

INDUTTORI MONOLITICI SU SILICIO PER APPLICAZIONI IN OSCILLATORI A BASSO RUMORE DI FASE

V. Minerva*, G. Macchiarella*, M. Pagani**

*Laboratorio PoliEri – Dip. Elettronica e Informazione Politecnico di Milano
Piazza Leonado da Vinci, 32 20133 Milano

**Ericsson Lab Italy – Via Cadorna, 73 20090 Vimodrone (Mi)
minerva@elet.polimi.it

Abstract

This paper presents a lumped model for integrated inductors, which is sufficiently precise in computing the inductance and quality factor. However, its strength lies in the optimization of the geometrical parameters, such as the inductor line width, the turn spacing, the outer diameter and the number of turns, that give the maximum quality factor for a given frequency and a given inductance value. A comparison with another simulator validates the optimization effectiveness.

INTRODUZIONE

Nei circuiti integrati analogici per trasmissioni radiomobili uno degli elementi più critici è il VCO, che richiede un basso rumore di fase, tipicamente inferiore a 100 dBc/Hz a 100 kHz dalla portante. Tali prestazioni sono determinate, in buona misura, dal dispositivo risonante presente nello schema dell'oscillatore, più precisamente dal suo fattore di merito. Nelle realizzazioni integrate il dispositivo risonante è costituito tipicamente da un induttore a spirale che risuona con un elemento capacitivo (in genere una capacità di tipo MIM e un varactor).

Il fattore di merito Q dell'induttore è in questo caso fortemente degradato dalla bassa resistività del substrato di silicio, che provoca delle correnti di perdita (le cosiddette "eddy currents"), oltre ad essere responsabile di effetti capacitivi parassiti che limitano ulteriormente il Q .

Il progettista può soltanto intervenire sui parametri geometrici per cercare di migliorare il Q dell'induttore. La scelta dei parametri geometrici non è però semplice perché esistono diversi effetti che degradano il fattore di qualità, spesso in contrasto tra loro (si veda [1] per una rassegna esauriente).

È quindi importante sviluppare uno strumento di analisi che permetta al progettista di valutare rapidamente gli effetti dei parametri geometrici sulle prestazioni dell'induttore, che è quanto si propone questo lavoro.

Nella prossima sezione viene brevemente introdotto il modello a parametri concentrati e nella sezione successiva vengono mostrati i risultati e il confronto con un altro simulatore per validare l'efficacia dell'ottimizzazione.

MODELLIZZAZIONE DELL'INDUTTORE

In Figura 1 è mostrato un tipico induttore a spirale, di altezza B , base A , larghezza del conduttore w , spazio fra i conduttori s e spessore del metallo t .

La sua induttanza è calcolata in base alle note formule analitiche in [2]. Date le dimensioni dell'induttore (tipicamente 200-300 μm di lato), tali formule quasistatiche sono sufficientemente precise per le applicazioni considerate (4-5 GHz) e inoltre hanno il vantaggio di poter essere rapidamente applicate a un induttore di qualsiasi forma. In questo modo è possibile fare una prima valutazione della bontà di nuove topologie ed effettuare una simulazione elettromagnetica soltanto di quelle più promettenti.

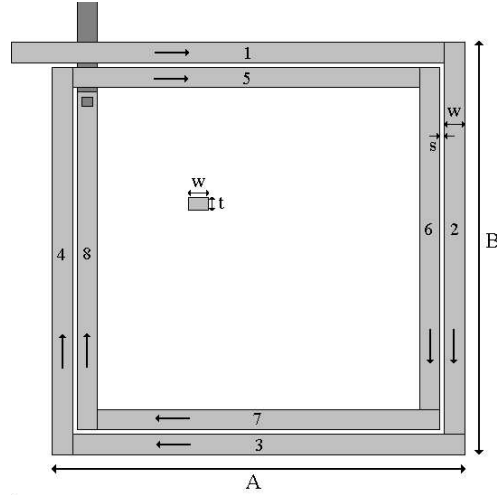


Figura 1: Topologia di un induttore a spirale con evidenziati i principali parametri geometrici, il numero di segmenti in cui è decomposto e il verso di percorrenza della corrente.

Più complesso è valutare l'effetto delle capacità e delle resistenze parassite dovute al substrato. Per le capacità, si suppone che sotto il substrato ci sia un piano di massa e che questo formi con gli avvolgimenti della spirale un condensatore a facce piane parallele, di cui è ben nota la formula (eq. (1)).

$$C_i = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r_i} \cdot \frac{w \cdot l}{t_i} \quad (1)$$

$$R_i = \frac{\rho_i \cdot l}{w \cdot t_i} \quad (2)$$

Il pedice i indica l' i -esimo dielettrico del condensatore. In Figura 2 è rappresentata una tipica tecnologia BiCMOS e la relativa modellizzazione delle capacità parassite. Si notino le resistenze in parallelo alle capacità (date dall'eq. (2)), che modellizzano le correnti di perdita dovute alla conducibilità di questi strati (che hanno una *sheet resistance* variabile da 1 a 1000 $\Omega\text{-cm}$). La stessa formula in (2) è impiegata per valutare le perdite dovute agli avvolgimenti della spirale.

In questo modo si ricava il classico modello a π dell'induttore (Figura 3) e da questo il fattore di qualità Q .

RISULTATI

Il programma è stato implementato in Matlab. In Figura 4 sono riportati i valori dell'induttanza equivalente del modello a π ottenuti in questo lavoro e quelli ottenuti con Asitic [3] e il fattore di qualità Q . La tecnologia considerata è la SiGeHP di IBM [4]. I dati sono $A=B=200 \mu\text{m}$, $n=3$, $w=10 \mu\text{m}$, $s=10 \mu\text{m}$.

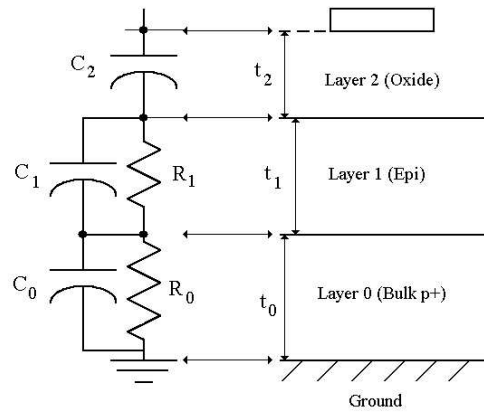


Figura 2: Modellizzazione delle capacità e delle resistenze parassite dovute al substrato.

Sia l'induttanza che il fattore di qualità vengono più alti di quelli di Asitic perché il modello non tiene conto delle "eddy currents", che pesano molto in questa tecnologia data l'alta conducibilità del substrato (la *sheet resistance* è $16 \Omega\text{-cm}$). L'andamento in frequenza è comunque analogo in entrambe le simulazioni. In particolare, in entrambi i casi si nota una diminuzione del Q dopo i 5 GHz, dovuta al prevalere degli effetti capacitivi del substrato. Nelle frequenze di interesse (4-5 GHz), il Q è sopra il valore 10 in entrambe le simulazioni, e questo senza aver effettuato alcuna ottimizzazione delle dimensioni dell'induttore, grazie alla bontà della tecnologia considerata [4].

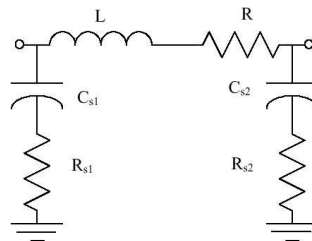


Figura 3: Circuito equivalente a π dell'induttore.

Come passo successivo, si è introdotto nel programma un ottimizzatore, che, data una certa induttanza e scelta una certa topologia di induttore, calcola i valori di w , s , A e B , nonché il numero di avvolgimenti n , che massimizzano il Q .

In Tabella 1 sono riportati i valori di n , w , s , A e B , che ottimizzano il Q dell'induttore a 2, a 5 e a 8 GHz, per una induttanza (effettiva, non quella equivalente del modello a π) di 2.5 nH. Gli induttori con questi valori geometrici sono stati simulati in Asitic, ottenendo a tutte e tre le frequenze considerate dei valori di Q maggiori di quelli in Figura 4¹. L'induttanza effettiva, inoltre, non è molto diversa da quella imposta di 2.5 nH. I miglioramenti più evidenti si hanno a 2 GHz, perché gli effetti parassiti del substrato contano meno e quindi l'ottimizzatore del modello a elementi concentrati è più efficace. Si noti dalla tabella come, all'aumentare della frequenza, convenga ridurre la larghezza w della spira, per ridurre gli effetti capacitivi, il numero di avvolgimenti n ,

¹ In Figura 4 l'induttanza effettiva è circa 2.5 nH e quindi ha senso il confronto.

dato che i segmenti più interni della spirale aumentano la resistenza più di quanto non aumentino l'induttanza e tendono quindi a ridurre Q , e come invece convenga aumentare s , per ridurre il *crowding effect* tra gli avvolgimenti della spirale [5].

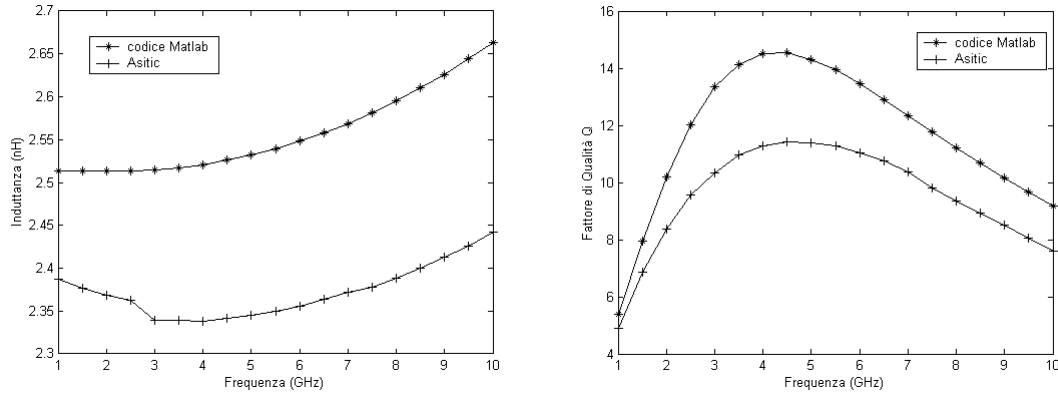


Figura 4: Induttanza equivalente del modello a (a sinistra) e fattore di qualità (a destra) ottenuti in questo lavoro (indicati con *) e con Asitic (indicati con +).

Si noti che un induttore ottimo ad una certa frequenza non lo è ad un'altra: l'induttore I1 ha $Q = 11.34$ a 5 GHz e $Q = 7.595$ a 8 GHz, I2 ha $Q = 9.636$ a 2 GHz e $Q = 8.857$ a 8 GHz, mentre I3 ha $Q = 7.787$ a 2 GHz e $Q = 11.49$ a 5 GHz.

Freq.(GHz)	n	w (μ)	s (μ)	A (μ)	B (μ)	Q	L (nH)	nome
2	2.5	20	5	279.26	279.26	10.98	2.41	I1
5	2	13.92	6.99	300	300	11.86	2.432	I2
8	1.75	9.28	8.43	300	300	9.802	2.486	I3

Tabella 1: Parametri geometrici di un induttore a spirale ottimizzato a varie frequenze.

CONCLUSIONI

In questo lavoro è stato presentato un modello a parametri concentrati di un induttore a spirale. Tale modello, anche se non tiene conto di alcuni effetti parassiti dovuti al substrato, si rivela comunque valido nell'ottimizzare le dimensioni geometriche che danno, ad una certa frequenza e per un dato valore di induttanza, il fattore di qualità più elevato. Questo è utile nel progetto di circuiti integrati alle microonde in tecnologia al silicio, dove il fattore di qualità degli induttori è molto basso (difficilmente $Q > 15$) ed è quindi fondamentale aumentarlo il più possibile.

BIBLIOGRAFIA

- [1] I. J. Bahl, "High-Performance Inductors", *IEEE MTT*, vol. 49, n. 4, 2001.
- [2] Frederick W. Grover, *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. D. Van Nostrand, New York, 1946.
- [3] ASITIC, <http://formosa.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>.
- [4] *SiGeHP (BiCMOS 5 HP) Design Manual*, IBM Microelectronics Division, May 17 2001.
- [5] W. B. Kuhn, N. M. Ibrahim, "Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors", *IEEE MTT*, vol. 49, n. 1, 2001.