali caratterizzano in maniera completa il circuito proposto in quanto sono stati inclusi nella simulazione anche i parametri parassiti dei restanti avvolgimenti.

Osservazione sul varactor

Utilizzare la soluzione che permette di collegare il varactor al circuito mediante un terzo mutuo induttore si è rivelata efficace, in quanto per tutto

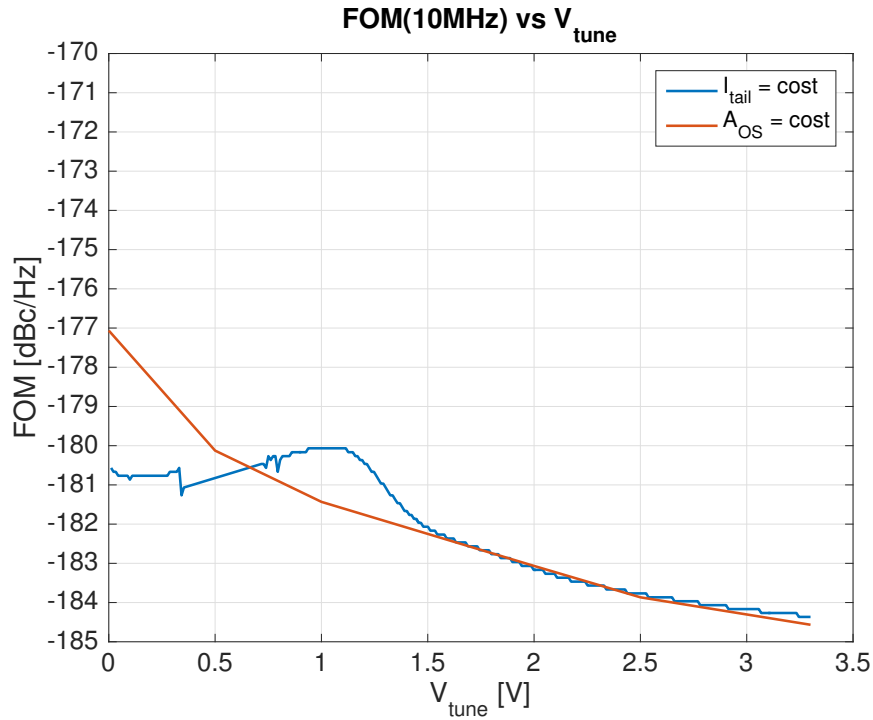


Fig. 3.13: FOM a 10MHz in funzione della tensione di tuning applicata al varactor

il periodo di oscillazione le giunzioni pn del varactor rimangono in polarizzazione inversa, come si osserva in Figura 3.17a. In Figura 3.17b si vede invece come per basse V_{tune} le giunzioni del varactor rischiano di andare in polarizzazione diretta. Il terzo mutuo induttore causa la presenza di un terzo flusso elettromagnetico disperso, nella simulazione si è dovuto tenere conto di questo aspetto, inserendo sia il coefficiente di accoppiamento tra L_3 e L_1 che tra L_3 e L_2 , dato che in un futuro layout l'interazione tra i vari flussi elettromagnetici, generati dai tre induttori, è inevitabile.

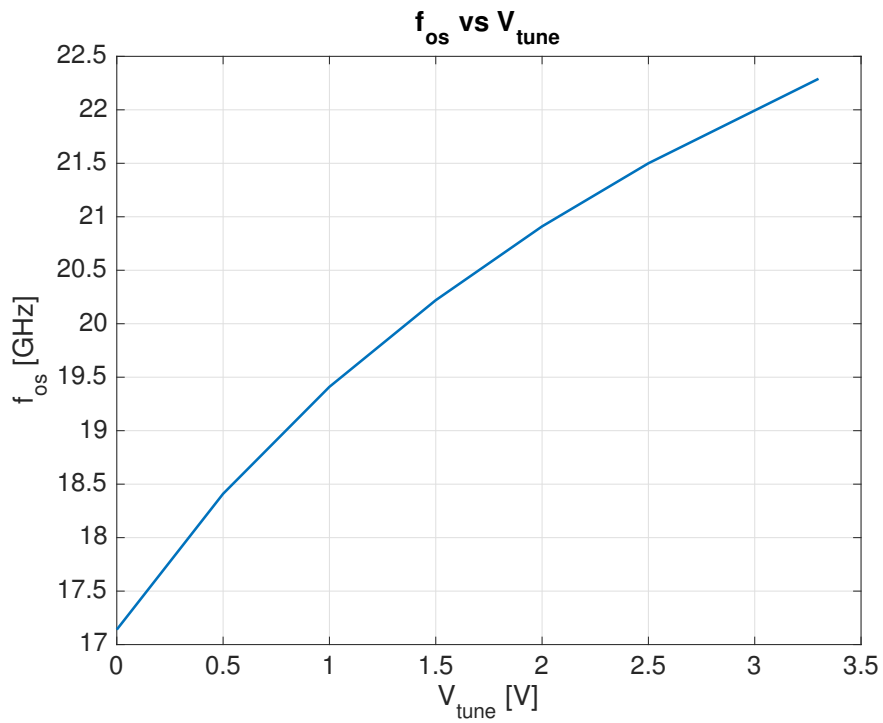


Fig. 3.14: Frequenza di oscillazione al variare del Tuning Range

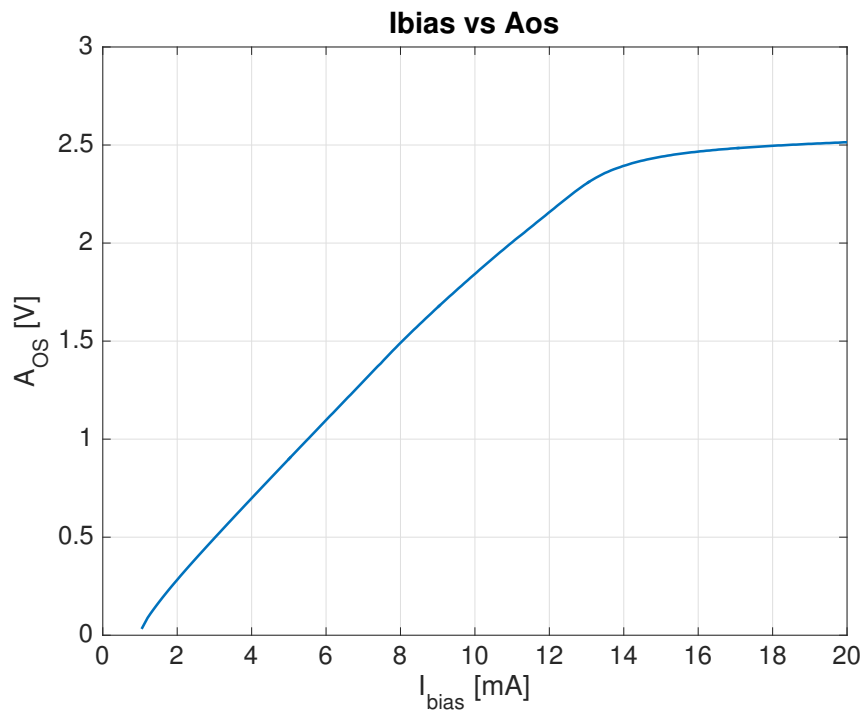


Fig. 3.15: Ampiezza di oscillazione in funzione della I_{bias} dell'oscillatore finale

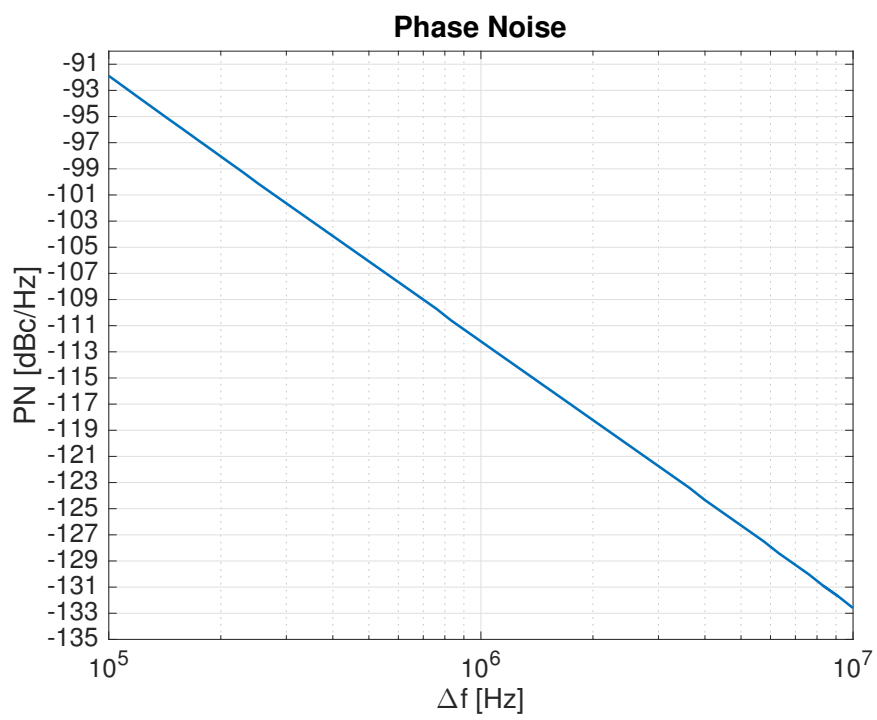


Fig. 3.16: Rumore di Fase dell'oscillatore finale

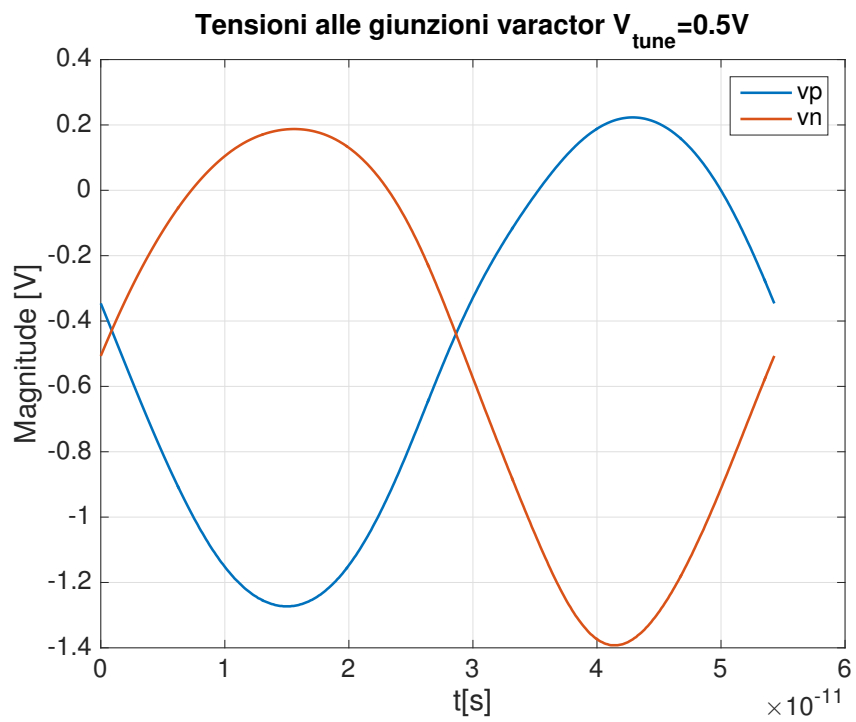
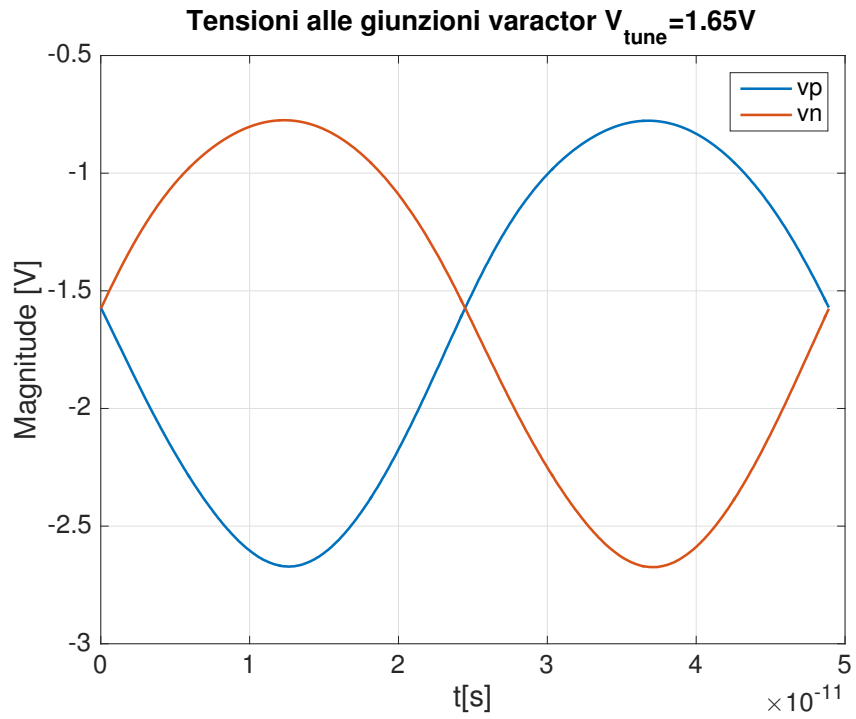


Fig. 3.17: Forme d'onda di tensione ai capi delle due giunzioni del varactor con $V_{tune}=1.65V$ in (a) e $V_{tune}=0.5V$ in (b)

Conclusioni

In questa tesi si è analizzata una topologia circuitale che si propone di ottenere gli stessi vantaggi, in termini di efficienza di conversione, che si hanno con la topologia a doppia coppia incrociata realizzata a transistor *MOSFET*, rispetto alla versione a singola coppia incrociata.

L'utilizzo della tecnologia fornita da *INFINEON*, comprensiva di transistor bipolari veloci di tipo *npn*, ha comportato la particolare scelta circuitale presentata nella Sezione 2.1.

L'obiettivo iniziale è stato quindi quello di studiare dal punto di vista teorico la topologia presentata, individuando quali condizioni devono essere rispettate al fine di realizzare lo Start-Up dell'oscillazione e quali grandezze entrano in gioco, al primo ordine, per determinare l'ampiezza di oscillazione della tensione di uscita.

Ricavate le condizioni che caratterizzano e regolano il funzionamento del circuito si è passati alla fase di dimensionamento dove si è dovuto ricorrere a delle ipotesi poco restrittive riguardo ai contributi di rumore dei bjt Q_3 e Q_4 , in quanto la rete superiore del circuito, per quanto riguarda il contributo al rumore di fase, rimane tuttora inesplorata.

Successivamente si è utilizzato un modello più accurato al fine di eseguire un confronto sensato con l'oscillatore a singola coppia incrociata, come mostrato nella Sezione 3.2.1.

Nel progetto dell'OTA si è dovuto prestare attenzione alla corrente assorbita dall'oscillatore, in quanto avendo utilizzato un OTA a singolo stadio, una corrente assorbita troppo elevata avrebbe causato lo spegnimento dell'OTA.

Inoltre, è stato necessario un apposito accorgimento per pareggiare il modo comune di ingresso con quello di uscita.

L'OTA complessivamente richiede una corrente di tail di $700\mu A$ ed avendo una caratteristica a polo dominante è stata necessaria l'analisi della stabilità dell'anello di bias inferiore, mostrato nella Sezione 2.5.3, con la conseguente aggiunta di una capacità di compensazione.

Successivamente sono state svolte le simulazioni circuitali, le quali sono servite inizialmente per verificare i risultati teorici precedentemente ricavati, per poi confermare le aspettative di efficienza di conversione tra la topologia presentata e quella a singola coppia incrociata, in particolare si è verificato che a parità di corrente di tail l'oscillatore proposto permette di avere un'ampiezza di oscillazione circa doppia rispetto alla situazione di avere una singola coppia incrociata.

Infine si è ricavata una serie di risultati sull'oscillatore a doppia coppia di bjt *npn*, introducendo la possibilità di variare la frequenza di oscillazione tra $17GHz \div 22GHz$. La corrente di tail richiesta dall'oscillatore per massimizzare l'ampiezza di oscillazione disponibile è di circa $12.5mA$ e con questa configurazione il rumore di fase prodotto a $10MHz$ dalla portante è di circa $-132.9dBc/Hz$.

Bibliografia

- [1] E-Band Backhaul, Sabertek [Online]. Available: <http://www.sabertek.com/e-band-backhaul.html>.
- [2] 70/80 GHz Overview E-Band Communications Corporation, [Online] Available: <http://www.e-band.com>.
- [3] I. Sarkas, S. Nicolson, A. Tomkins, E. Laskin, P. Chevalier, B. Sautreuil and S. Voinigescu, *An 18-Gb/s, direct QPSK modulation SiGe BiCMOS transceiver for last mile links in the 70-80GHz band*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 45(10), 2010.
- [4] O. Katz, R. Ben-Yishay, R. Carmon, B. Sheinman, F. Szenher, D. Pappae and D. Elad, *A fully integrated SiGe E-Band transceiver chipset for broadband point-to-point communications*, IEEE Radio Wireless Symp, 2012.
- [5] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 2011.
- [6] Nhat M. Nguyen and Robert G. Meyer, *Start-Up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 27(5), May 1992.
- [7] Thomas H. Lee and Ali Hajimiri, *Oscillator Phase Noise: A Tutorial*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(3), March 2000.
- [8] D.B. Leeson, *A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum*, Proc. IEEE, pages 329–330, February 1966.
- [9] Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar and Georg Bock, *The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications*, WILEY, 2005.

BIBLIOGRAFIA

- [10] S. Levantino, C. Samori, A. Zanchi and A. L. Lacaita, *AM-to-PM Conversion in Varactor-Tuned Oscillators*, IEEE Journals, vol. 49 pages 509-513, 2002.
- [11] A. Hajimiri, T.H. Lee, *A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators*, IEEE Journal Solid-State Circuits, pages 179–194, February 1998.
- [12] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, WILEY, 2012.
- [13] Andrea Mazzanti and Pietro Andreani, *A Push-Pull Class-C CMOS VCO*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 48(3), March 2013.
- [14] Fabio Padovan, Marc Tiebout, Koen L.R. Mertens, Andrea Bevilacqua and Andrea Neviani, *Design of Low-Noise K-Band SiGe Bipolar VCOs: Theory and Implementation*, IEEE Transactions on Circuits and System, 62(2), February 2015.
- [15] Andrea Mazzanti and Pietro Andreani, *Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 43(12), December 2008.
- [16] Gray, Hurst, Lewis, Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, WILEY, 2010.
- [17] J. Bock, H. Schafer, K. Aufinger, R. Stengl, S. Boguth, R. Schreiter, M. Rest, H. Knapp, M. Wurzer, W. Perndl, T. Bottner and T.F. Meister, *SiGe Bipolar Technology for Automotive Radar Applications*, IEEE BCTM 4.2, 2004.
- [18] Sergio Franco, *Analog Circuit Design: Discrete & Integrated*, McGRAW-HILL, 2015.
- [19] Andrea Bevilacqua, *WSL: VCO Basics*, IEEE International Microwave Symposium, June 2013.
- [20] Pietro Andreani, *WSL: Harmonic VCO Design in CMOS*, IEEE International Microwave Symposium, June 2013.

BIBLIOGRAFIA

- [21] Andrea Mazzanti and Andrea Bevilacqua, *On the Phase Noise Performance of Transformer-Based CMOS Differential-Pair Harmonic Oscillators*, IEEE Transactions on Circuits and System, 62(9), September 2015.