

Università degli Studi di Pisa

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

**Progetto e Simulazione di Amplificatori a Basso Rumore (LNA)  
a MOS per Front End a radiofrequenza**

Candidato:  
Michelangelo Donzello

Relatori:  
Prof. Bruno Neri  
Ing. Federico Baronti

---

Anno Accademico 2014-2015

# Indice

Introduzione .....	pag.	4
Capitolo 1		
Amplificatori RF con transistor MOS		
1.1 Amplificatore a basso rumore (LNA - Low Noise Amplifier) ..	pag.	6
1.2 Caratteristiche generali .....	pag.	7
1.3 Soluzioni circuitali .....	pag.	10
1.4 Sorgenti di rumore e Cifra di Rumore nei MOS .....	pag.	28
1.5 Impedenza ottima ( $Z_{on}$ ) e cifra di rumore minima ( $NF_{min}$ ) .....	pag.	43
1.6 Dipendenza dei parametri di rumore dal punto di riposo e step tecnologico .....	pag.	57
Capitolo II		
Il 'Matching' integrato nel LNA con transistori bipolari .....	pag.	61
Il 'Matching' integrato nel LNA con transistori MOS .....	pag.	67
Progetto di un LNA a MOS secondo T.H. Lee .....	pag.	70
Progetto vincolato al consumo e all'occupazione di area .....	pag.	74
Capitolo III		
Introduzione al software ADS (Advanced Design Systems) .....	pag.	84
Tipi di analisi con ADS .....	pag.	91
Capitolo IV		
Studio del comportamento della Cifra di Rumore in uscita al LNA al variare della terminazione di ingresso		
Caso con tecnologia 350 nm .....	pag.	96
Conclusioni .....	pag.	117

Elenco delle Figure	.....	pag.	118
Elenco delle Tabelle	.....	pag.	123
Bibliografia	.....	pag.	124

# Introduzione

L'evoluzione della tecnologia, la continua miniaturizzazione dei circuiti elettronici e la crescente frequenza di taglio dei transistor consentono al progettista su Silicio di sistemi elettronici a radiofrequenza di sperimentare nuove soluzioni architetture. Poter realizzare sistemi completi su singolo 'chip', quando la tecnologia lo permette e le frequenze di funzionamento sono dell'ordine dei GHz, suggerisce di provare a integrare anche il sistema d'antenna.

In passato la tecnologia non consentiva l'integrazione del sistema d'antenna su 'chip' per cui nasceva l'esigenza di utilizzare un valore di impedenza standard che permettesse di interfacciare agevolmente sistemi sviluppati da costruttori diversi. La scelta fu di utilizzare terminazioni con impedenza  $50 \Omega$  che rappresentava un valido compromesso tra perdite minime e massimo trasferimento di potenza di una linea di trasmissione [1].

L'amplificatore a basso rumore (LNA - Low Noise Amplifier) a cui viene collegata l'antenna richiederà allora una impedenza d'ingresso pari a  $50 \Omega$  per ottenere l'adattamento di impedenza con la linea che collega l'antenna al LNA, riducendo di fatto al minimo le riflessioni.

L'amplificatore a basso rumore (LNA), essendo il primo stadio della catena di amplificazione ed elaborazione del segnale, deve essere progettato per trasferire sulla sua uscita il segnale affetto dal minimo rumore possibile che inevitabilmente viene introdotto dall'amplificatore stesso.

Potendo ormai integrare su 'chip' anche l'antenna, viene meno la necessità di adattare l'ingresso del LNA su  $50 \Omega$ , per cui diventa interessante valutare come si comporta l'amplificatore a basso rumore quando al suo ingresso si presentano impedenze di sorgente di valore diverso dai  $50 \Omega$  classici. In particolare l'attenzione viene posta sul rumore che si presenta in uscita al LNA in tali circostanze.

Ci concentreremo su questo aspetto preoccupandoci di progettare il LNA in modo che abbia impedenza d'ingresso di pari valore all'impedenza di sorgente, nei vari casi di impedenza di sorgente presi in considerazione, valutando per ogni valore la Cifra di Rumore (NF) in uscita al LNA e il

Guadagno di Trasduttore  $G_T$ . La topologia circuitale del LNA che è stata scelta è la configurazione Cascode a singola terminazione, molto utilizzata nel campo delle radiofrequenze.

I risultati che andremo a valutare saranno ottenuti utilizzando un CAD dedicato alla progettazione di circuiti integrati a radiofrequenza che consente di simulare con ottima approssimazione il comportamento elettrico del prodotto realizzato su Silicio nella tecnologia scelta.

La frequenza di lavoro scelta per le simulazioni sarà sempre pari a 5 GHz.

# Capitolo 1

## Amplificatori RF con transistor MOS

### 1.1 Amplificatore a basso rumore

L'amplificatore a basso rumore (LNA - Low Noise Amplifier) è il primo stadio della catena di amplificazione in un sistema il cui compito è quello di ricevere ed elaborare un segnale proveniente da una stazione remota.

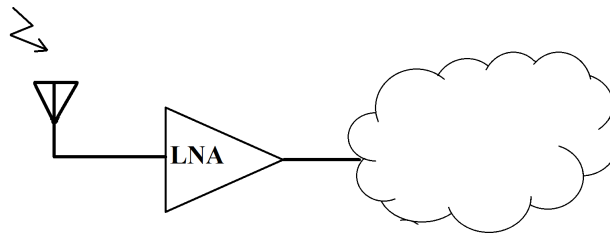


Figura 1

Il LNA potrebbe essere preceduto, in funzioni degli scopi per i quali viene utilizzato, da filtri passa banda per selezionare singole porzioni dello spettro ricevuto attraverso l'antenna o da particolari deviatori (switch d'antenna) per la ricetrasmisione di segnali.

Generalmente il LNA è un amplificatore in *classe A*. La scelta deriva dalla necessità di distorcere il meno possibile il segnale ricevuto.

Il segnale captato dall'antenna che giunge al LNA spesso ha potenze dell'ordine del picowatt (equivalenti a tensioni in antenna dell'ordine del microvolt) per cui è necessario che questo primo stadio sia in grado di amplificare in modo ottimale tale segnale evitando di introdurre rumore che degraderebbe il rapporto segnale/rumore complessivo del sistema. Il LNA ha allora un compito molto delicato da svolgere per cui deve essere ben progettato, come vedremo in seguito, soprattutto nel caso di ricevitori, per avere bassa Cifra di Rumore ed elevato Guadagno  $G_i$  in modo da ridurre l'influenza sul rumore degli stadi successivi. Tale giustificazione è supportata dalla formula di FRIIS seguente dove con  $G_{ai}$  indichiamo il *Guadagno di Potenza Disponibile* e con

$NF_i$  la *Cifra di Rumore* di un singolo stadio amplificatore mentre  $NF_1$  è la *Cifra di Rumore del LNA*. Dalla formula si evince l'importanza di ridurre al minimo  $NF_1$ .

$$NF_T = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{Ga_1} + \frac{NF_3 - 1}{Ga_1 Ga_2} + \dots$$

Valori tipici dell'amplificazione di un LNA ottenibili evitando instabilità e saturazione variano nell'intervallo 10 ÷ 25 dB.

Valori tipici della *Cifra di Rumore del LNA* nel caso di telefonia cellulare variano nell'intervallo 2 ÷ 3 dB mentre per le applicazioni WLAN (*Wireless Local Area Network*) variano nell'intervallo 5 ÷ 6 dB. Per ottenere una bassa cifra di rumore, un elevato guadagno e garantire la linearità nell'intervallo di frequenze richiesto è molto importante poter dimensionare opportunamente i transistor con cui si realizza il LNA. Dovendo alimentare spesso le apparecchiature con batterie, dato che il LNA viene fatto lavorare in classe A, in condizioni statiche si cerca di ridurre al minimo sia la corrente che la tensione di polarizzazione per ridurre i consumi; diretta conseguenza di questa scelta è il peggioramento delle prestazioni sia in termini di rumore sia di linearità per cui diventa necessario trovare un compromesso tra prestazioni e consumi.

## 1.2 Caratteristiche generali

Il LNA sarà allora in grado di amplificare segnali con bassi livelli di potenza, stabilendo di fatto quanto vale il livello minimo del segnale che è in grado di amplificare correttamente, cioè la sua *sensitività*. Al tempo stesso occorrerà porre attenzione al massimo livello di potenza al suo ingresso per evitare che introduca distorsioni del segnale che dovrà essere trattato dagli stadi successivi. Diventa importante allora conoscere l'intervallo di potenza ammesso in ingresso al LNA, dunque valutarne la *Linearità*, che può essere quantificata con l'introduzione del parametro “ *Punto di Compressione ad 1 dB* “ definito come il punto in cui il guadagno dell'amplificatore si discosta da 1-dB rispetto a quello per piccolo segnale, il cui un grafico a titolo d'esempio è riportato in Figura-2.

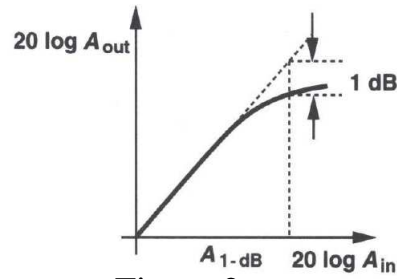


Figura 2

Altro parametro importante per la *Linearità* legato però alla Intermodulazione è il “*Punto di intercetta del 3° Ordine*” che permette di quantificare la distorsione da intermodulazione del terzo ordine, riportato in Figura-3.

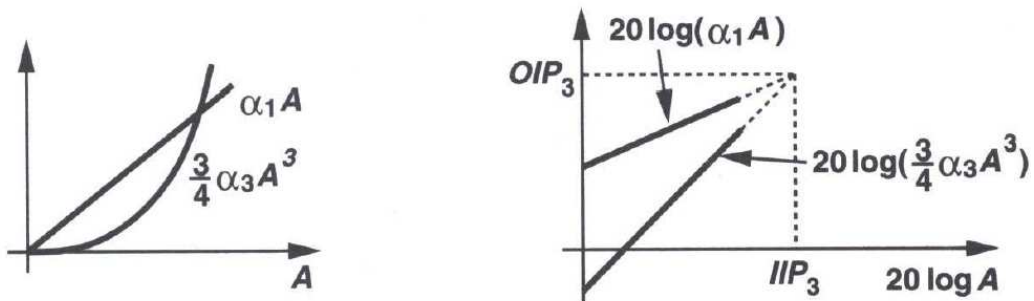


Figura 3

Lo schema di principio di Figura-4 chiarisce il metodo per ottenerlo.

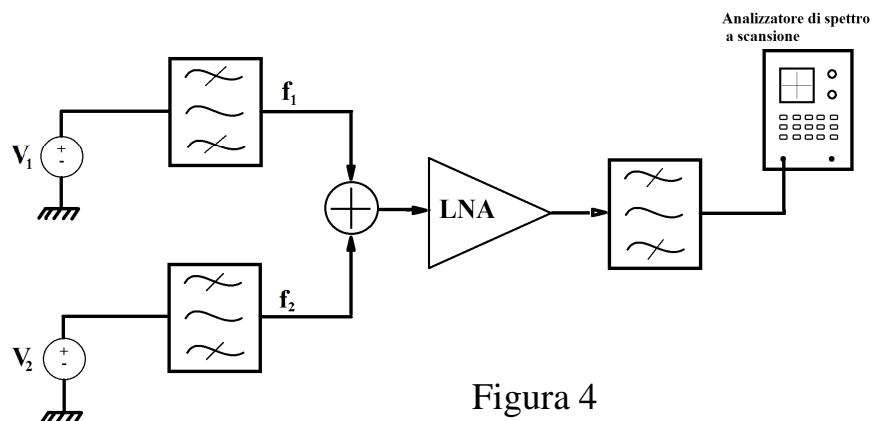


Figura 4



Punto di Compressione e Intercetta del 3° Ordine si possono ottenere agevolmente col simulatore ADS<sup>TM</sup> che prevede funzioni specifiche allo scopo in grado di fornire direttamente il risultato. La Figura-5 illustra invece il risultato ottenuto col simulatore ADS<sup>TM</sup> nel caso di Intercetta del 3° Ordine acquisito col metodo indiretto.

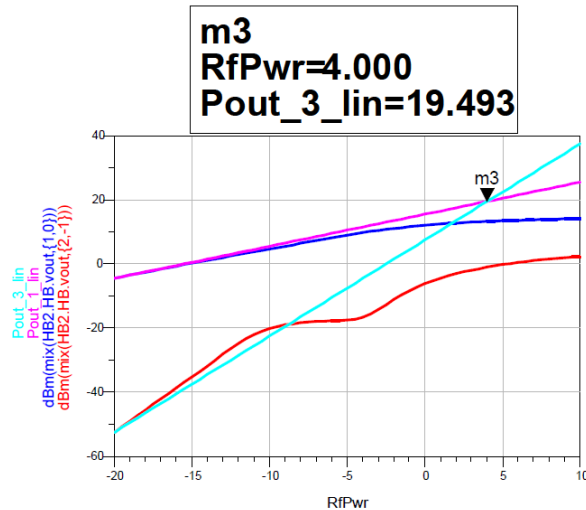


Figura 5

Oltre al *Guadagno*, che deve essere il maggiore possibile, per consentire oltretutto la riduzione del numero di stadi della catena di amplificazione e la *Linearità* appena vista, un'altra caratteristica di rilievo del LNA è la *Banda Passante*.

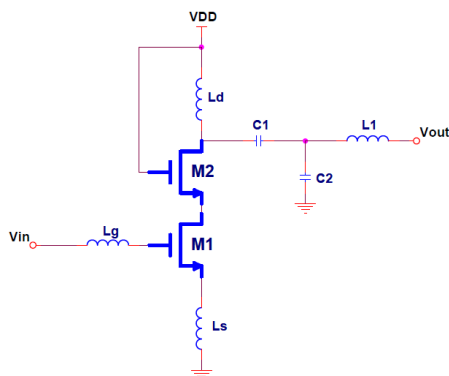
Lavorando con frequenze centrali elevate dell'ordine dei GHz, come ad esempio nel caso della ISM (*Industrial, Scientific, Medical*) a 2,4 GHz (o 5GHz) con un intervallo di frequenze che va da 2,4 a 2,4835 GHz e banda 83,5MHz, banda suddivisa in 14 canali, ciascuno con banda di circa 20 MHz, oppure come nel caso di telefonia cellulare GSM (*Global System for Mobile communication*) che utilizza due bande da 25 MHz, che permettono al terminale mobile di ricevere ( trasmettere ) il segnale dalla ( verso la ) stazione base, possiamo affermare che il LNA è un sistema a *Banda Stretta* se paragonata alla frequenza centrale di lavoro. Questo vuol dire che il comportamento del LNA all'interno della banda è praticamente lo stesso. In aggiunta ai sistemi a banda stretta esistono anche sistemi a banda larga detti *Ultra Wide Band* (UWB) con larghezza di banda dell'ordine del GHz per i quali viene richiesta una progettazione che si discosta molto da quello che andremo ad analizzare e che non saranno presi in considerazione in queste pagine.

Ricapitolando, per un LNA i parametri principali a cui occorre porre particolare attenzione sono: la *Cifra di Rumore*, il *Guadagno*, la *Linearità* e la *Larghezza di Banda*.

### 1.3 Soluzioni circuitali

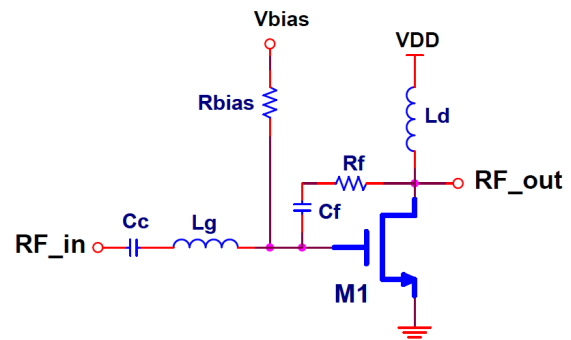
Nell'introduzione ho fatto riferimento alla soluzione Cascode a singola terminazione essendo essa la più utilizzata per il LNA dato che rappresenta il miglior compromesso tra le soluzioni esistenti in termini di basso rumore, alto guadagno, stabilità. Inoltre la soluzione Cascode può essere realizzata sia con transistor Bipolari che MOS.

Esistono altre soluzioni circuitali con transistor MOS come ad esempio l'Amplificatore cascode ripiegato (*Folded cascode amplifier*) [6] oppure l'Amplificatore a reazione con derivazione (*Shunt Feedback Amplifier*) [6] di cui sono riportati gli schemi elettrici di principio rispettivamente nelle Figure 8 e 7. Lo schema elettrico di principio dell'Amplificatore cascode a source comune (*Cascoded common-source amplifier*) [6] è in Figura-6.



Amplificatore Cascode a Source Comune

Figura 6



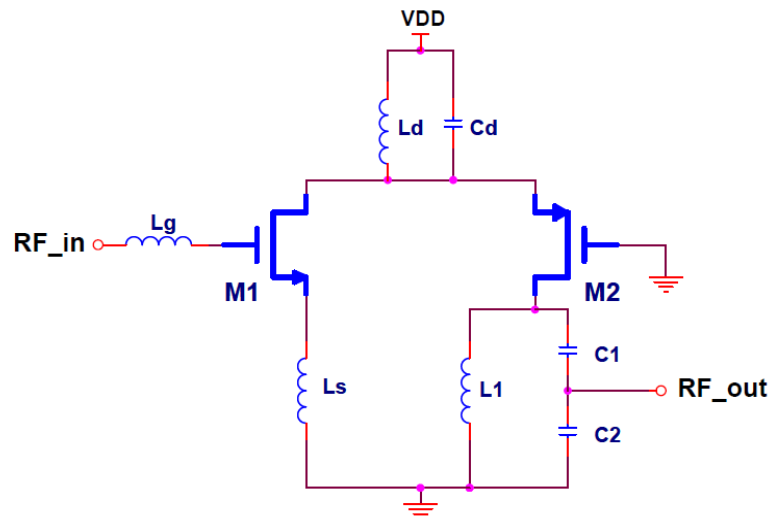
Amplificatore a Reazione con Derivazione

Figura 7

#### Amplificatore cascode ripiegato

Questa soluzione topologica riportata in Figura-8 priva del circuito di polarizzazione è particolarmente indicata se il LNA è destinato ad essere utilizzato in applicazioni con bassa tensione di alimentazione. Si nota subito che i due transistor sono rispettivamente un NMOS ed un PMOS e che per la componente continua si trovano collegati in parallelo tra l'alimentazione e massa, per cui sono sottoposti alla stessa alimentazione. L'Amplificatore

cascode ripiegato è allora in grado di funzionare con tensioni di alimentazione inferiori rispetto alla soluzione del Cascode a singola terminazione che come si vede in Figura-6 è ottenuta con due transistor dello stesso tipo impilati. Compito del transistor PMOS è quello di ridurre la capacità di ingresso, fornire un buon isolamento inverso e migliorare la stabilità [7].



**Amplificatore Cascode Ripiegato**

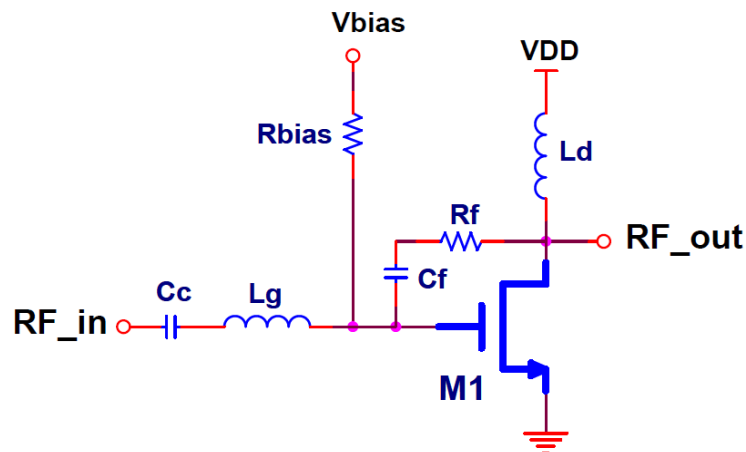
**Figura 8**

Il progetto del LNA cascode ripiegato è molto simile a quello del Cascode a singola terminazione. L'induttanza di sorgente  $L_s$  serve ad impostare la parte reale della impedenza d'ingresso mentre l'induttanza di gate  $L_g$  è calcolata sulla base della frequenza di risonanza. L'induttore  $L_d$  risuona con  $C_d$  in parallelo alle capacità di giunzione del drain di M1 (n-mos) e di sorgente di M2 (p-mos). L'induttore di carico  $L_1$  ed i condensatori  $C_1$  e  $C_2$  costituiscono la corrispondente rete di adattamento d'uscita.

### Amplificatore a reazione con derivazione

Il LNA a reazione con derivazione è mostrato in Figura-7. Esso consente il simultaneo adattamento d'ingresso e d'uscita per un grande intervallo di frequenze e possedere una elevata linearità. La linearità dell'amplificatore migliora perché diventa meno sensibile al guadagno dell'amplificatore che è ampiamente fissato dalla reazione. La rete di reazione, composta da una resistenza in serie con un condensatore, linearizza il guadagno e aumenta la larghezza di banda dell'amplificatore. L'uso della reazione va bene anche per

LNA di tipo CMOS poiché l'impedenza di ingresso del MOSFET è grande ed è principalmente capacitiva, il che significa che l'impedenza di ingresso può essere controllata e impostata dalla reazione. Per migliorare le prestazioni ad alta frequenza, un ulteriore induttore può essere collocato in serie con la resistenza e il condensatore [8]. Per comodità la figura del LNA a reazione con derivazione è riportata sotto.



### **Amplificatore a Reazione con Derivazione**

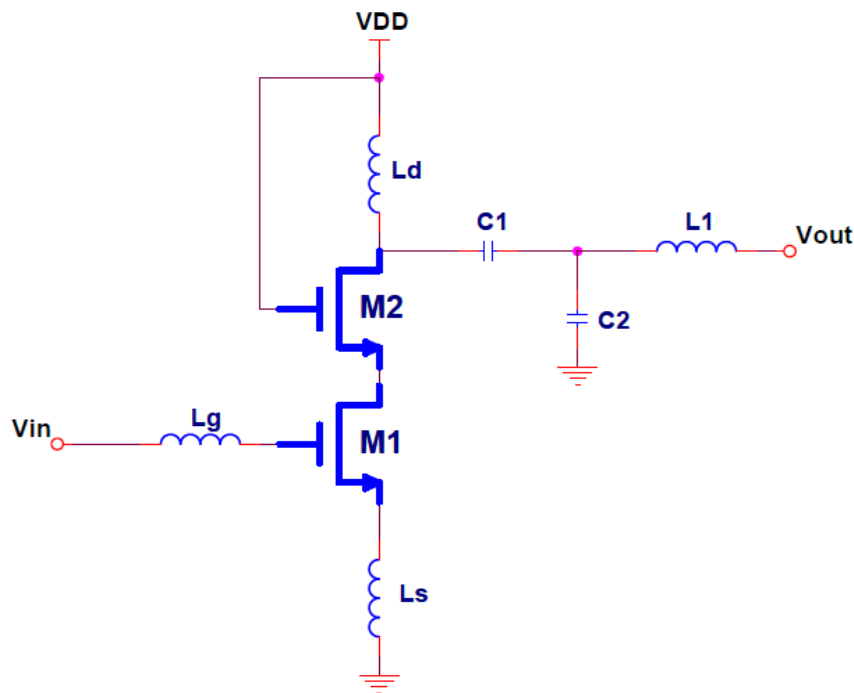
Il progetto della rete di reazione, che consente di impostare il guadagno di potenza, prevede che la resistenza di reazione  $R_f$  sia legata alla impedenza d'uscita  $Z_o$  ed al guadagno di potenza  $S_{21}$  dalla relazione  $R_f = Z_o (1 + |S_{21}|)$

La capacità  $C_f$  in serie ad  $R_f$  nella rete di reazione ha solo il compito di bloccare la componente continua ed il suo valore è elevato per non produrre effetti sulla reazione. In serie al gate del MOS è inserito un piccolo induttore  $L_g$  il cui compito è di migliorare l'adattamento di impedenza. Viene infine collegato al drain un induttore  $L_d$  che risuona con la capacità di giunzione del drain del MOS con lo scopo di sintonizzare sulla frequenza desiderata l'uscita del LNA.

### Amplificatore cascode a source comune

Osservando lo schema di Figura-6 riportata per comodità nella pagina seguente, si nota che l'amplificatore Cascode è ottenuto impilando due MOS per cui la tensione di alimentazione VDD richiesta è maggiore rispetto alle altre due soluzioni appena viste. In Figura-6 è stato omesso il circuito di polarizzazione. I transistor M1 e M2 sono identici in modo da ottenere vantaggi in fase di

realizzazione del layout. Lo stadio Cascode con MOS è composto da due blocchi in cascata: il primo è uno stadio a Source Comune ed il secondo uno stadio a Gate Comune.



**Amplificatore Cascode a Source Comune**

Viene usato lo stadio Cascode al posto del solo stadio a Emettore Comune (CE) perché lo stadio CE per effetto Miller riporta in ingresso una capacità parassita molto elevata che influisce negativamente sulla banda a frequenze più alte, riducendola. Lo stadio Cascode invece riporta in ingresso una capacità parassita piccola rispetto a quella dello stadio CE per cui il limite superiore di banda è maggiore e aumenta anche l'isolamento inverso ( $S_{12}$ ); di conseguenza si ottiene un migliore isolamento tra le porte di ingresso e di uscita. Con il Cascode aumenta anche l'impedenza di uscita. Rispetto allora allo stadio CE lo stadio Cascode ha un guadagno simile ma banda più larga. La rete d'adattamento d'uscita è costituita da  $L_d$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ .

Confrontiamo adesso utilizzando la Tabella-1 [6] il comportamento delle due soluzioni appena descritte insieme a quella del LNA cascode a source comune, all'interno della banda da 100 MHz, U-NII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) va da 5,725 GHz a 5,825 GHz, alla frequenza di 5,8 GHz per una tecnologia CMOS di 90 nm; i risultati sono stati ottenuti con un simulatore dedicato alla progettazione di circuiti integrati a radiofrequenza.

Ref.	Tech. [nm]	V <sub>DD</sub> [V]	f <sub>c</sub> [GHz]	Gain [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P <sub>DC</sub> [mW]
Cascoded common-source	90	1	5.8	13.796	1.7	-7.51	19.31
Folded cascode	90	1	5.8	12.893	1.79	-6.22	48.28
Shunt feedback	90	1	5.8	19.972	2.63	-5.03	56.8

Tabella-1

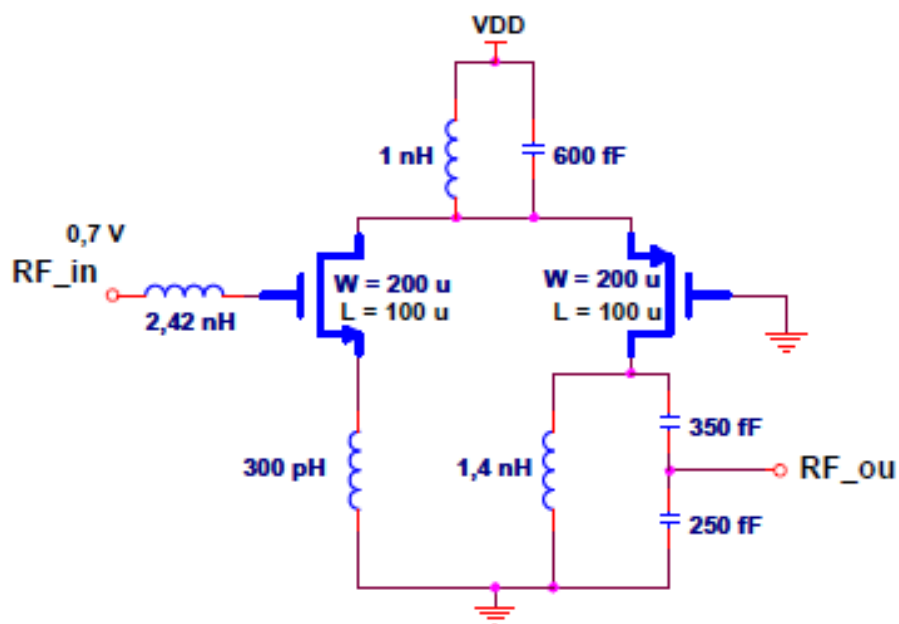
Circuit Designs	Tech. [nm]	V <sub>DD</sub> [v]	f <sub>c</sub> [GHz]	Gain [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P <sub>DC</sub> [mW]
Cascoded common-source	180	1	5.9	15.7	1.85	-5.5	19.31
Shunt feedback	180	1	5.9	19.9	2.63	-5	56.8

Tabella-2

Per un rapido confronto con un'altra tecnologia vediamo in Tabella-2 i risultati di una simulazione nel caso di una tecnologia CMOS di 180 nm [8] dove invece il LNA a reazione con derivazione è a singolo stadio.

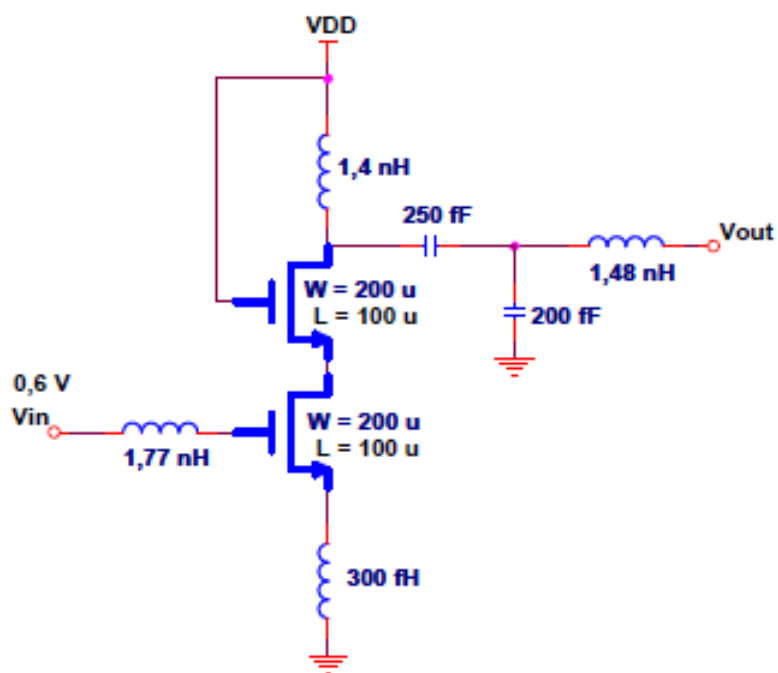
Osservando i dati della tabella-1, ottenuti con gli schemi elettrici di Figura-9, si nota subito che il LNA cascode a source comune (o singola terminazione) possiede la Cifra di Rumore (NF) minore rispetto alle altre configurazioni; ciò è dovuto alla scelta di adattare l'ingresso utilizzando la degenerazione induttiva. L'andamento della Cifra di Rumore nei tre casi è riportato in Figura-10 [6] dove si vede che in tutti e tre i casi la NF rimane al di sotto dei 3 dB. Osservando l'andamento in frequenza del *Guadagno di Potenza* riportato in Figura-11 [6] si nota subito che come già anticipato il LNA a reazione con derivazione possiede una banda molto più ampia degli altri due casi che sono a banda stretta. Il *Fattore di Stabilità "K"* riportato in Figura-12 [6] è ottenuto con la formula

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$



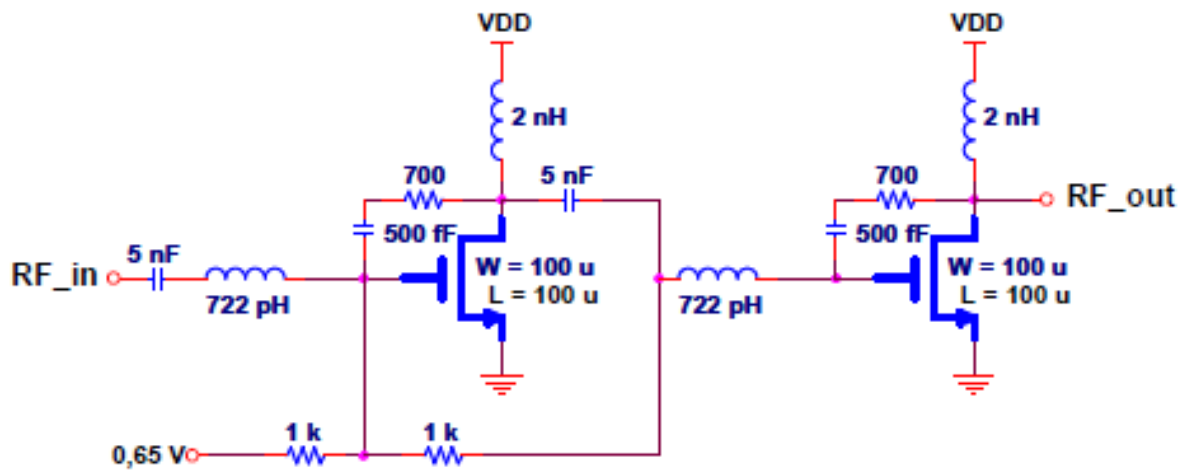
Amplificatore Cascode Ripiegato

**Figura 9 a)**



Amplificatore Cascode a Source Comune

**Figura 9 b)**



Amplificatore a Reazione con Derivazione a due stadi

Figura 9 c)

S-Parameter Response

— cascoded common-source	5.7982GHz	1.6976 dB
— folded cascode	5.7982GHz	1.7896 dB
— shunt feedback	5.7982GHz	2.63 dB

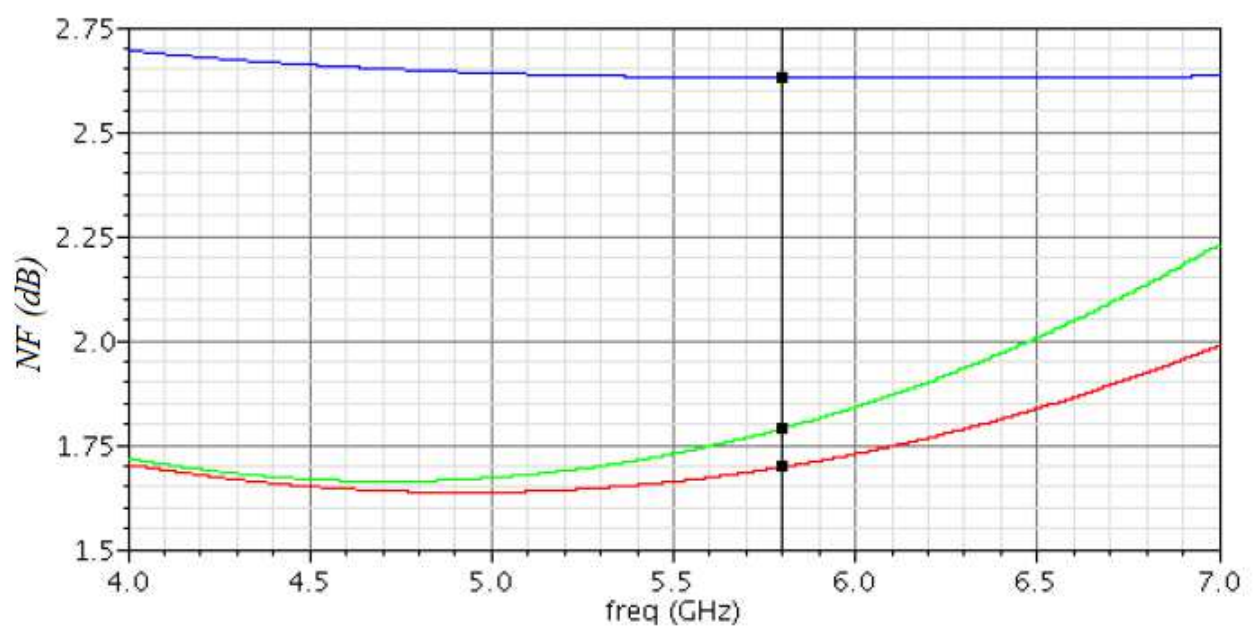


Figura 10 - Noise figure



S-Parameter Response

— cascoded common-source	5.7982GHz	13.796 dB
— folded cascode	5.7982GHz	12.893 dB
— shunt feedback	5.7982GHz	19.972 dB

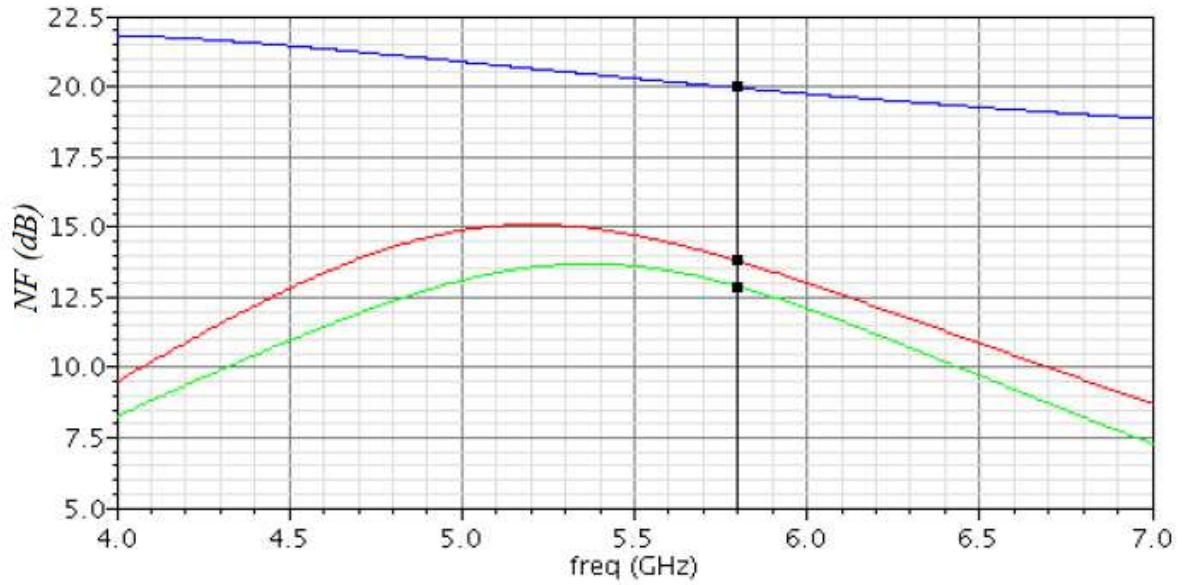


Figura 11 - Power Gain

S-Parameter Response

— cascoded common-source	5.7982GHz	1.4428
— folded cascode	5.7982GHz	1.9206
— shunt feedback	5.7982GHz	1.809

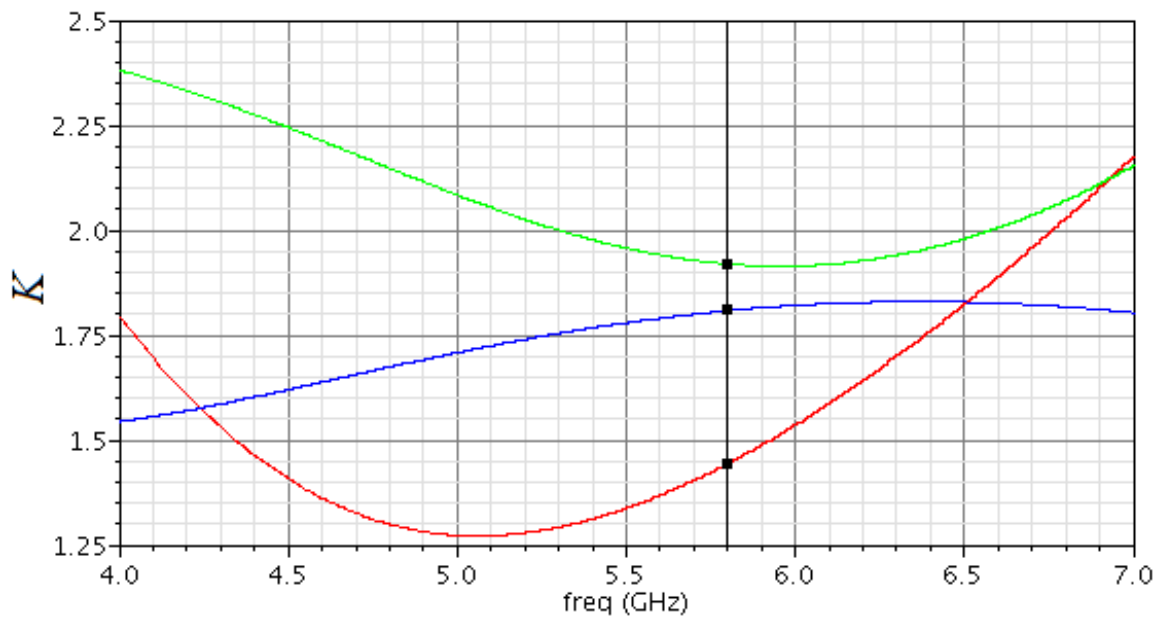
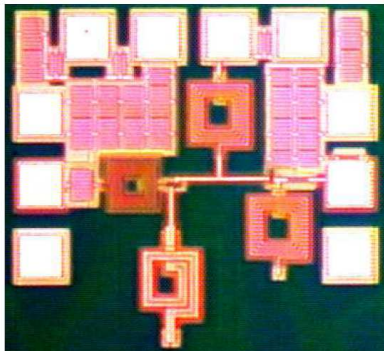


Figura 12 - Stability coefficient

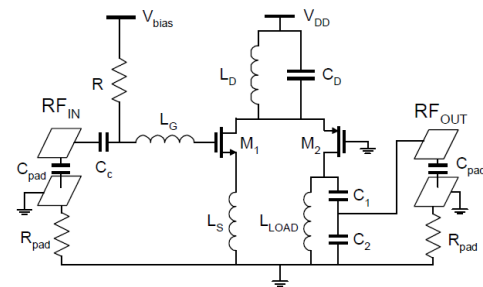
Il Fattore di Stabilità  $K$  nell'intervallo di frequenze di interesse è sempre maggiore di uno nei tre casi allora possiamo dire che i LNA sono tutti e tre *Incondizionatamente Stabili*.

Altro aspetto interessante da prendere in considerazione è il comportamento del LNA quando se ne modifica la polarizzazione. Riporto i risultati delle misure effettuate direttamente su wafer nel caso di un LNA cascode ripiegato CMOS in tecnologia 90 nm [7], il cui layout è visibile in Figura-13, e lo schema elettrico in Figura-14.



Area 754 x 720  $\mu\text{m}^2$  incluse aree di contatto (bond pads)

Figura 13



Schema elettrico di un amplificatore (LNA) a basso rumore, basso consumo di potenza e ridotta tensione di alimentazione, completamente integrato, che lavora a 5 GHz.

Figura 14

Le misure delle prestazioni sono riassunte in Tabella-3. La frequenza a cui sono state fatte le misure è 5 GHz.

Parameter	Unit	Results for different bias conditions				
Power Dissipation	mW	20,6	11,1	5,4	2,1	1,0
Supply Current	mA	17,2	11,1	6,7	3,5	1,7
Supply Voltage	V	1,2	1	0,8	0,6	0,6
Power Gain (S21)	dB	15,4	15,0	14,4	11,2	9,2
1 dB Compression	dBm	-17,5	-17,9	-18,4	-17,5	-15,8
3-dB Bandwidth	MHz	1376	1333	1295	1259	1144
IIP3	dBm	-6,6	-5,6	-6,2	-8,6	-7,25
Noise Figure	dB	2,7	2,8	2,9	3,2	3,6
S11	dB	-14	-12,7	-13,4	-28	-10
S22	dB	-8,8	-9,8	-10,7	-12,1	-14
S12	dB	-32	-32	-33	-33	-31
Gain/Pdc	dB/mW	0,74	1,35	2,68	5,32	9,01

Tabella 3

Dalla tabella si vede chiaramente che portando la tensione di alimentazione da 1,2 a 0,6 Volt la Cifra di Rumore cresce di 1-dB ma la potenza utilizzata per il funzionamento diventa 20 volte inferiore. Anche la corrente diventa 10 volte inferiore mentre la banda a 3-dB varia di poco; il Guadagno di Potenza subisce un calo del 30 % circa.

La Figura-15 riassume il comportamento al variare della frequenza del Guadagno di Potenza e della Cifra di Rumore.

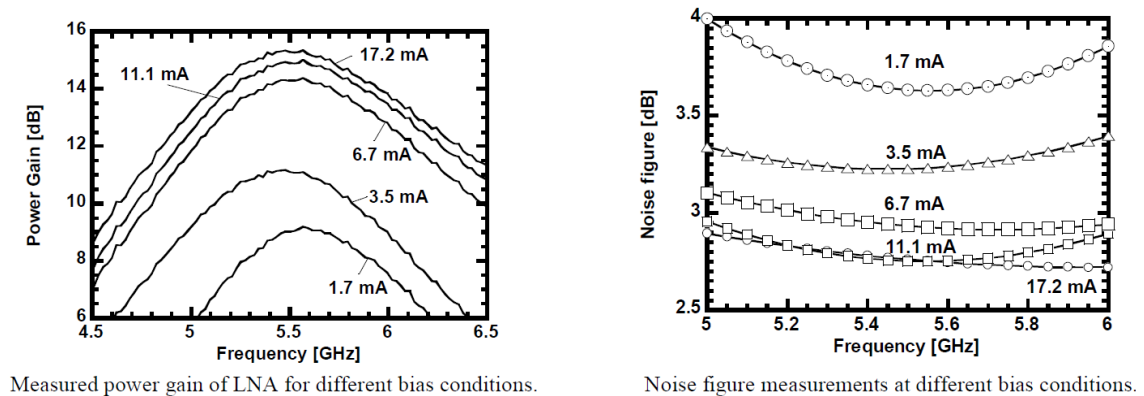


Figura 15

In Figura-16 i parametri S per il miglior adattamento di impedenza d'ingresso e nelle stesse condizioni la misura del Punto di intercetta del 3° Ordine ottenuto con due toni da 5,5 GHz e 5,6 GHz.

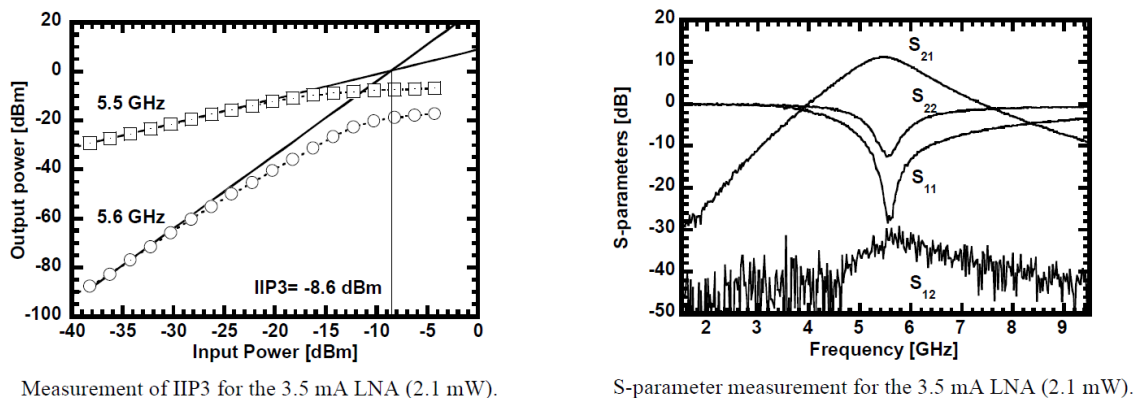


Figura 16

Le soluzioni viste fino ad ora sono tutte di tipo a singola terminazione (*Single-Ended*). Accade spesso che il LNA è seguito da un Mixer Doppiaente Bilanciato (a cella di Gilbert) che richiede in ingresso un segnale differenziale. L'antenna, il cui schema equivalente è riportato in Figura-17, generalmente è a singola terminazione per cui fornisce ai suoi capi un segnale di tipo sbilanciato.

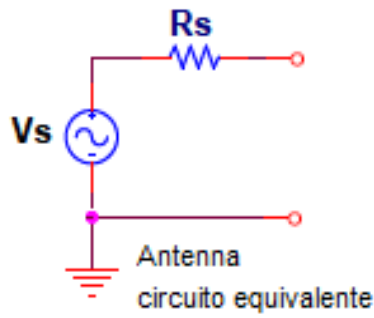
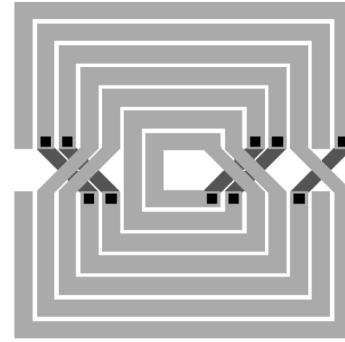


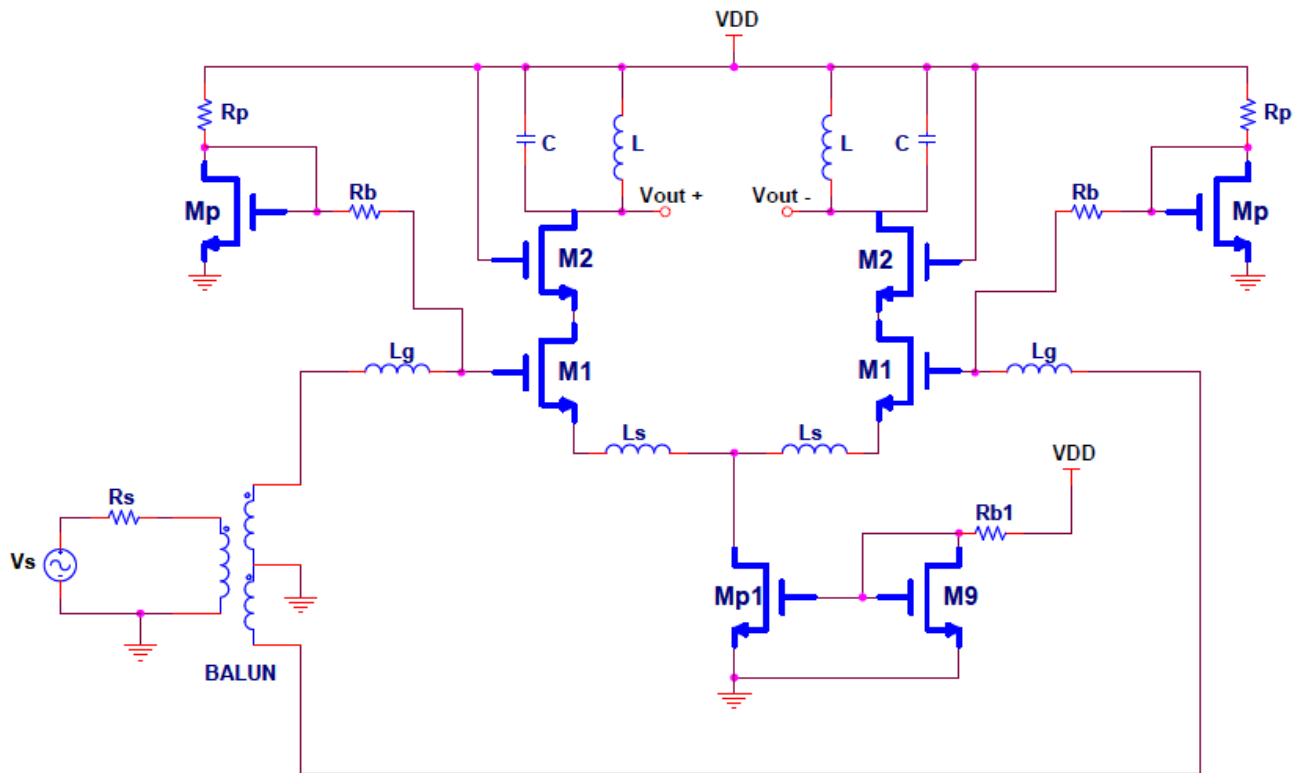
Figura 17



Trasformatore simmetrico a spirale

Figura 18

L'alternativa sarebbe quella di utilizzare un LNA differenziale, come ad esempio quello di Figura-19 al cui ingresso occorre collegare un

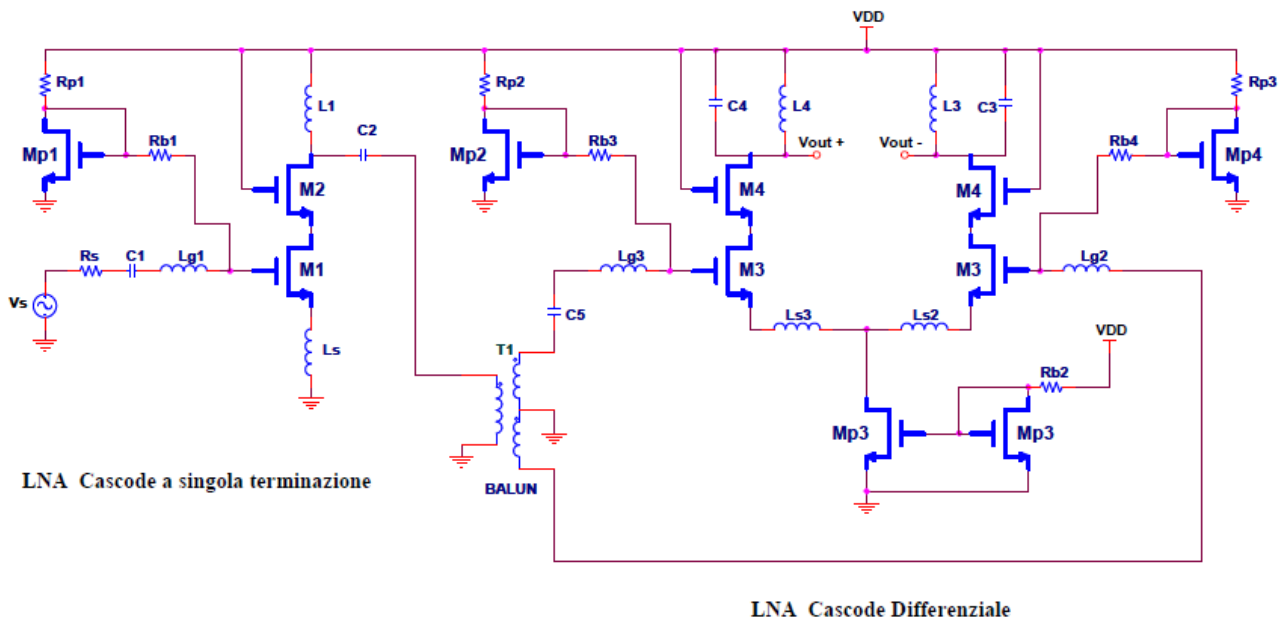


LNA Cascode Differenziale

Figura 19

*BALUN* (*balanced-unbalanced*) realizzato su 'chip' con trasformatori simmetrici a spirale (Figura-18) che consente di trasformare un segnale sbilanciato in una bilanciato. Tale scelta, oltre ad occupare molto spazio su 'chip', introduce attenuazione dovuta delle inevitabili perdite legate alla sua

realizzazione, causate dalla non trascurabile resistenza serie equivalente, quindi consumo di potenza, che a volte introduce una quantità di rumore tale da risultare inaccettabile in determinate condizioni di funzionamento. In Figura-20 una possibile soluzione completa di LNA a MOS ottenuto con due stadi in cascata che fa uso del Balun per trasformare il segnale sbilanciato proveniente dall'antenna presente al suo ingresso in uno bilanciato in uscita. Per eliminare il Balun e quindi utilizzare un LNA con ingresso ed uscita differenziali è possibile in alternativa utilizzare una *Antenna Stampata Bilanciata*, tipicamente più complicate e costose, spesso ottimizzate per l'utilizzo nelle applicazioni WLAN.

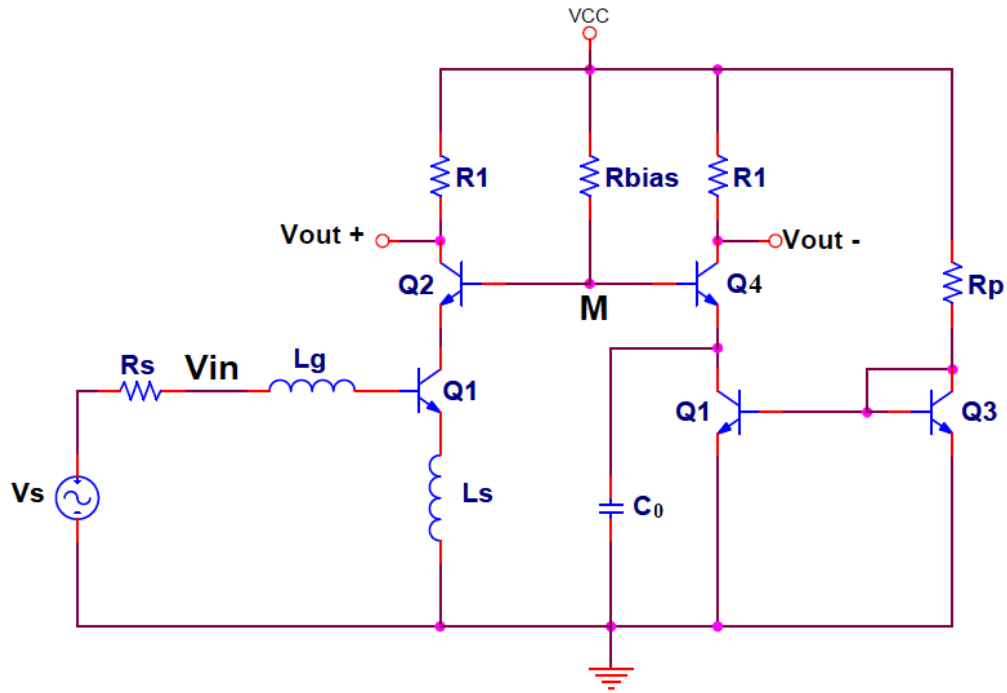


**Figura 20**

Alle soluzioni viste in precedenza per la tecnologia CMOS possiamo aggiungere una topologia circuitale di particolare interesse che però può essere realizzata solo con l'uso di transistor bipolari. Si tratta del LNA Cascode in configurazione differenziale a basi accoppiate (*Base Coupled Differential amplifier (BCD)*) [9], il cui schema elettrico è riportato in Figura-21.

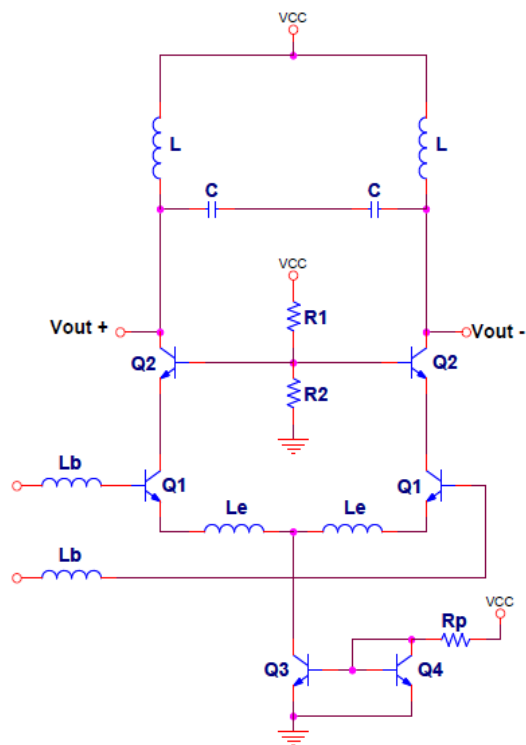
Abbiamo detto che spesso il LNA è seguito da un Mixer Doppia Bilanciato (a cella di Gilbert) che richiede in ingresso un segnale differenziale. L'alternativa sarebbe quella di utilizzare un LNA differenziale, come ad esempio quello di Figura-22 al cui ingresso occorre però collegare un *Balun*.

Sappiamo che tale scelta è poco conveniente. Il LNA Cascode in configurazione Differenziale a Basi Accoppiate consente di eliminare il Balun, trasformare il segnale da singolo a differenziale con uscite simmetriche e oltretutto di eliminare gli induttori integrati, necessari per il '*matching*' integrato in ingresso, sfruttando per l'induttore  $L_s$  il filo che consente di collegare verso il piano di massa l'emettitore di  $Q_1$ , mentre per  $L_g$  il filo che consente di effettuare



**Amplificatore differenziale a basi accoppiate**

Figura 21



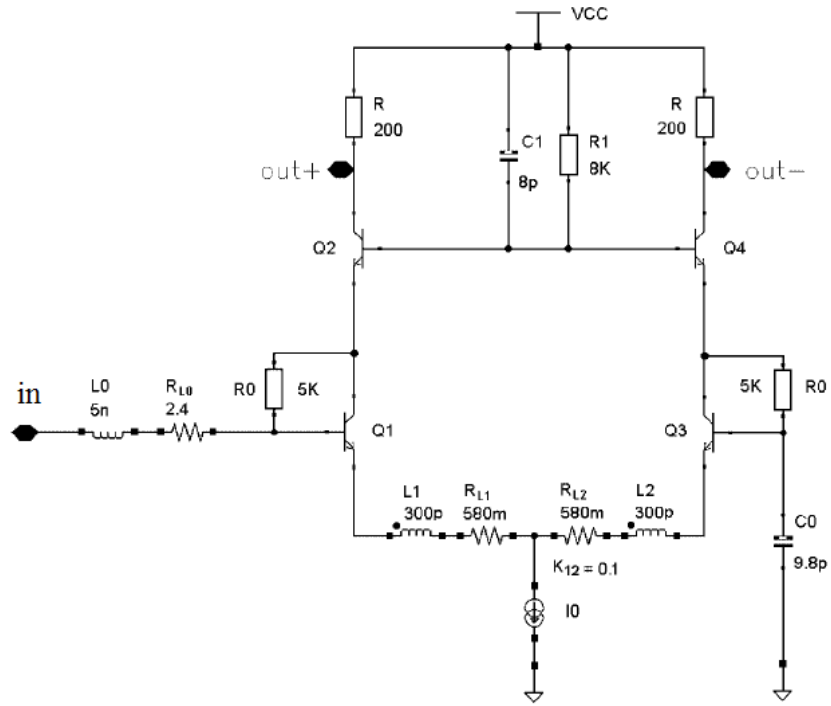
**Amplificatore Differenziale a Emettitori Accoppiati**

Figura 22

il collegamento verso il terminale di ingresso dell'antenna, permettendo in questo modo una riduzione dell'area occupata su 'chip'. La stima del fattore di qualità degli induttori  $L_s$  e  $L_g$  viene valutata in  $Q \cong 30$  valore molto elevato (valori tipici per induttori integrati sono  $Q < 10$ ). In figura-21 i transistor  $Q_2$  e  $Q_4$  sono uguali (stessa  $h_{fe}$  nel caso ideale) e hanno lo stesso punto di lavoro. Quando applico un segnale in ingresso all'amplificatore, le correnti di base per piccolo segnale  $i_{b2}$  e  $i_{b4}$  dei due transistor  $Q_2$  e  $Q_4$  saranno uguali ma di verso opposto per cui  $i_{b2} = -i_{b4}$ ; esse genereranno correnti di collettore  $i_{c2} = -i_{c4}$ , anch'esse di verso opposto ed in uscita avrò un andamento differenziale. La capacità  $C_0$  collega a massa per le variazioni il collettore di  $Q_1$  ed è stata introdotta per ridurre l'impedenza d'ingresso vista dalla base di  $Q_4$ ; a frequenze elevate la  $C_0$  è molto importante per ottenere che le correnti di collettore siano uguali ed opposte cioè  $i_{c2} = -i_{c4}$ . La soluzione circuitale di figura-21 fornisce elevata linearità, ottimo rapporto di reiezione di modo comune CMRR (*common-mode rejection ratio*), ridotto consumo di area ed elevato fattore di qualità  $Q$  degli induttori dovuto al 'bonding' (filo per il collegamento tra un punto del circuito e il terminale di collegamento esterno del 'chip').

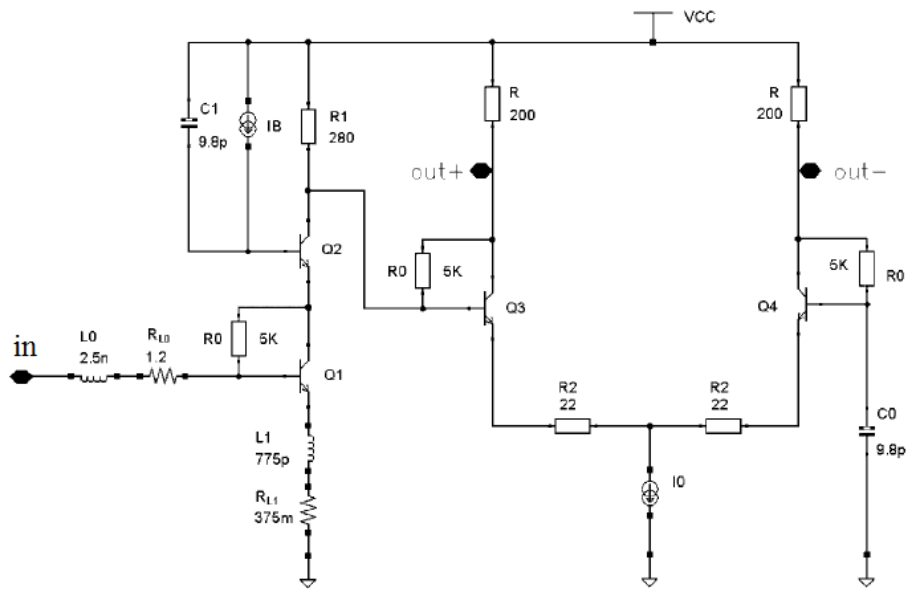
Esistono altre due soluzioni circuitali che per completezza sono riportate in Figura-23\_a) e in Figura-23\_b) [9].

La prima topologia è la ECD (*Emitter Coupled Differential amplifier*), è una configurazione differenziale con emettitori accoppiati, diversa da quella di Figura-22 che richiede l'uso del 'Balun', mentre la seconda è la topologia DSD (*Emitter Stage Differential amplifier*), un doppio stadio differenziale. Per entrambi i casi non è necessario l'uso del 'Balun'. Si noti la presenza di  $C_0$  anche nei due casi di Figura-23. La topologia ECD è la più utilizzata; in essa gli induttori  $L_0$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ , sono necessari per il 'matching' integrato in ingresso. In Figura-24 viene riportato il layout dei casi BCD e ECD. Si nota chiaramente l'area occupata da  $C_0$  e l'assenza degli induttori nel caso BCD (Figura-24-a), che riduce molto l'area occupata dall'amplificatore. Nel caso ECD (Figura-24-b) solo per  $L_0$  è possibile sfruttare il 'bonding' per cui posso ipotizzare per esso un fattore di qualità  $Q \cong 30$  mentre per gli altri due induttori  $L_1$  e  $L_2$  che sono integrati sul 'chip' il fattore di qualità è  $Q \cong 8$ . L'area del caso DSD è simile a quella del BCD perché priva di induttori su 'chip'. Nel caso BCD di Figura-25 la corrente  $I_B$  è stata ottenuta utilizzando un generatore di corrente proporzionale alla temperatura PTAT (*Proportional to Absolute Temperature*) che occupa molto spazio su 'chip'



Emitter coupled differential (ECD) amplifier.

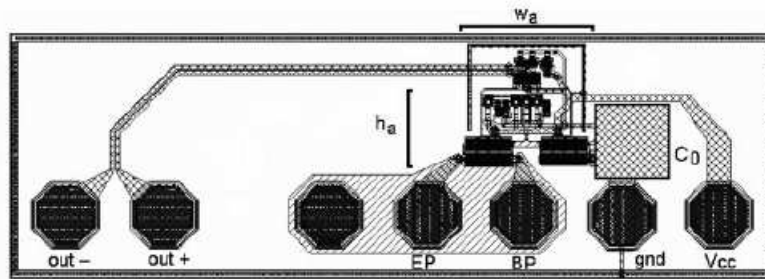
**Figura 23 a)**



Double stage differential (DSD) amplifier.

**Figura 23 b)**

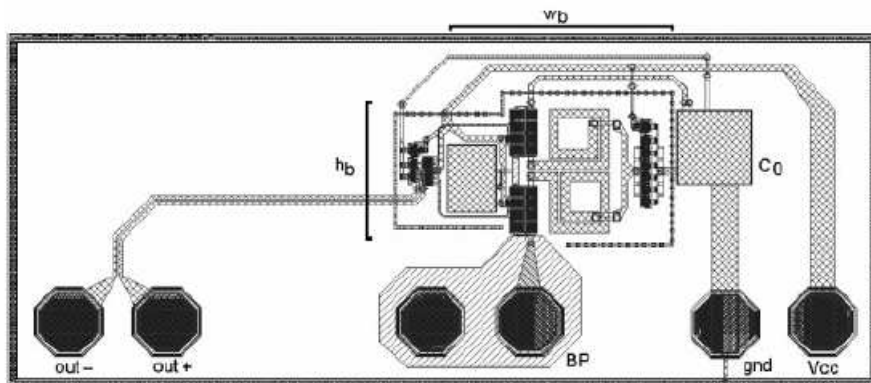




BCD layout: total area (double trench included) =  $404 \times 1260 \mu\text{m}^2$

$$h_a = 125 \mu\text{m} , w_a = 215 \mu\text{m}$$

**Figura 24 a)**

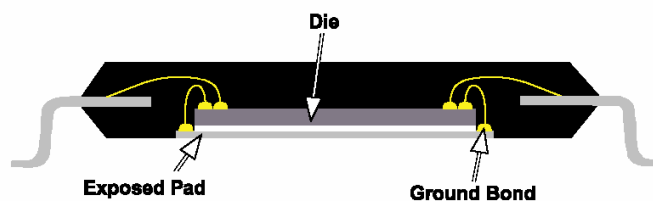


ECD layout: totale area =  $574 \times 1430 \mu\text{m}$  ;

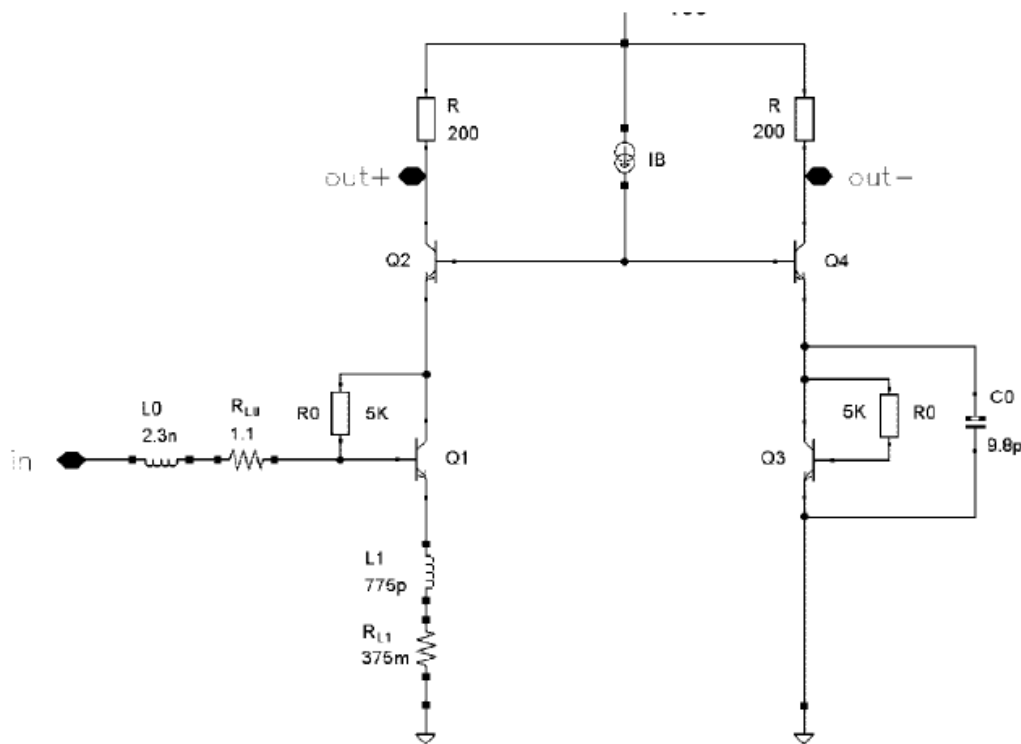
$$h_b = 205 \mu\text{m} , w_b = 375 \mu\text{m}$$

**Figura 24 b)**

La topologia ECD presenta sia una buona larghezza di banda sia una buona immunità all'interferenza di modo comune; per contro non è possibile realizzare per  $L_1$  e  $L_2$  il 'down-bonding' (filo per il collegamento tra un punto del circuito e massa del 'chip') a causa del loro collegamento con gli emettitori di  $Q_1$  e  $Q_2$  e lo specchio di corrente verso massa.



Altra differenza rispetto al BCD di Figura-25 è la minore linearità. Gli schemi elettrici che sono stati utilizzati per effettuare le simulazioni sono quelli di figura-23 e nel caso dell'amplificatore BCD, quello di Figura-25. I transistor utilizzati per le simulazioni sono stati presi dalla tecnologia di ST Microelettronica e sono del tipo bipolare ad alta velocità HSB3 (*high speed bipolar*) per applicazioni a radiofrequenza con frequenza di taglio di 50 GHz.

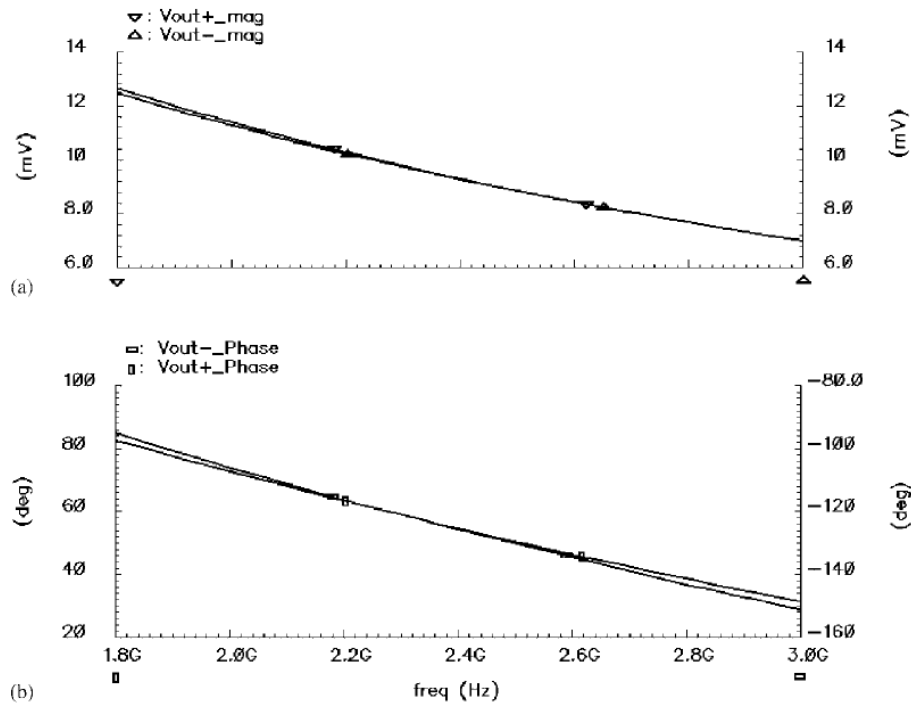


Base coupled differential (BCD) amplifier.

## Figura 25

Per questa topologia le simulazioni hanno messo in evidenza che per migliorare il piccolo sbilanciamento delle tensioni d'uscita basta aggiungere una piccola capacità in parallelo (decine di femto Farad) alla giunzione collettore-base di  $Q_2$ , non presente nello schema elettrico riportato.

In figura-26 viene riportato il risultato di una simulazione nell'intorno della frequenza di 2,44 GHz per valutare, quando il segnale d'ingresso è di 1 mV, il comportamento del segnale d'uscita  $V_{out+}$  e  $V_{out-}$  rispetto a massa.



Tensione d'uscita del BCD : (a) Ampiezza e (b) Fase.

**Figura 26**

Si vede chiaramente che nell'intorno dei 2,44 GHz ( banda da 400 MHz ) la simmetria è notevole. La Tabella-4 riassume i risultati della simulazione tre casi esposti, ottenuta con un CAD dedicato alla progettazione di circuiti integrati a radiofrequenza.

Table 4. Simulation results;  $A_v$  is the forward voltage gain ( $V_{out}/V_{in}$ ); IS is the reverse voltage gain ( $V_{in}/V_{out}$ ) evaluated at 2.54 GHz; PSRR is the ratio  $A_v/A_{CC}$ , where  $A_{CC}$  is  $V_{out}/\Delta V_{CC}$  at 2.54 GHz.

	BCD	ECD	DSD
NF (dB) @ 2.44 GHz	1.93	2.50	2.23
$A_v$ (dB) @ 2.44 GHz	19.5	19.5	19.5
$Z_{in}$ ( $\Omega$ ) @ 2.44 GHz	50	50	50
$P_D$ (mW)	19	21.3	25.8
IIP <sub>3</sub> (dBm)	-7.25	-8.8	-13.3
IS (dB) @ 2.54 GHz	-53.9	-54.9	-70.1
PSRR (dB) @ 2.44 GHz	21.55	10.97	19.16
Area (mm <sup>2</sup> )	0.027	0.077	—
Down-bonding	Yes	No	yes

**Tabella 4**

Per poter effettuare il confronto tra le analisi delle tre topologie si è scelto che: a) la polarizzazione di ognuna fosse tale che la cifra di rumore (NF) risultasse la stessa per tutti; b) l'impedenza della sorgente con cui realizzare il 'matching' Integrato fosse 50  $\Omega$ ; c) stessi guadagni e impedenze d'uscita.

Confrontando i risultati di Tabella-4 tra la topologia BCD e la DSD vediamo che a parità di area è migliore la BCD tranne nel caso di IS (guadagno inverso di tensione  $V_{in}/V_{out}$ ); anche dal confronto tra topologia BCD e ECD emerge che la BCD è migliore sia in termini di linearità (IIP3) che di consumo di potenza ( $P_D$ ); infine si vede che la topologia ECD è migliore della DSD. Si conclude l'analisi sottolineando che la topologia BCD ha delle ottime prestazioni in termini di cifra di Rumore (NF).

#### 1.4 Sorgenti di rumore e Cifra di Rumore nei MOS

Lo studio del rumore è importante nei sistemi che trattano segnali molto deboli. Il Rumore è un segnale elettrico indesiderato la cui presenza nella catena di amplificazione ed elaborazione degrada il contenuto informativo del segnale che trasporta l'informazione riducendone la intelligibilità. Il Rumore è energia che si somma al segnale utile in modo *casuale*; esso viene generato da sorgenti che possono essere distinte in due grosse categorie indicate con "sorgenti artificiali" e "sorgenti naturali" a volte indicate con "rumore esterno" e "rumore interno" riferito agli apparati di ricetrasmissione. Le *sorgenti artificiali* generano rumore che nasce all'esterno dei dispositivi e dei componenti del sistema; possono essere disturbi di tipo *industriale* causati da interruttori, sistemi di accensione, relè, spazzole dei motori elettrici, linee elettriche ad alta tensione ed altro oppure di tipo *atmosferico* dove il rumore potrebbe essere generato ad esempio dai fulmini, di tipo *solare e/o cosmico*, forme di rumore generate dalla attività solare o provenienti dal Cosmo oppure dovuto ad *interferenze* generate da altri sistemi di trasmissione. Il rumore che nasce all'esterno dei dispositivi e dei componenti del sistema viene allora captato dall'antenna del sistema di Figura-1 insieme al segnale che trasporta l'informazione disturbandola. Le *sorgenti naturali* generano rumore che nasce all'interno dei dispositivi e sono connesse al funzionamento fisico intrinseco dei dispositivi elettronici (resistenze, diodi, transistor ecc.). Il LNA è progettato per produrre pochissimo rumore interno. Volendo descrivere in termini temporali l'andamento di un segnale affetto da disturbi di varia natura possiamo scrivere che in un certo punto del nostro sistema ad esempio la tensione potrebbe valere  $V(t) = s(t) + n(t) + d(t)$  dove  $s(t)$  è l'informazione da elaborare,  $n(t)$  il rumore e con  $d(t)$  indichiamo i disturbi che possono in qualche modo essere riconducibili a

fenomeni dovuti a cause ben definite che, con accortezze in fase di progetto possiamo in qualche modo eliminare o ridurre, ad esempio con schermature particolari o con soluzioni circuitali specifiche. Eliminando o rendendo trascurabile il disturbo  $d(t)$ , rimane la tensione  $V(t) = s(t) + n(t)$  che a seconda di quanto vale  $n(t)$  può essere o meno intelligibile.

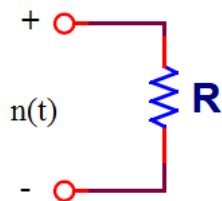
L'andamento nel tempo del rumore  $n(t)$ , sia esso una tensione o una corrente, non è prevedibile a priori ed il suo valore è noto con certezza solo quando viene misurato, per cui non è possibile conoscere con certezza il valore del rumore all'istante generico  $t+dt$  successivo all'osservazione. Trattandosi allora di *grandezza casuale*, il rumore viene usualmente analizzato in termini statistici utilizzando grandezze (nel nostro caso distribuzione di ampiezza delle fluttuazioni di tensione o corrente) che descrivono la sua distribuzione statistica, a partire dalle quali è possibile ricavare il *valore medio* e il *valore quadratico medio* definito da

$$\overline{n(t)^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt$$

che ha dimensioni  $[V^2]$  in caso di tensione e  $[A^2]$  in caso di corrente.

Per valori del tempo  $T$  molto grandi  $\overline{n(t)^2}$  è una quantità praticamente costante.

$\overline{n(t)^2}$  ha un significato energetico ben preciso; essa ci fornisce la potenza trasportata dal rumore  $n(t)$ . Facendo riferimento al circuito elettrico nella figura a fianco dove con  $n(t)$  indichiamo una tensione aleatoria possiamo calcolare la *Potenza Istantanea* dovuta al rumore  $n(t)$  con



$$P_n(t) = \frac{n^2(t)}{R}$$

La *Potenza Media* dissipata da  $R = 1 \Omega$  sarà data da

$$P_m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt = \overline{n(t)^2}$$

Il *valore quadratico medio* è un parametro spesso utilizzato per la descrizione del rumore; con esso è possibile ricavare il *valore efficace*  $n_{eff}(t)$  (detto anche *RMS - Root Mean Square*) delle fluttuazioni di tensione o corrente di tipo casuale con

$$n_{eff}(t) = \sqrt{\overline{n(t)^2}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt}$$

le cui dimensioni sono Volt [V] in caso di tensione e Ampere [A] in caso di corrente. Il valore così ottenuto è molto utile perché posso confrontarlo con l'ampiezza del segnale  $s(t)$  che trasporta l'informazione.

Il rumore avrà, come tutti i segnali, componenti spettrali. Se facciamo passare il segnale attraverso un filtro con frequenza centrale  $f_c$  e larghezza di banda molto stretta  $\Delta f$ , alla sua uscita otterrò segnali sinusoidali che avranno però ampiezza e fase casuale nel tempo. Queste sinusoidi avranno valore medio nullo e saranno caratterizzate dal valore quadratico medio  $\overline{n_f(t)^2}$ .

Se del pacchetto di sinusoidi che escono dal filtro faccio il valore quadratico medio e lo divido per  $\Delta f$  ottengo una grandezza molto importante per caratterizzare la sorgente di rumore associata ad un dispositivo elettronico che è la *Densità Spettrale di Potenza*

$$S_n(f) = \frac{\overline{n_f(t)^2}}{\Delta f}$$

dove con  $f$  indico le singole componenti sinusoidali. Le dimensioni di  $S_n(f)$  sono, dalla formula appena scritta [ $V^2/Hz$ ] oppure [ $A^2/Hz$ ].

Per un processo casuale  $N(t)$  la  $S_n(f)$  descrive come è distribuita, statisticamente, la potenza alle varie frequenze. Facendo variare la frequenza centrale  $f_c$  del filtro posso ottenere la  $S_n(f)$  per ogni frequenza d'interesse. Appare evidente che il valore quadratico medio del rumore  $n(t)$  (potenza di tutto il rumore  $n(t)$ ) sia anche esprimibile con

$$\overline{n(t)^2} = \int_0^{\infty} S_n(f) df$$

Le sorgenti di rumore in un circuito elettronico possono essere Intrinseche o Non Intrinseche (in Eccesso); abbiamo sorgenti di rumore *Termico*, rumore *Shot* (o rumore *Granulare*), rumore *Flicker*, rumore da *Generazione e Ricombinazione* ed altro, però per le frequenze di nostro interesse le sorgenti di rumore principali possono essere così riassunte:

*Rumore Termico*: è una sorgente intrinseca. In un circuito elettronico è il tipo di rumore più comune dovuto ai resistori e in generale ai conduttori. L'origine fisica è da attribuire al moto statistico Browniano dei portatori di carica che a causa di queste fluttuazioni all'interno del dispositivo generano ai suoi capi una tensione del tutto casuale. Per ridurre questo tipo di rumore occorre abbassare la temperatura per diminuire il moto caotico dei portatori di

carica (elettroni e/o lacune). Nei confronti del rumore termico un resistore può essere modellato nel caso di resistore “aperto” con una resistenza priva di rumore con in serie un generatore di tensione variabile oppure nel caso di resistore chiuso in cortocircuito con il circuito equivalente di Norton, come riportato in Figura-27. La *Densità Spettrale di Potenza* nel caso di rumore termico associata ad un resistore nei casi di modello di tensione o corrente vale

$$S_V(f) = 4kTR \qquad S_I(f) = \frac{4kTR}{R^2} = \frac{4kT}{R}$$

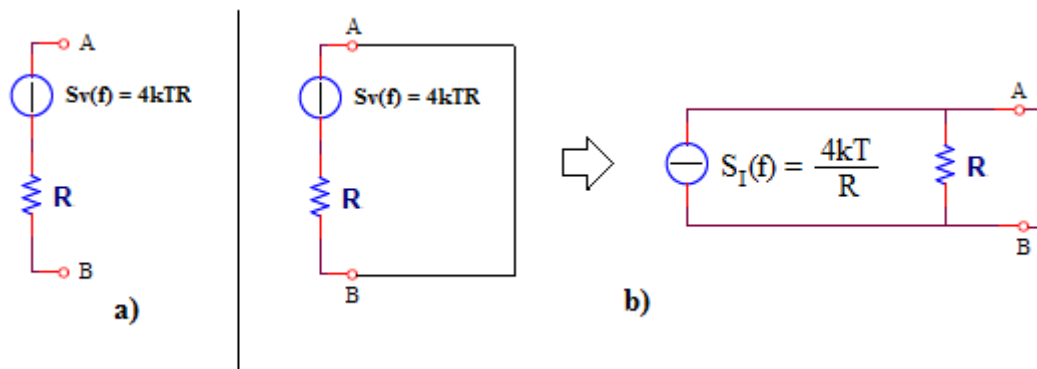


Figura 27

Se desidero conoscere il valore efficace della sorgente di Rumore Termico all'interno di una banda di frequenze  $\Delta f$  la ricavo con  $E_{eff} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ . Per una resistenza  $R = 1 \text{ K}\Omega$ ,  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$  e una temperatura  $T = 300 \text{ K}$  ( $27 \text{ }^\circ\text{C}$ ) ottengo  $E_{eff} = 4nV$ .

L'aggettivo termico è dovuto, come si vede dalla Densità Spettrale di Potenza alla suo legame con la temperatura  $T$ . Come si può osservare dalle formule del rumore termico  $S_V(f)$  o  $S_I(f)$  esso è indipendente dalla frequenza per cui lo spettro sarà quello di Figura-28. Lo spettro con tali caratteristiche viene definito spettro di *Rumore Bianco* (white noise) essendo caratterizzato dalla stessa potenza a qualsiasi frequenza. Per motivi energetici tale andamento non potrà estendersi a tutte le frequenze dello spettro da  $-\infty$  a  $+\infty$  ma ad un certo punto

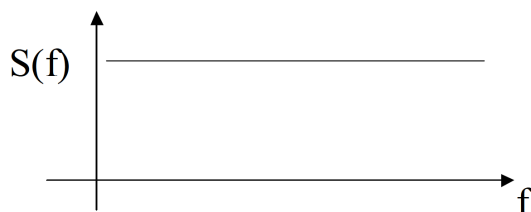


Figura 28

alle sue estremità dovrà inevitabilmente tendere a zero. La *Potenza* di rumore Bianco è allora proporzionale alla banda considerata. Il rumore termico ha la caratteristica di essere presente sia all'equilibrio sia fuori dall'equilibrio (quando è presente una corrente) ed è lo stesso a parte il fatto che la presenza

della corrente fa riscaldare il resistore per cui il rumore termico aumenta a causa dell'aumento della temperatura T.

Altre forme di rumore sono quelle dette in *Eccesso* che si hanno quando siamo fuori dall'equilibrio ovvero quando si è in presenza di una corrente. Possiamo annoverare tra questi il rumore *Shot* ( o rumore *Granulare* ), il rumore *Flicker* ( $1/f$ ) e il rumore da *Generazione e Ricombinazione* di cui non ci occuperemo.

Per il rumore in *Eccesso* si usa, per la Densità Spettrale di Potenza, la formula generale

$$S_I(f) = \alpha \frac{I^\beta}{f^\gamma}$$

dove “*I*” è il valore medio della corrente e “  $\alpha$  ” è una costante caratteristica legata al particolare dispositivo; essa ha valori che possono variare di qualche ordine di grandezza da un dispositivo all'altro e addirittura potrebbe variare molto sulla stessa fetta di Silicio da un dispositivo all'altro a parità di processo di fabbricazione; la causa è da attribuire alla sua dipendenza da imperfezioni e varie contaminazioni che in modo casuale sono presenti dentro la stessa fetta di Silicio. Per quanto riguarda le altre due costanti abbiamo che per il rumore *Shot*  $\beta = 1$ ,  $\gamma = 0$ . Per il rumore *Flicker*  $\beta = 2$  mentre per  $\gamma$  il valore teorico è  $\gamma = 1$  ma facendo le misure si trova che  $0,8 < \gamma < 1,2$ .

*Rumore Shot*: è un rumore di tipo impulsivo. Il flusso di portatori di carica, come il caso degli elettroni, ha una struttura di tipo granulare; quando tale flusso attraversa una barriera di energia potenziale, come nel caso di emissione fotoelettronica da un fotocatodo, o nel caso di giunzioni p-n, fluttua in modo statistico intorno ad un valore medio diverso da zero per cui viene generato rumore. Il passaggio attraverso la giunzione è un evento puramente casuale e dipende dall'energia posseduta dal portatore per cui la corrente in uscita dalla giunzione, apparentemente continua, è in realtà costituita da un grande numero di impulsi di corrente (da cui il nome *shot*), casuali ed indipendenti. L'analisi statistica fornisce una densità spettrale di potenza del Rumore *Shot* data dal Teorema Generalizzato di Schottky

$$S_I = 2q(I^+ + I^-) \cong 2qI \quad \text{se } I^+ \gg I^-$$

dove “  $q$  ” è la carica dell'elettrone, “  $I$  ” il valore medio di corrente. L'unità di misura è  $[S_I] \equiv [A^2/Hz]$ . Se desidero conoscere il valore efficace della sorgente di rumore Shot all'interno di una banda di frequenze  $\Delta f$  la ricavo



con  $I_{eff} = \sqrt{2qI\Delta f}$ . Come si può osservare dalle formule del rumore Shot  $S_I$  è indipendente dalla frequenza per cui lo spettro sarà *Bianco* come quello di Figura-28. Nel modello che si utilizza per rappresentare il rumore Shot il generatore è di tipo parallelo in quanto fisicamente si tratta di rumore di corrente. Nel caso di diodo reale a semiconduttore posso rappresentarlo con un diodo privo di rumore con in parallelo il generatore di rumore Shot come si vede

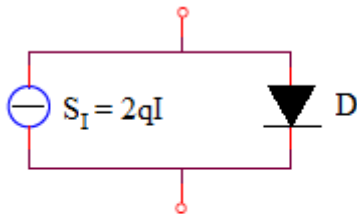


Figura 29

in Figura-29. A titolo d'esempio, una corrente nel diodo da  $10 \mu A$  produce una densità spettrale di potenza del Rumore *Shot* di valore

$$S_I = 3,2 \cdot 10^{-24} \frac{A^2}{Hz}$$

ovvero

$$I_{eff} \cong 1,8 \text{ pA} .$$

*Rumore Flicker*: questo tipo di rumore, detto anche *rumore 1/f*, si trova in tutti i dispositivi attivi percorsi da corrente ed anche nei resistori al carbonio ed è tra tutte le forme di rumore esistenti quello che disturba di più alle basse frequenze anche se in alcuni dispositivi può essere dominante fino a frequenze nel campo dei MHz. Per le frequenze di nostro interesse questa sorgente di rumore ha poco interesse; infatti, come si può ben vedere dalla Figura-30 per frequenze oltre  $f_c$  dove  $1 \text{ KHz} < f_c < 100 \text{ KHz}$  il rumore Flicker diventa trascurabile se paragonato al rumore Termico o Shot, entrambi rumori bianchi.

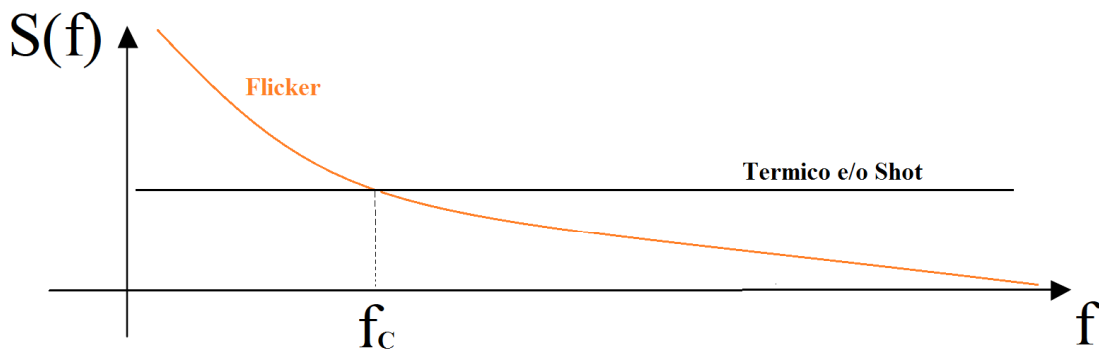


Figura 30

Il rumore Flicker non è mai presente da solo in un dispositivo ma è legato al rumore Termico e/o Shot. La Densità Spettrale di Potenza, tenendo conto di quanto detto per “  $\alpha$  ”, è data dalla seguente espressione

$$S_I(f) = \alpha \frac{I^2}{f}$$

La natura del rumore  $1/f$  ad oggi non è stata del tutto chiarita. Pare che esso sia un “rumore fondamentale” presente in modo universale perché si manifesta non solo nei dispositivi elettronici ma anche in astronomia, geologia, ecc ... La causa della sua presenza nei dispositivi elettronici è fortemente legata ai processi di fabbricazione che migliorando con la tecnologia ne riducono l'intensità.

Prima di iniziare a discutere del rumore nei MOS è utile anticipare il comportamento del dispositivo quando le frequenze d'uso sono molto elevate come accade quando si realizzano gli LNA per radiofrequenza con i MOS. Per frequenze di lavoro molto al di sotto della frequenza di taglio del MOS ( $f \ll f_T$ ) il modello generalmente adottato per descriverne il comportamento è quello di Figura-31\_a) dove si è trascurata la resistenza d'uscita e dove, con una buona progettazione del MOS cercando di affiancare bene Drain e Source e facendo bene i contatti, si riesce a limitare l'effetto della capacità Drain-Gate  $C_{gd}$ , per cui la capacità dominante diventa quella tra Gate e Source  $C_{gs}$  ed il modello diventa quello indicato in Figura-31\_b).

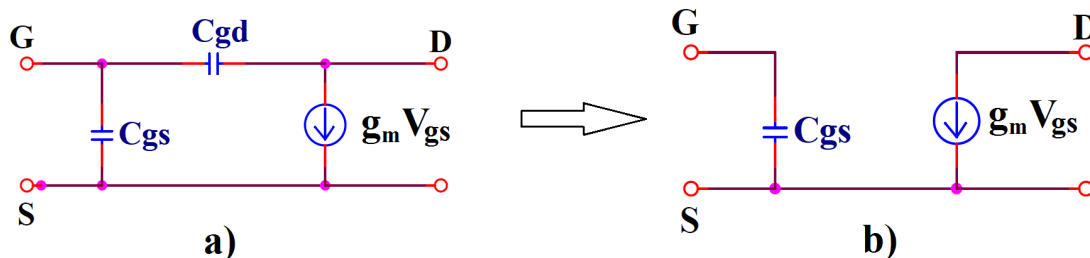


Figura 31

Al crescere della frequenza, nel lontano 1970, A.van der Ziel [10] [11] a livello sperimentale scoprì che applicando un gradino di tensione tra Gate e Source, finché la frequenza di ripetizione del gradino era in bassa frequenza il comportamento del MOS a canale lungo era ben approssimabile con quello di Figura-31; al crescere della frequenza di ripetizione del gradino si notava un comportamento a cui era stato dato il nome di “effetto non-quasi-statico” che era spiegabile introducendo nel modello di Figura-31 tra Gate e Source una resistenza reale, di valore  $R = 1/g_g$ .

Alla “ $g_g$ ” fu dato il nome di *Conduttanza di Gate*, ed essa servì per spiegare l'evidenza sperimentale (Figura-32).

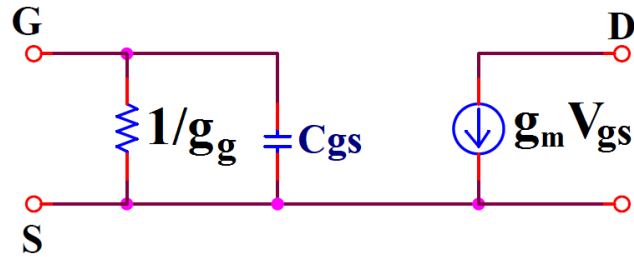


Figura 32

Le principali sorgenti di rumore nei dispositivi MOS a radiofrequenza di nostro interesse possono essere riassunte in

- Rumore Termico di canale;
- Rumore Indotto dal Gate;
- Rumore Flicker.

Il Rumore Shot nel MOS non dà contributi significativi dato che è legato alla corrente continua di perdita del Gate che è normalmente molto piccola.

I moderni CAD utilizzati per la progettazione di circuiti integrati a radiofrequenza (RF) utilizzano per il MOS modelli a RF (BSIM4) che tengono conto oltre alle sorgenti di rumore menzionate anche del rumore termico dovuto ai contatti di Gate, Source, Drain ed alla resistenza di substrato, di altri effetti secondari e delle correlazioni tra le varie componenti di rumore.

### Rumore Termico di Canale (*Channel Thermal Noise*)

In Figura-27 abbiamo già visto che è possibile costruire un modello per il rumore generato da un resistore. Il canale del MOS è di Silicio per cui possiede una conduttanza di canale; la tensione  $V_{GS}$  consente di controllare la corrente di canale  $I_D$  per cui  $V_{GS}$  modula la conduttanza di canale. Abbiamo già detto che per  $V_{DS} = 0$  il canale può essere trattato come un resistore omogeneo per cui sappiamo che è possibile ricavare la densità spettrale di potenza di Rumore Termico di Canale con la relazione

$$S_{i_{nd}} = 4kTg_{d0}$$

ed il valore quadratico medio dato dalla relazione

$$\overline{i_{nd}^2} = S_{i_{nd}} \Delta f$$

Con “  $g_{d0}$  ” indichiamo la reale conduttanza del canale.

Per  $V_{DS} > 0$  il canale non può essere trattato come un resistore omogeneo per cui per ricavare il rumore occorre integrare su tutto il canale e la densità spettrale di potenza di Rumore Termico di Canale sarà data da

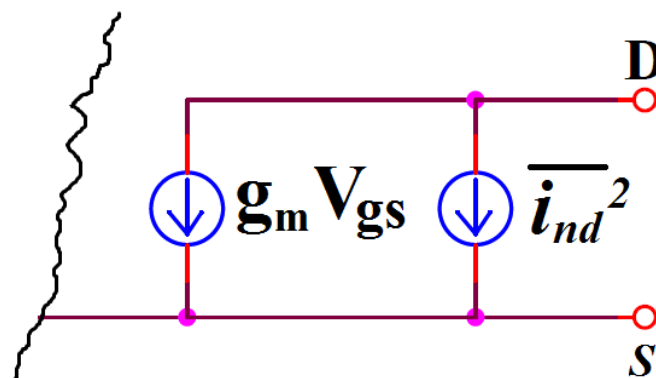
$$S_{i_{nd}} = 4kT \cdot \gamma \cdot g_m$$

Con “  $g_m$  ” indichiamo la transconduttanza del MOS; quando il canale è lungo  $g_m \cong g_{d0}$ , ma quando il canale diventa corto  $g_m$  e  $g_{d0}$  divergono in valore e deve essere usato  $g_{d0}$  per cui alla fine si usa sempre l’espressione

$$S_{i_{nd}} = 4kT \cdot \gamma \cdot g_{d0}$$

Il coefficiente “  $\gamma$  ” fa riferimento alla relazione esistente tra la transconduttanza e la conduttanza del canale, che dipende dalla struttura del dispositivo. Nel caso dispositivo a canale lungo abbiamo che  $2/3 < \gamma < 1$ . Per funzionamento in saturazione  $\gamma = 2/3$  mentre per  $V_{DS} = 0$  si ha  $\gamma = 1$ . Nel caso di canale corto si riduce la velocità dei portatori (in saturazione) a causa della presenza di campi elettrici intensi presenti anche per bassi valori di tensione; in queste condizioni  $\gamma$  cresce e raggiunge valori pari a  $\gamma \cong 3/2$ .

Nel modello del MOS per RF il Rumore Termico di Canale può essere modellato inserendo un generatore di corrente tra Drain e Source come indicato in Figura-33.



**Figura 33**

La densità spettrale di potenza del Rumore Termico di Canale indica che abbiamo a che fare con un Rumore Bianco. Il Rumore Termico di Canale è la sorgente di rumore dominante nei dispositivi MOS.

### Rumore Indotto dal Gate (Induced Gate Noise)

A causa della natura "distribuita" del dispositivo MOS, il canale può essere assimilabile ad una rete di R distribuite a cui si aggiungono le capacità C distribuite lungo il canale tra Gate e Canale stesso (Figura-34). Polarizzando il MOS per avere il canale in inversione, a radiofrequenza le fluttuazioni delle cariche nel canale dovute ad agitazione termica, producono una tensione che tramite accoppiamento capacitivo, induce una corrente di rumore nel Gate che è possibile misurare [2].

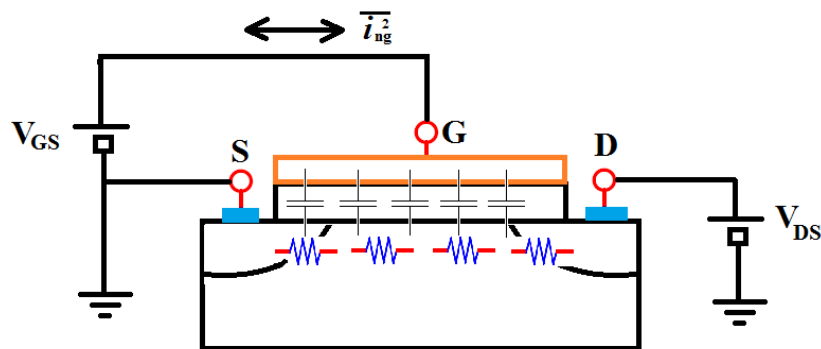


Figura 34

A frequenze  $f_T/10 < f < f_T$  l'impedenza di Gate del MOS presenta uno sfasamento significativo rispetto al suo valore puramente capacitivo che è presente a basse frequenze. Questo comportamento fu modellato da A. van der Ziel introducendo come detto la *Conduttanza di Gate* “  $g_g$  ”.

I segnali vengono sottoposti ad uno sfasamento durante l'attraversamento dal Source al Drain a causa della velocità finita dei portatori di carica che transitano nel canale. Un tempo di ritardo fisso comporta un sfasamento crescente quando la frequenza aumenta. Ipotizzando che il Gate possa essere considerato la piastra equipotenziale di un condensatore, la presenza di potenziali sfasati sotto il Gate provoca una modifica della fase in quadratura tra tensione di Gate e corrente di Gate che a basse frequenze non è presente (ingresso puramente capacitivo). All'aumentare della frequenza il Gate diventa sempre più resistivo. Occorre specificare che questa componente resistiva legata alla frequenza che abbiamo indicato con  $R = 1/g_g$  non ha niente a che fare con la resistenza intrinseca dell'elettrodo di Gate che genera rumore bianco e che con opportuni accorgimenti tecnologici può essere notevolmente ridotta. Il lavoro di A. van der Ziel e altri ha dimostrato che questi effetti possono essere modellati con l'uso di una conduttanza dipendente dalla frequenza collegata tra Gate e Source il cui valore è dato da [11]

$$g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5 g_{d0}}$$

La “  $g_{d0}$  ” è la conduttanza del canale calcolata quando  $V_{DS} = 0$  quindi il canale in queste condizioni può essere trattato come un resistore omogeneo; siccome

$$g_{d0} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DS}=0}$$

assumendo con buona approssimazione che  $g_{d0} \cong g_m$  con  $g_m$  tranconduttanza del MOS (da una comparazione grafica si vede che le pendenze  $g_m$  e  $g_{d0}$  sono molto simili) e ricordando che trascurando la capacità  $C_{gd}$  tra Drain e Gate abbiamo che

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \cong \frac{g_m}{C_{gs}}$$

possiamo scrivere che

$$g_g \cong \frac{g_m}{5} \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2$$

Per  $\omega \ll \omega_T$  la  $g_g \cong 0$  per cui ci ritroviamo nelle condizioni di Figura-31.

Occorre sottolineare che la “  $g_g$  ” non ha nulla a che fare con la resistenza legata al materiale con cui è realizzato il Gate il cui comportamento resistivo produce rumore termico bianco e che con opportuni accorgimenti tecnologici può essere notevolmente ridotta. La conduttanza di Gate  $g_g$  in derivazione non solo incide sul guadagno di potenza e sull’impedenza d’ingresso, ma essa genera anche rumore. Van der Ziel ha rappresentato questo rumore con l’espressione

$$S_{i_{ng}} = 4kT \cdot \delta \cdot g_g$$

ed il valore quadratico medio viene espresso dalla relazione

$$\overline{i_{ng}^2} = S_{i_{ng}} \Delta f$$

dove  $\delta$  è una costante che dipenda dalla tecnologia e dalla polarizzazione ed il suo valore viene scelto per essere in accordo con i risultati sperimentali.

Nel caso di canale lungo alla costante  $\delta$  viene attribuito il valore  $\delta = 4/3$ ; se il canale è corto  $\delta$  aumenta ed in genere  $2 < \delta < 5$ .

Questo rumore può essere modellato con un generatore di corrente collegato tra Gate e Source, come indicato in Figura-35.

Sostituendo nella formula della densità spettrale di potenza del Rumore Indotto dal Gate l'espressione di  $g_g$  suggerita da A.van der Ziel otteniamo

$$S_{i_{ng}} = 4kT \cdot \delta \cdot \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}$$

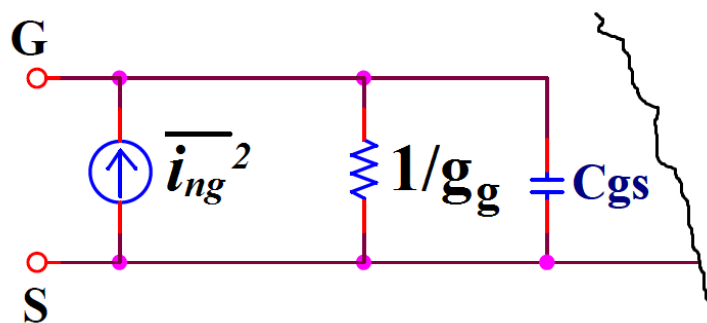
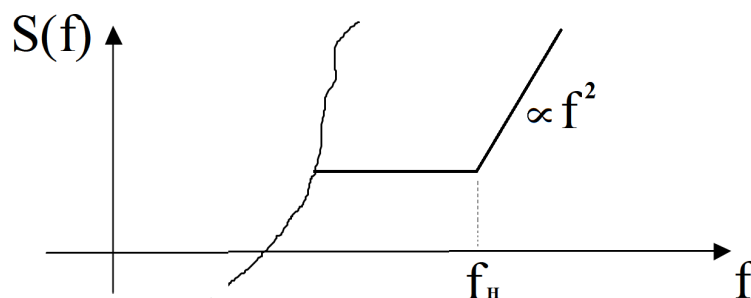
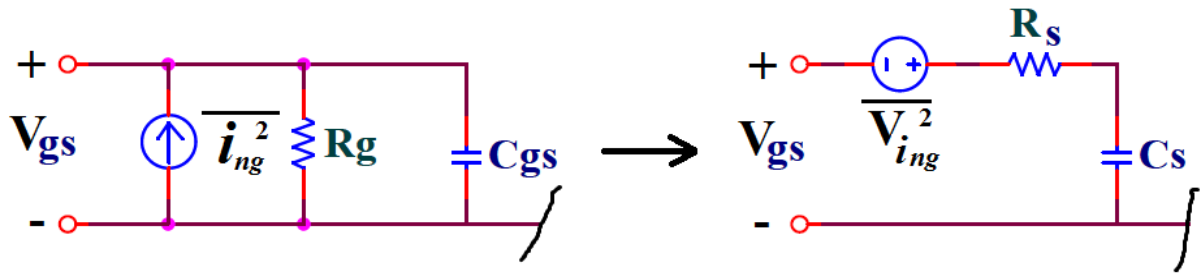


Figura 35

e scopriamo che otteniamo uno spettro “colorato” (vedi Figura sottostante) che per analogia ottica viene detto “spettro blu” dato che la  $g_g$  varia col quadrato della pulsazione  $\omega$  (quando lo spettro non è bianco, in gergo viene detto “colorato”).



Vediamo adesso è possibile trasformare il generatore di rumore blu in un generatore di rumore bianco semplicemente trasformando la rete RC da parallelo a serie come si vede in Figura-36.



**Figura 36**

La  $V_{i_{ng}}$  così ottenuta rappresenta il generatore di rumore indotto di Gate bianco. Entrambe le rappresentazioni sono corrette e la scelta di quale utilizzare è legata alla semplificazione dei calcoli che ne deriva.

Per ottenere  $R_s$  e  $C_{gs}$  di Figura-36 si procede nel seguente modo: ricordando che nel passaggio da rete RC parallelo a rete RC serie valgono le seguenti espressioni

$$\begin{cases} R_s = R_p \frac{1}{1+Q_p^2} \cong \frac{R_p}{Q_p^2} \\ C_s = C_p \frac{1+Q_p^2}{Q_p^2} \cong C_p \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{dove si sono fatte le seguenti posizioni:} \\ Q_p = \omega R_p C_p \\ Q_p \gg 1 \quad (\text{nella pratica } Q_p \geq 3) \end{array}$$

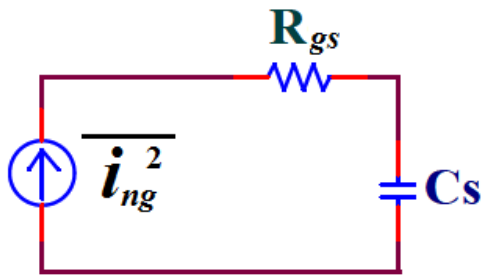
Facendo allora la trasformazione possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} Q_p &= \omega R_g C_{gs} = \omega \frac{1}{g_g} C_{gs} = \omega \frac{5g_m}{\omega^2 C_{gs}^2} C_{gs} = \frac{5g_m}{\omega C_{gs}} = 5 \frac{\omega_T}{\omega} \\ R_{gs} &= \frac{1}{g_g} \frac{1}{1+Q_p^2} = \frac{5g_m}{\omega^2 C_{gs}^2} \frac{1}{25 \left( \frac{\omega_T}{\omega} \right)^2} = \frac{g_m}{5C_{gs}} \frac{1}{\omega_T^2 C_{gs}} = \frac{\omega_T}{5} \frac{1}{\omega_T^2 C_{gs}} = \\ &= \frac{1}{5} \frac{1}{\omega_T C_{gs}} = \frac{1}{5g_{d0}} \end{aligned}$$

ed allora  $\boxed{\begin{cases} R_{gs} = \frac{1}{5g_{d0}} \\ C_s = C_{gs} \end{cases}}$  avendo posto  $g_{d0} \cong g_m$



Applicando alla rete RC serie il generatore di corrente come in figura a fianco e ipotizzando che prevale l'effetto di  $C_{gs}$  su



$R_{gs}$  otteniamo

$$V_{ng} = \frac{i_{ng}}{sC_{gs}}$$

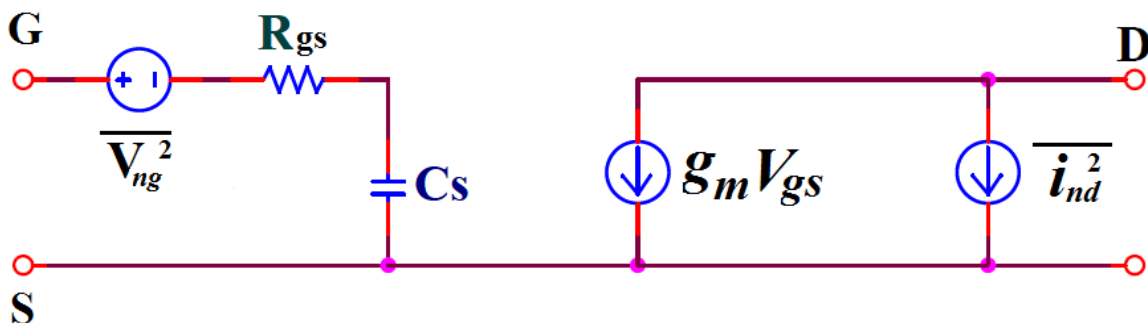
ed il circuito diventa quello di Figura-37

La densità spettrale di potenza del Rumore Indotto dal Gate dovuto alla conduttanza  $g_g$  diventa allora

$$S_{V_{ng}} = \frac{S_{i_{ng}}}{\omega^2 C_{gs}^2} = 4kT\delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} \frac{1}{\omega^2 C_{gs}^2} = 4kT\delta \frac{1}{5g_{d0}} = 4kT\delta R_{gs} \quad \text{dunque}$$

$$S_{V_{ng}} = 4kT\delta R_{gs}$$

Ho ottenuto uno spettro di rumore Bianco.



**Figura 37**

### Rumore Flicker

Questo rumore, nei dispositivi elettronici, nasce da meccanismi di natura differente ed è maggiormente evidente nei dispositivi che sono sensibili ai fenomeni di superficie come accade nel MOS dove la conduzione della corrente avviene nel canale a ridosso dell'interfaccia con lo strato di ossido di Gate. Su tale interfaccia saranno sicuramente presenti dei difetti del cristallo, dovuti all'accoppiamento tra due materiali differenti, che generano trappole che catturano e rilasciano cariche in modo casuale; di conseguenza la corrente di Drain sarà affetta da rumore legato a questi fenomeni. La Densità Spettrale di Potenza del rumore Flicker è data da [1]

$$S_{i_{nf}} = K_f \frac{g_m^2}{WL C_{gs}^2} \frac{1}{f} = K_f \frac{\omega_T^2}{WL} \frac{1}{f}$$

dove  $WL$  è l'area del Gate,  $K_f$  è una costante che dipende dal processo di fabbricazione il cui valore indicativo, visto che varia col processo, per un PMOS è  $10^{-28} C^2/m^2$  e per un NMOS è 50 volte più grande[1]. Osserviamo subito che nei MOS con  $W$  piccole il rumore  $1/f$  è maggiore rispetto ai MOS con  $W$  grandi perché questi ultimi grazie alla grossa capacità di Gate smorzano le fluttuazioni dovute alle cariche nel canale; per ottenere allora migliori prestazioni in termine di rumore Flicker occorre utilizzare MOS con  $W$  grandi. La Densità Spettrale di Potenza del rumore Flicker ha un andamento che abbiamo già visto in Figura-30; generalmente la frequenza d'angolo del MOS è nell'intervallo  $10\text{ KHz} < f_c < 10\text{ MHz}$

Questo rumore può essere modellato con un generatore di corrente collegato tra Drain e Source, come indicato in Figura-38 oppure, come avviene raramente, come generatore di tensione in serie al Gate.

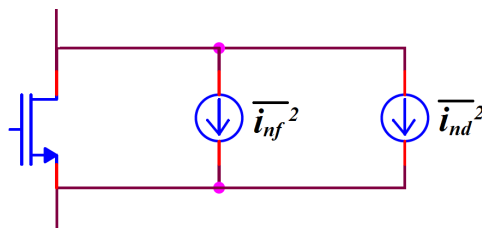


Figura 38

Alle forme di rumore appena viste occorrerebbe aggiungere anche il rumore Termico dovuto alla resistenza distribuita di Gate che si può calcolare con la seguente formula

$$R_{gate} \cong \frac{1}{3n^2} \frac{W}{L} R_{poly}$$

dove “ $n$ ” è il numero di gate del MOS,  $W$  e  $L$  larghezza e lunghezza di Gate,  $R_{poly}$  è la resistenza “quadro” del Polisilicio ed  $1/3$  è un coefficiente che viene ricavato in base a come viene realizzato il contatto di Gate che in questo caso è solo da un lato; questo coefficiente assume valore  $1/12$  se il contatto di Gate è su due lati. Questa sorgente di rumore può essere modellata da una resistenza serie nel circuito di Gate e un generatore di rumore bianco accoppiato. Realizzando il dispositivo interdigitato, il contributo di questa fonte di rumore può essere ridotto a livelli insignificanti.

### 1.5 Impedenza ottima ( $Z_{on}$ ) e cifra di rumore minima ( $NF_{min}$ )

Un quadripolo che contiene al suo interno circuiti elettronici ottenuti con generatori indipendenti, componenti passivi e attivi a cui sono associati sorgenti di rumore, che per comodità raffiguriamo con generatori di tensione e/o di corrente, lo denotiamo “quadripolo rumoroso”. Un “quadripolo non rumoroso” può sostituire un quadripolo rumoroso ai fini della tensione (corrente o potenza)

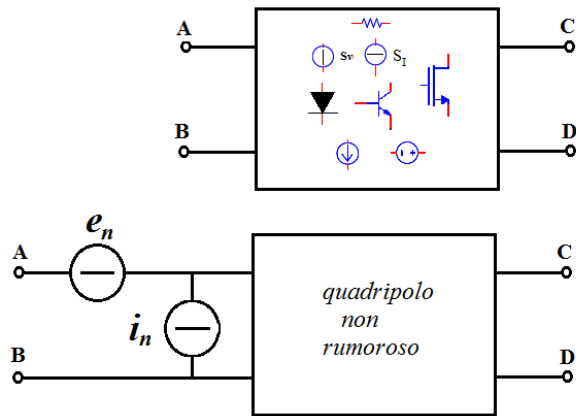


Figura 39

d’uscita se riportando in ingresso, sotto forma di generatori di rumore, il rumore presente all’interno del quadripolo rumoroso ed applicando i generatori così ottenuti in ingresso al quadripolo non rumoroso l’uscita non cambia ossia i due sistemi sono equivalenti (Figura-39). Riprendendo lo schema del quadripolo di Figura-37\_bis riportato per comodità di seguito, in base a quanto appena affermato, possiamo trasformare tale quadripolo in un quadripolo non

rumoroso come si vede in Figura-40 dove in ingresso ho i generatori di rumore equivalente ed il quadripolo è privo di rumore.

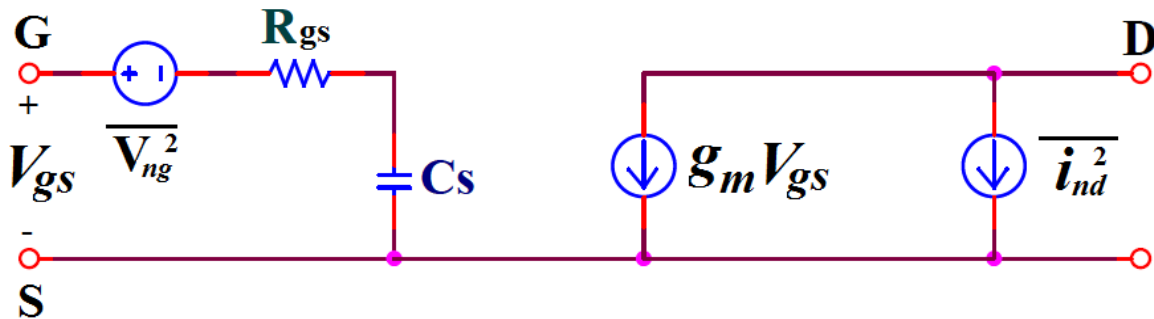


Figura 37 - bis

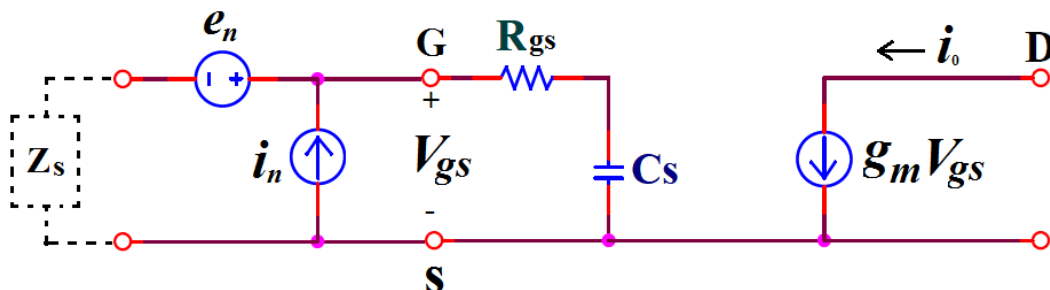


Figura 40

Ipotesi che  $\overline{i_{nd}^2}$  e  $\overline{V_{ng}^2}$  siano incorrelati ( $c = 0$ ).

I generatori  $e_n$ ,  $i_n$ ,  $i_{nd}$ ,  $V_{ng}$  sono stati utilizzati al posto dei valori quadratici medi. Per ottenere quanto valgono i generatori  $e_n$ ,  $i_n$  occorre procedere nel seguente modo:

I° Passo: ingresso in cortocircuito

Figura-37\_bis)  $V_{gs} = 0$  allora  $i_0 = i_{nd}$

Figura-40) applico il Principio di Sovrapposizione degli Effetti e vedo che  $i_n$  è in cortocircuito per cui non produce effetti in uscita; allora  $i_0 = g_m e_n$  ed

ottengo 
$$e_n = \frac{i_{nd}}{g_m}$$

II° Passo: ingresso aperto

Figura-37\_bis)  $i_0 = g_m V_{ng} + i_{nd}$

Figura-40)  $i_0 = g_m i_n \left( R_{gs} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right)$

Dalle due uguaglianze ottengo

$$g_m V_{ng} + i_{nd} = g_m i_n \left( R_{gs} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) = g_m i_n \left( \frac{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}{j\omega C_{gs}} \right)$$

da cui isolo  $i_n$

$$\begin{aligned} i_n &= \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) \frac{i_{nd}}{g_m} + \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) V_{ng} = \\ &= \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) e_n + \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) V_{ng} \end{aligned}$$

Posso riscrivere la  $i_n$  nel seguente modo

$$\begin{aligned}
i_n &= \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) \frac{i_{nd}}{g_m} + \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) \frac{i_{ng}}{j\omega C_{gs}} = \\
&= \left( \frac{1}{R_{gs} + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} \right) \frac{i_{nd}}{g_m} + \left( \frac{1}{R_{gs} + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} \right) \frac{i_{ng}}{j\omega C_{gs}} = \\
&= \frac{1}{Z_{in}} \left( \frac{i_{nd}}{g_m} + \frac{i_{ng}}{j\omega C_{gs}} \right) = \frac{1}{Z_{in}} \left( \frac{i_{nd}}{g_m} + V_{ng} \right)
\end{aligned}$$

Applico Thevenin alla parte di circuito (Figura-41) composto da  $e_n$ ,  $i_n$ ,  $Z_S$

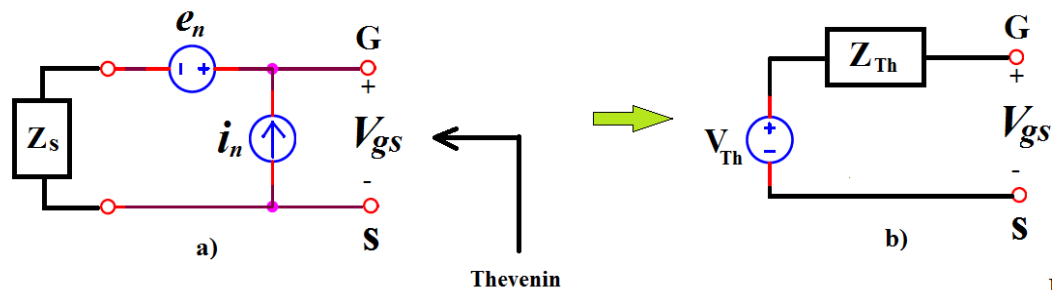


Figura 41

$$\begin{cases} V_{Th} = e_n + i_n Z_{Th} \\ Z_{Th} = Z_S \end{cases} \quad \text{Siccome } i_n \text{ è in parte correlato con } e_n \text{ posso scrivere}$$

$i_n = i_i + Y_C e_n$  dove  $i_i$  è la parte incorrelata e si ottiene

$$V_{Th} = e_n + (i_i + Y_C e_n) Z_{Th} = (1 + Y_C Z_{Th}) e_n + Z_{Th} i_i$$

dove  $Y_C$  è una *ammettenza di correlazione*.

per cui ricordando che 
$$i_n = \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) V_{ng} + \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) e_n$$

troviamo che

$$Y_C = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} = \frac{\omega^2 R_{gs} C_{gs}^2}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} + j \frac{\omega C_{gs}}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} = G_C + jB_C$$

Allora

$$Y_C = G_C + jB_C \quad \text{con} \quad \begin{cases} G_C = \frac{\omega^2 R_{gs} C_{gs}^2}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} & \text{Conduttanza di correlazione} \\ B_C = \frac{\omega C_{gs}}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} & \text{Suscettanza di correlazione} \end{cases}$$

Ipotizzando che  $\frac{1}{\omega C_{gs}} \gg R_{gs}$ , vera solo in parte perché se ad esempio

$$g_{d0} \cong g_m \cong 10^{-2} \text{ A/V}, \quad f = 10 \text{ GHz} \text{ e } C_{gs} = 100 \text{ fF} \text{ ottengo}$$

$$R_{gs} = 20 \Omega \quad \text{e} \quad \frac{1}{\omega C_{gs}} = 159 \Omega \quad . \text{ Posso scrivere } \boxed{1 \gg \omega R_{gs} C_{gs}}$$

allora  $1 \gg (\omega R_{gs} C_{gs})^2$  per cui  $G_C = \omega^2 R_{gs} C_{gs}^2$ ,  $B_C = \omega C_{gs}$  e

$$\boxed{Y_C = \omega^2 R_{gs} C_{gs}^2 + j\omega C_{gs}}$$

Passando alle Densità Spettrali di Potenza del rumore generato da  $e_n$ ,  $i_n$

$$\begin{cases} S_{e_n} = \frac{S_{i_{nd}}}{|g_m|^2} = \frac{4kTg_{d0}\gamma}{g_m^2} \\ S_{i_n} = S_{i_i} + |Y_C|^2 S_{e_n} \end{cases} \quad \text{ossia} \quad \begin{cases} S_{e_n} = \frac{4kTg_{d0}\gamma}{g_m^2} \\ S_{i_n} = S_{i_i} + |Y_C|^2 S_{e_n} \end{cases}$$

Siccome  $i_i = \left( \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right) V_{ng}$  avrò che

$$\begin{aligned} S_{i_i} &= \left| \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}} \right|^2 S_{V_{ng}} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} S_{V_{ng}} = 4kT \delta R_{gs} \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{1 + (\omega R_{gs} C_{gs})^2} \cong \\ &\cong 4kT \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2 \end{aligned}$$

Allora  $\boxed{S_{i_i} \cong 4kT \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2}$

$$S_{i_n} = S_{i_i} + |Y_C|^2 S_{e_n} = 4kT \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2 + [(\omega^2 R_{gs} C_{gs}^2)^2 + \omega^2 C_{gs}^2] \frac{4kT \gamma}{g_m} =$$

$$= 4kT \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} g_m [g_m \delta R_{gs} + \gamma(1 + R_{gs})] = 4kT \frac{\omega^2}{\omega_T^2} g_m [g_m \delta R_{gs} + \gamma(1 + R_{gs})]$$

Dunque

$$S_{i_n} = 4kT \frac{\omega^2}{\omega_T^2} g_m [g_m \delta R_{gs} + \gamma(1 + R_{gs})]$$

$$S_{e_n} = \frac{4kT g_{d0} \gamma}{g_m^2}$$

Dopo aver trasformato il quadripolo rumoroso in un quadripolo non rumoroso e ricavato quanto valgono i generatori di rumore  $e_n$ ,  $i_n$  e le rispettive Densità Spettrali di Potenza l'obiettivo è ricavare la Cifra di Rumore (NF) del dispositivo e cercare di renderla minima.

$$NF = \frac{\text{Potenza di rumore totale in uscita}}{\text{Potenza di rumore in uscita dovuta a } Z_s}$$

Indicando con:

$N_{OT}$  la potenza di rumore totale presente in uscita al dispositivo;

$N_{Oin}$  la potenza di rumore presente in uscita al dispositivo dovuta al solo ingresso rumoroso considerando il dispositivo non rumoroso;

$N_{Oq}$  la potenza di rumore presente in uscita dovuta al solo dispositivo

La NF vale  $NF = \frac{N_{OT}}{N_{Oin}} = \frac{N_{Oin} + N_{Oq}}{N_{Oin}} = 1 + \frac{N_{Oq}}{N_{Oin}} \quad \text{con } NF \geq 1$

Utilizzando le Densità Spettrali Di Potenza di  $N_{Oin}$  e di  $N_{Oq}$  ed il *Guadagno di Trasduttore*  $G_T$  posso riscrivere la NF nel seguente modo

$$NF = 1 + \frac{N_{Oq}}{N_{Oin}} = 1 + \frac{S_{Oq} G_T \Delta f}{S_{Oin} G_T \Delta f} = 1 + \frac{S_{Oq}}{S_{Oin}}$$

Le  $S_{Oq}$  e  $S_{Oin}$  le conosciamo già infatti ricordando lo schema di Figura-41

abbiamo che  $\begin{cases} V_{Th} = e_n + i_n Z_{Th} \\ Z_{Th} = Z_S \end{cases}$  ed avevamo trovato che

$V_{Th} = (1 + Y_C Z_{Th}) e_n + Z_{Th} i_i = (1 + Y_C Z_S) e_n + Z_S i_i$  per cui passando alle Densità Spettrali di Potenza otteniamo

$$\boxed{S_{Oq} = |1 + Y_C Z_S|^2 S_{e_n} + |Z_S|^2 S_{i_i}} \quad \boxed{S_{Oin} = 4kT \operatorname{Re}\{Z_S\} = 4kTR_S}$$

Sostituendo quanto trovato in NF abbiamo

$$NF = 1 + \frac{S_{Oq}}{S_{Oin}} = 1 + \frac{|1 + Y_C Z_S|^2 S_{e_n} + |Z_S|^2 S_{i_i}}{4kTR_S} = 1 + \frac{|Y_S + Y_C|^2 S_{e_n} + S_{i_i}}{4kTG_S}$$

dove  $Y_S$  è una ammettenza di sorgente. Occorre minimizzare  $|Y_S + Y_C|^2$ .

$$|Y_S + Y_C|^2 = (G_C + G_S)^2 + (B_C + B_S)^2.$$

Avevamo trovato con l'approssimazione  $\frac{1}{\omega C_{gs}} \gg R_{gs}$  che

$Y_C = G_C + jB_C = \omega^2 R_{gs} C_{gs}^2 + j\omega C_{gs}$  per cui posso agire solo su  $Y_S$  e su  $C_{gs}$ .

Per minimizzare impongo  $B_S = -B_C$  e definisco  $B_{Son} = B_S = -B_C = -\omega C_{gs}$  dunque  $\boxed{B_{Son} = -\omega C_{gs}}$  dove il pedice "on" è acronimo di "Optimum Noise" ed indica la  $B_S$  che rende minima la NF.

Rimane adesso da calcolare la  $G_S$  che consente di minimizzare la NF; per farlo

si deve trovare  $\frac{\partial NF}{\partial G_S} = 0$  che si annulla per  $G_S = \sqrt{\frac{S_{i_i}}{S_{e_n}} + G_C^2}$ .

Sostituendo i valori ho



$$\begin{aligned}
G_S &= \sqrt{\frac{S_{i_i}}{S_{e_n}} + G_C^2} = \sqrt{\frac{4kT\delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2}{4kTg_{d0}\gamma} + (\omega^2 R_{gs} C_{gs}^2)^2} = \\
&= \omega C_{gs} \sqrt{\frac{R_{gs} \delta g_m^2}{\gamma g_{d0}^2} g_{d0} + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2} = \omega C_{gs} \sqrt{\alpha^2 \frac{\delta}{\gamma} \frac{1}{5} + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2} \cong \\
&\cong \omega C_{gs} \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}
\end{aligned}$$

dove  $g_{d0} R_{gs} = \frac{1}{5}$        $\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}}$        $\omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2 \ll 1$ .

Definiamo allora la conduttanza di sorgente ottima per minimizzare il rumore con

$$G_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}$$

L'ammettenza di sorgente  $Y_S$  ottima per minimizzare la NF è allora

$$Y_{Son} = G_{Son} + jB_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} - j\omega C_{gs}$$

La  $G_{Son}$  alle frequenze di nostro interesse ha valori piccoli (es:  $f = 10$  GHz e  $G_{Son} = 4 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ ) per cui  $\text{Re}\{Y_{Son}\} \cong 0$ .

La  $\text{Im}\{Y_{Son}\} = -\omega C_{gs}$  per cui l'ammettenza di sorgente  $Y_S$  ottima che minimizzare la NF è di tipo induttivo, che in realtà vorrei fosse  $50 \Omega$  e cresce con la frequenza.

Riprendiamo l'espressione della  $NF$  trovata in precedenza e modifichiamola come segue

$$NF = 1 + \frac{|Y_S + Y_C|^2 S_{e_n} + S_{i_i}}{4kTG_S} = 1 + \frac{1}{G_S} \left( \frac{S_{i_i}}{4kT} + |Y_S + Y_C|^2 \frac{S_{e_n}}{4kT} \right)$$

Se considero l'intervallo di frequenza  $\Delta f$  abbastanza piccolo da poter essere considerato costante, allora anche le densità spettrali di potenza incorrelate,  $S_{i_i}$  e  $S_{e_n}$  le posso considerare costanti. A parità di potenza posso ricavare un equivalente termico di questi rumori. Siano

$$G_{i_i} = \frac{S_{i_i}}{4kT} \quad R_n = \frac{S_{e_n}}{4kT}$$

per cui ho gli equivalenti termici

$$S_{i_i} = 4kTG_{i_i} \quad S_{e_n} = 4kTR_n$$

Riscrivendo la  $NF$  usando  $G_{i_i}$ ,  $R_n$

$$\begin{aligned} NF &= 1 + \frac{1}{G_S} \left( \frac{S_{i_i}}{4kT} + |Y_S + Y_C|^2 \frac{S_{e_n}}{4kT} \right) = 1 + \frac{(G_{i_i} + |Y_S + Y_C|^2 R_n)}{G_S} = \\ &= 1 + \frac{G_{i_i} + [(G_C + G_S)^2 + (B_C + B_S)^2] R_n}{G_S} \end{aligned}$$

Ponendo  $B_S = -B_C = B_{Son}$  ottengo

$$NF = 1 + \frac{G_{i_i} + (G_C + G_S)^2 R_n}{G_S}$$

e ripetendo  $\frac{\partial NF}{\partial G_S} = 0$  trovo che si annulla per

$$G_{Son} = \sqrt{\frac{G_{i_i}}{R_n} + G_C^2} = \sqrt{\frac{S_{i_i}}{S_{e_n}} + G_C^2}$$

Sostituendo la  $G_{Son}$  così trovata in  $NF$  ottengo

$$NF_{\min} = 1 + 2R_n (G_C + G_{Son}) = 1 + 2R_n \left( G_C + \sqrt{\frac{G_{i_i}}{R_n} + G_C^2} \right)$$

Mettendo in evidenza  $R_n/G_S$  nella

$$NF = 1 + \frac{G_{i_i} + [(G_C + G_S)^2 + (B_C + B_S)^2]R_n}{G_S}$$

ottengo

$$NF = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} [(G_S - G_{Son})^2 + (B_S - B_{Son})^2] = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{Son}|^2$$

Sia  $B_{Son}$  che  $G_{Son}$  hanno un solo grado di libertà che è dato da  $C_{gs}$  per cui è difficile annullare i termini  $(G_S - G_{Son})^2$  e  $(B_S - B_{Son})^2$

Ricordando che  $S_{i_i} \cong 4kT \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2$  e che  $S_{e_n} = \frac{4kT g_{d0} \gamma}{g_m^2}$  possiamo

valutare quanto valgono  $G_{i_i}$  e  $R_n$

$$\begin{aligned} G_{i_i} &= \frac{S_{i_i}}{4kT} = \frac{4kT \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2}{4kT} = \delta R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2 = \delta \frac{1}{5 g_{d0}} \omega^2 \frac{g_m^2}{\omega_T^2} = \\ &= \delta \frac{g_m^2}{5 g_{d0}^2} g_{d0} \frac{\omega^2}{\omega_T^2} = \frac{\delta \alpha^2}{5} g_{d0} \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \\ R_n &= \frac{S_{e_n}}{4kT} = \frac{4kT g_{d0} \gamma}{g_m^2} \frac{1}{4kT} = \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} \end{aligned}$$

Ricapitolando

$$\begin{cases} G_{i_i} = \frac{\delta \alpha^2}{5} g_{d0} \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \\ R_n = \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} \end{cases}$$

I risultati sono stati fin qui ottenuti ipotizzando che  $i_{nd}$  e  $V_{ng}$  fossero incorrelati ( $c = 0$ ). In realtà alle frequenze di nostro interesse (GHz)  $i_{nd}$  e  $V_{ng}$  (ovvero

$i_{ng}$ ) avendo origini comuni, sono parzialmente correlati ed il loro *Coefficiente di Correlazione* “ $c$ ” è dato da [1]

$$c = \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^*}}{\sqrt{i_{ng}^2 i_{nd}^2}}$$

il cui valore numerico nel caso di MOS a canale lungo è teoricamente  $c = -j0,395$ .

La corrente di rumore indotto di Gate  $i_{ng}$  è composta da due termini

$$i_{ng} = i_{ng,i} + i_{ng,c}$$

$i_{ng,i}$  è la porzione di corrente non correlata con  $i_{nd}$  ;

$i_{ng,c}$  è la porzione di corrente completamente correlata con  $i_{nd}$ .

Con questa premessa riprendendo l'espressione  $i_n = i_i + i_C = i_i + Y_C e_n$  ed isolando il termine  $i_C = Y_C e_n$  potendo scrivere che

$$i_C = \frac{1}{Z_{in}} \frac{i_{nd}}{g_m} + i_{ng,c} = i_{n1} + i_{ng,c}$$

con  $i_{n1}$  contributo di corrente di rumore (ottenuta ignorando la corrente di rumore indotta dal Gate) riportata in ingresso che in condizioni di ingresso aperto (Figura-40) produce in uscita la  $i_{nd}$ , si ottiene

$$Y_C = \frac{i_{n1} + i_{ng,c}}{e_n} = j\omega C_{gs} + \frac{i_{ng,c}}{e_n} = j\omega C_{gs} + \frac{i_{ng,c}}{i_{nd}} g_m$$

Rielaboriamo adesso il termine  $g_m \frac{i_{ng,c}}{i_{nd}}$  per poter incorporare nella espressione di  $Y_C$  il *Coefficiente di Correlazione* “ $c$ ”

$$g_m \frac{\overline{i_{ng,c}}}{i_{nd}} = g_m \frac{\overline{i_{ng,c} i_{nd}^*}}{i_{nd} i_{nd}^*} = g_m \frac{\overline{i_{ng,c} i_{nd}^*}}{i_{nd}^2} = g_m \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^*}}{i_{nd}^2}$$

Nell'ultimo passaggio è stato possibile sostituire  $i_{ng,c}$  con  $i_{ng}$  perché la  $i_{ng,i}$  non fornisce alcun contributo nella correlazione incrociata (*cross-correlation*)  
Avremo allora che

$$\begin{aligned} Y_C &= j\omega C_{gs} + \frac{i_{ng,c}}{i_{nd}} g_m = j\omega C_{gs} + g_m \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^*}}{i_{nd}^2} = j\omega C_{gs} + g_m \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^*}}{\sqrt{i_{nd}^2} \sqrt{i_{nd}^2}} \frac{\sqrt{i_{ng}^2}}{\sqrt{i_{ng}^2}} = \\ &= j\omega C_{gs} + g_m \frac{\overline{i_{ng} i_{nd}^*}}{\sqrt{i_{ng}^2} \sqrt{i_{nd}^2}} \sqrt{\frac{i_{ng}^2}{i_{nd}^2}} = j\omega C_{gs} + g_m c \sqrt{\frac{i_{ng}^2}{i_{nd}^2}} \end{aligned}$$

Allora nella  $Y_C$  è apparso in modo esplicito il coefficiente di correlazione “c”

$$Y_C = j\omega C_{gs} + g_m c \sqrt{\frac{i_{ng}^2}{i_{nd}^2}}$$

Ricordando che

$$\overline{i_{ng}^2} = S_{i_{ng}} \Delta f = 4kT \delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} \Delta f \qquad \overline{i_{nd}^2} = S_{i_{nd}} \Delta f = 4kT g_{d0} \gamma \Delta f$$

Sostituendoli in  $Y_C$  ottengo

$$Y_C = j\omega C_{gs} + g_m c \sqrt{\frac{4kT \delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}}}{4kT g_{d0} \gamma}}$$

$$\begin{aligned}
Y_C &= j\omega C_{gs} + g_m c \sqrt{\delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}^2 \gamma}} = j\omega C_{gs} + \frac{g_m}{g_{d0}} c \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \omega C_{gs} = \\
&= j\omega C_{gs} - j\omega C_{gs} \frac{g_m}{g_{d0}} |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} = j\omega C_{gs} \left( 1 - \frac{g_m}{g_{d0}} |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) = \\
&= j\omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)
\end{aligned}$$

dove è stato assunto il coefficiente di correlazione “ $c$ ” puramente immaginario, ipotesi valida anche nel MOS a canale corto e si è posto  $\alpha = g_m/g_{d0}$  che in caso di canale lungo è unitario e diminuisce riducendo la lunghezza di canale; dunque

$$\boxed{Y_C = j\omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}$$

Osserviamo subito che  $Y_C$  è puramente immaginaria ed essendo  $Y_C = G_C + jB_C$   $G_C = 0$  e quindi  $Y_C = jB_C$  per cui

$$\boxed{B_C = \omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)}$$

Ricordando che  $i_{ng} = i_{ng,i} + i_{ng,c}$  posso anche scrivere che  $\overline{i_{ng}^2} = \overline{(i_{ng,i} + i_{ng,c})^2}$  ed essendo possibile scrivere la seguente uguaglianza

$$\overline{i_{ng}^2} = S_{i_{ng}} \Delta f = 4kT\delta g_g \Delta f = (4kT\delta g_g \Delta f) |c|^2 + (4kT\delta g_g \Delta f)(1 - |c|^2)$$

ottengo  $\overline{(i_{ng,i} + i_{ng,c})^2} = (4kT\delta g_g \Delta f) |c|^2 + (4kT\delta g_g \Delta f)(1 - |c|^2)$

per cui 
$$\begin{cases} \overline{i_{ng,i}^2} = (4kT\delta g_g \Delta f)(1 - |c|^2) \\ \overline{i_{ng,c}^2} = (4kT\delta g_g \Delta f) |c|^2 \end{cases}$$

Introducendo il parametro  $G_{ng,i} = \frac{\overline{i_{ng,i}^2}}{4kT\Delta f}$  si ha che

$$G_{ng,i} = \frac{\overline{i_{ng,i}^2}}{4kT\Delta f} = \frac{(4kT\delta g_g \Delta f)(1-|c|^2)}{4kT\Delta f} = \delta g_g (1-|c|^2) = \delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} (1-|c|^2)$$

dunque

$$G_{ng,i} = \delta \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} (1-|c|^2)$$

Avevamo già trovato che  $B_S = -B_C = B_{Son}$  per cui quando il coefficiente di correlazione “ $c \neq 0$ ” ottengo

$$B_{Son} = -\omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)$$

Ricordando quanto ricavato per la  $G_{Son}$ , possiamo riscriverla utilizzando adesso il nuovo parametro  $G_{ng,i}$  che tiene conto del coefficiente di correlazione “ $c$ ” per cui ho

$$G_{Son} = \sqrt{\frac{G_{ng,i}}{R_n} + G_C^2} \cong \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} (1-|c|^2)$$

Ricapitolando

$$\begin{cases} G_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} (1-|c|^2) \\ B_{Son} = -\omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right) \end{cases}$$

ed entrambe dipendono, oltre che dai parametri tecnologici, anche da  $\omega$  e  $C_{gs}$ ,

allora  $C_{gs}$  è l'unico grado di libertà. Il coefficiente  $\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}} \cong 1$  nel caso di

canale lungo e il suo valore diminuisce quando diminuiscono le dimensioni del

dispositivo. Il coefficiente di correlazione  $|c| < 1$  nel caso di canale lungo e il suo valore aumenta quando diminuiscono le dimensioni del dispositivo.

L'ammettenza di sorgente  $Y_S$  *ottima* per minimizzare la NF quando il coefficiente di correlazione “ $c \neq 0$ ” è allora

$$Y_{Son} = G_{Son} + jB_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)} - j\omega C_{gs} \left( 1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right)$$

Tenendo sempre conto della Correlazione “ $c$ ”, se l'ammettenza di sorgente è  $Y_{Son}$  (quella *ottima* trovata) la Cifra di Rumore minima  $NF_{min}$  è data da

$$NF_{min} = 1 + 2 R_n (G_C + G_{Son}) = 1 + 2 R_n \left( G_C + \sqrt{\frac{G_{ng,i}}{R_n} + G_C^2} \right)$$

ed in definitiva se  $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$

$$NF_{min} = 1 + \frac{2}{\sqrt{5}} \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma \delta (1 - |c|^2)}$$

La Cifra di Rumore minima dipende dal rapporto  $\omega/\omega_T$  per cui maggiore è la frequenza di taglio del MOS minore è la  $NF_{min}$ . Sostituendo nella formula della  $NF_{min}$  alle costanti del processo i valori,  $\gamma = 2/3$ ,  $\delta = 4/3$ ,  $|c| = 0,395$  si ottiene

$$NF_{min} = 1 + 0,7747 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)$$

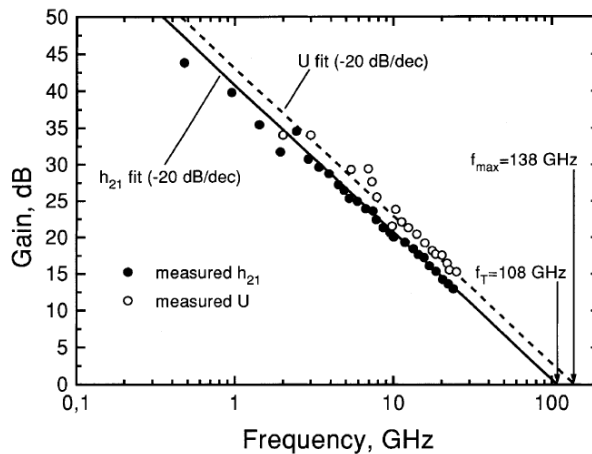
Per rendere  $\omega/\omega_T$  più piccola possibile, ricordando che  $\omega_T \cong \frac{g_m}{C_{gs}}$ , che nel

caso di canale lungo ed in saturazione vale  $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} WL$ , occorre prima di tutto scegliere per la lunghezza di canale la  $L$  minima.



## 1.6 Dipendenza dei parametri di rumore dal punto di riposo e step tecnologico

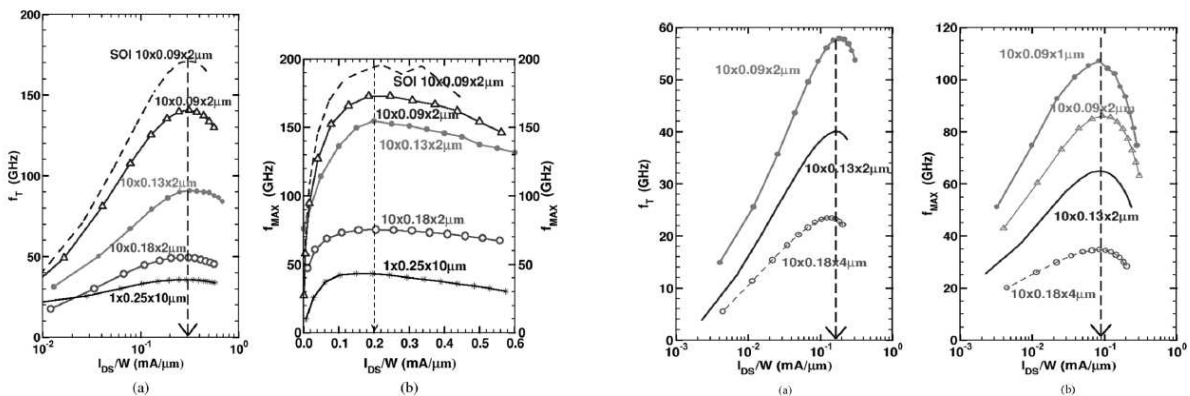
Un aspetto interessante dei dispositivi MOS è legato al comportamento che essi hanno al variare della densità di corrente di polarizzazione. Da misure effettuate sui dispositivi è emerso che i parametri di merito (FOM – *Figure of Merit*) per dispositivi RF (Figura-42) che sono la frequenza di taglio  $f_T$  per la



Measured current gain  $h_{21}$  and unilateral power gain  $U$ , and extrapolated  $f_T$  and  $f_{max}$  of an RF GaAs MESFET with a channel length of  $0.2 \mu\text{m}$

Figura 42

quale  $h_{21}$  diventa unitario, la massima frequenza di oscillazione  $f_{max}$  alla quale il guadagno unilaterale diventa unitario e la cifra di rumore minima  $NF_{min}$  dipendono dalla densità di corrente di polarizzazione  $I_{DS}/W$ , dove con  $W$  indico la larghezza del Gate. In Figura-43 è riportato un esempio dell'andamento



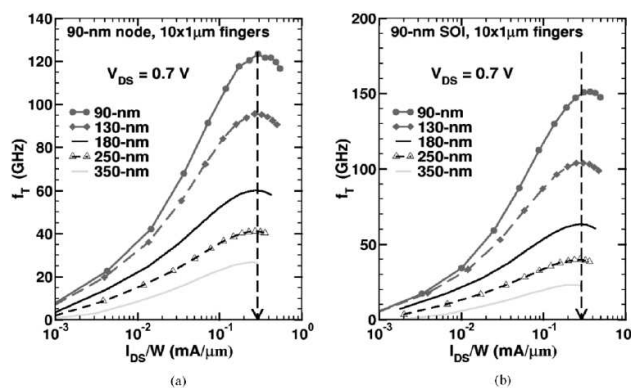
Measured (a)  $f_T$  and (b)  $f_{MAX}$  as a function of drain current per micron of gate width for n-channel MOSFETs fabricated in different bulk and SOI technology nodes ( $0.25 \mu\text{m}$  from foundry A,  $0.18 \mu\text{m}$  from foundry B, and  $0.13 \mu\text{m}$  and  $90\text{-nm}$  nodes from foundry C).

a)

Figura 43

b)

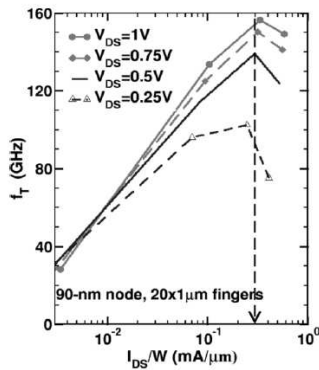
della  $f_T$  e di  $f_{max}$  per diverse tecnologie [3]. In Figura-43\_a) per MOS a canale  $n$  si nota che i valori del picco di  $f_T$  si hanno quando  $I_{DS}/W \cong 0,3 mA/\mu m$  mentre per  $f_{max}$  si hanno quando  $I_{DS}/W \cong 0,2 mA/\mu m$  e tali valori rimangono pressoché gli stessi, ed è questo l'aspetto più interessante, al variare della tecnologia utilizzata. Oltre tali valori sia  $f_T$  che  $f_{max}$  cominciano a decrescere. In Figura-43\_b) per MOS a canale  $p$  si nota che i valori del picco di  $f_T$  si hanno quando  $I_{DS}/W \cong 0,15 mA/\mu m$  mentre per  $f_{max}$  si hanno quando  $I_{DS}/W \cong 0,09 mA/\mu m$  e tali valori anche in questo caso rimangono pressoché gli stessi al variare della tecnologia utilizzata. Per MOS a canale  $p$  i picchi di  $f_T$  e  $f_{max}$  si hanno per valori di  $I_{DS}/W$  che sono tra il 40% ed il 45% di quelli ottenuti con MOS a canale  $n$ . Comportamento altrettanto interessante si ha quando a parità di tecnologia si realizzano MOS con lunghezza di canale crescente come si vede nel solo caso di  $f_T$  in Figura-44;



Measured  $f_T$  as a function of drain current per micron of gate width for (a) bulk and (b) SOI n-channel MOSFETs fabricated with different drawn gate lengths in the 90-nm node.

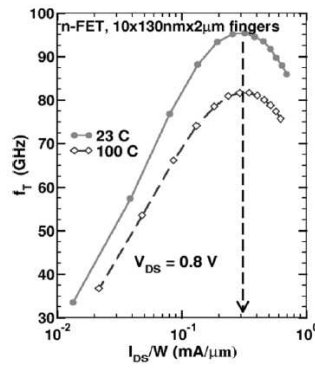
Figura 44

in questo caso al variare della lunghezza  $L$  di Gate ottengo il picco per la stessa  $I_{DS}/W \cong 0,3 mA/\mu m$ . In Figura-45\_c) quando viene fatta variare la  $V_{DS}$ , in Figura-45\_a) al variare della temperatura ed in Figura-45\_b) per valori di tensione di soglia bassi, standard e alti si ottengono comportamenti analoghi ed anche in questi tre casi distinti la  $I_{DS}/W \cong 0,3 mA/\mu m$ . Nei transistor bipolari a eterogiunzione (SiGe HBT - *Heterojunction Bipolar Transistors*) invece  $f_T$  e  $f_{max}$  coincidono e la cifra di rumore minima  $NF_{min}$  si ottiene per valore di densità di corrente di circa  $0,15 mA/\mu m$  indipendentemente dalla tecnologia utilizzata e dalla frequenza di lavoro [3].



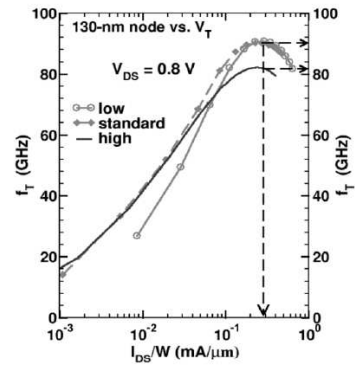
Measured  $f_T$  as a function of drain current per micron of gate width for different drain-source voltages in a 90-nm nMOSFET.

c)



Measured  $f_T$  as a function of drain current density for (a) bulk 130-nm nMOSFET at 23 °C and 100 °C, and (b) for standard-, low-, and high- $V_T$  bulk 130-nm nMOSFETs.

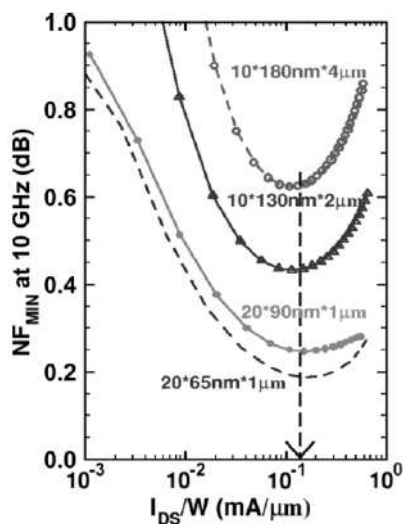
(a)



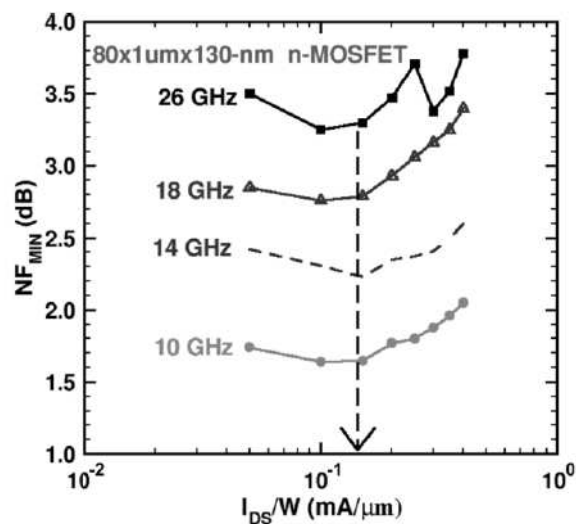
(b)

Figura 45

Rimane per il MOS da valutare il comportamento della cifra di rumore minima  $NF_{min}$ . Facendo riferimento alla Figura-46\_a) è possibile vedere che simulando



(a)



(b)

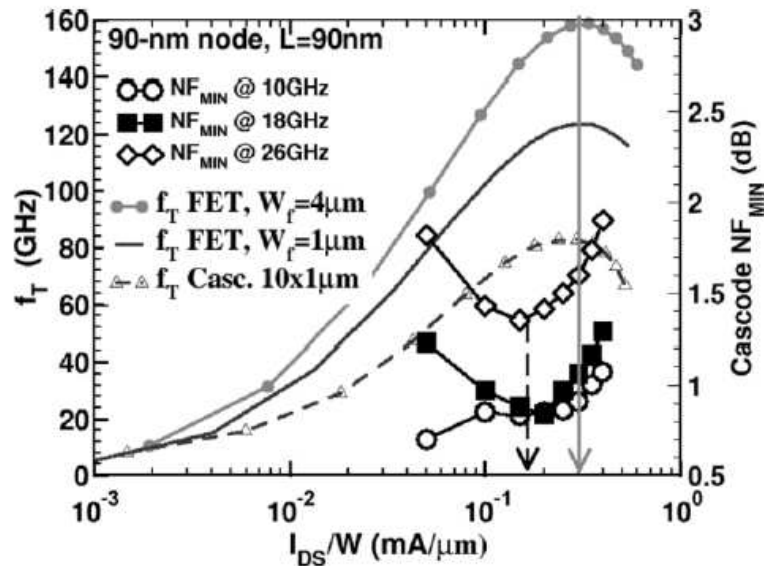
**a)** Simulated  $NF_{MIN}$  at 10 GHz as a function of drain current per micron of gate width in nMOSFETs fabricated in different technology nodes. **b)** Measured  $NF_{MIN}$  as a function of drain current density at different frequencies for a  $80 \times 1 \mu\text{m} \times 130 \text{ nm}$  MOSFET in the 130-nm node. The pad and interconnect have not been de-embedded from the measured noise figure.

Figura 46

il comportamento del MOS a canale  $n$  su diverse tecnologie il valore minimo si ottiene in tutti i casi per  $I_{DS}/W \cong 0,2 \text{ mA}/\mu\text{m}$ . Stesso valore di densità di corrente, in questo caso misurata, anche nel caso di Figura-46\_b) al variare della frequenza di funzionamento dove durante l'esperienza la terminazione (pad) e l'interconnessione non sono stati scorporati dalla cifra di rumore misurata.

Occorre valutare cosa accade quando il MOS viene utilizzato per realizzare un circuito, come ad esempio lo stadio Cascode.

Osservando le misure riportate in Figura-47 relative alla frequenza di taglio  $f_T$



Measured  $f_T$  and  $NF_{MIN}$  at different frequencies as a function of drain current per unit gate width for 90-nm n-channel MOSFETs and a 90-nm n-channel cascode.

**Figura 47**

e alla cifra di rumore minima  $NF_{min}$  ritroviamo gli stessi valori visti per il singolo MOS. Per  $f_T$  e  $NF_{min}$  ritroviamo rispettivamente:

$$I_{DS}/W \cong 0,2 \text{ mA} / \mu\text{m} \qquad I_{DS}/W \cong 0,3 \text{ mA} / \mu\text{m}$$

In particolare per quanto riguarda la  $f_T$  il confronto viene fatto tra lo stadio Cascode e il singolo MOS e si osserva inoltre che per lo stadio Cascode la  $I_{DS}/W$  è indipendente dalla frequenza mentre per la  $NF_{min}$  il confronto avviene a frequenze diverse e  $NF_{min}$  a parità di  $I_{DS}/W$  cresce con la frequenza.

Il comportamento del MOS appena discusso può essere ben sfruttato in fase di progettazione di circuiti a radiofrequenza ed anche per molte altre applicazioni analogiche e digitali ad elevata velocità.

# Capitolo 2

## 2.1 Il 'Matching' integrato nel LNA con transistori bipolari

La topologia a cui sarà fatto riferimento per il LNA è quella Cascode che come già anticipato nel Capitolo 1 consente di ottenere un buon compromesso tra basso rumore, alto guadagno e buona stabilità. In Figura-48 lo schema di principio di un LNA realizzato con uno stadio Cascode senza rete di

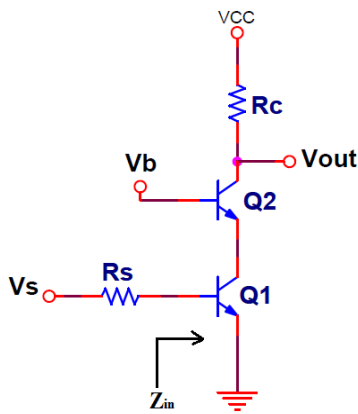


Figura 48

adattamento in ingresso. Il transistor  $Q_2$  ha il compito di migliorare l'isolamento tra ingresso ed uscita e ridurre l'effetto Miller tra base e collettori dovuto a  $Q_1$ . Obiettivo del 'Matching' Integrato è di ottenere oltre al minimo rumore anche contemporaneamente il massimo guadagno dello stadio amplificatore.

Per ridurre al minimo la Cifra di Rumore occorre progettare i transistor in modo che essi abbiano una impedenza d'ingresso che sia ottima dal punto di vista del rumore. Il modello per piccolo segnale del transistor per radiofrequenza a cui si può fare riferimento è quello di Figura-49\_a); in esso si possono

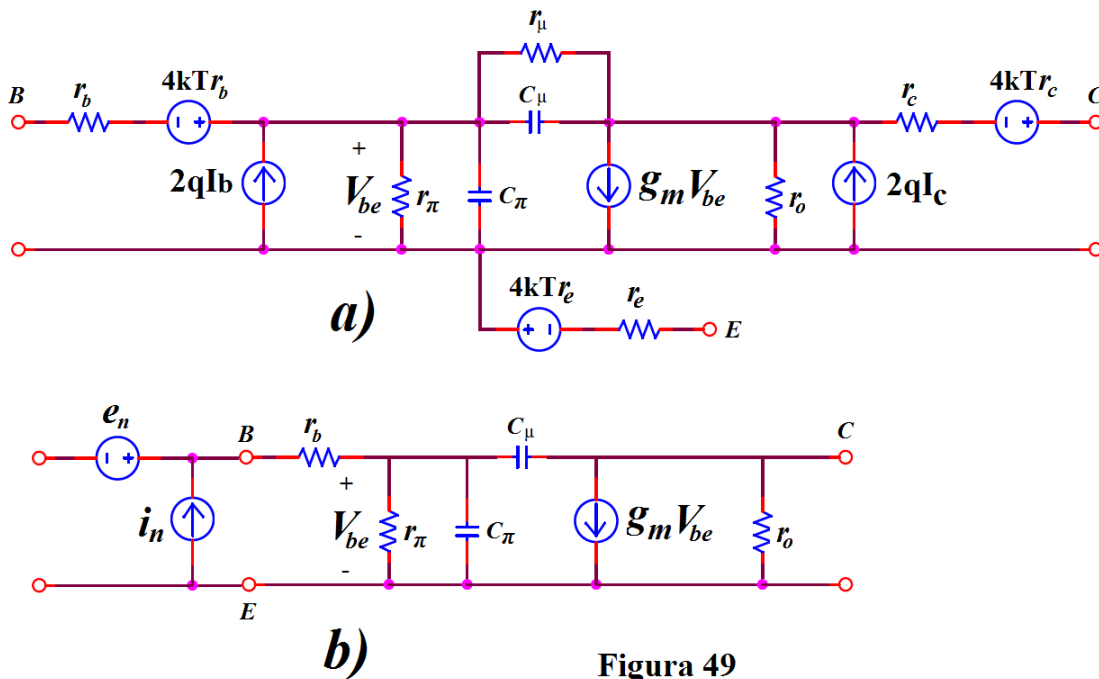


Figura 49

rimuovere  $r_\mu$ , trascurabile rispetto al contributo dovuti a  $C_\mu$  e le resistenze di contatto di Emettore e Collettore  $r_e, r_c$  perché il loro contributo è trascurabile rispetto a quello della resistenza parassita di base  $r_b$ . Nel modello non si è tenuto conto della capacità Collettore Substrato  $C_{CS}$ . Si è trascurato anche il rumore Flicker. Il modello di Figura-49\_a) può essere trasformato in quello di Figura-49\_b) dove “ $e_n$ ” e “ $i_n$ ” sono i generatori di rumore riportati in ingresso al transistor reso non rumoroso. Ipotizziamo che le sorgenti di rumore Termico  $4kTr_b$  e Shot  $2qI_b, 2qI_c$  siano incorrelate (quindi anche “ $e_n$ ” e “ $i_n$ ” sono incorrelati) e ricordiamo che l’espressione che si ottiene per la Cifra di Rumore del transistor è data da

$$NF = 1 + \frac{S_{e_n} + |Z_S|^2 S_{i_n}}{4kTR_S} = 1 + \frac{S_{e_n} + R_S^2 S_{i_n}}{4kTR_S}$$

in cui per la sorgente si effettua la scelta  $Z_S = R_S$  per ridurre la NF. L’ipotesi di incorrelazione è vera se  $f < f_{\max}$  con  $f_{\max} = f_T / \sqrt{\beta_F} < f_T$  che si ha quando  $2qI_C = \beta_F 2qI_B$ . La resistenza ottima  $R_{ON}$  per rendere minima la NF è data dall’espressione

$$\begin{aligned} R_{ON} &= \sqrt{\frac{S_{en}}{S_{in}}} = \sqrt{\frac{4kTr_b + \frac{2qI_C}{g_m^2}}{2qI_B}} = \dots = \frac{V_T \sqrt{\beta_F}}{I_C} \sqrt{1 + \frac{2I_C}{V_T} r_b} = \\ &= \frac{V_T \sqrt{\beta_F}}{I_C} \sqrt{\frac{1 + 2g_m r_b}{\beta_F}} \end{aligned}$$

con  $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\beta_F}{r_\pi}$ ,  $V_T = \frac{kT}{q}$ . Inoltre essendo  $g_m \propto I_C$  e la  $r_b \propto \frac{1}{A_e}$  si

ha che  $g_m r_b \propto \frac{I_C}{A_e} = J_C$ . In queste condizioni la Cifra di Rumore è minima e

vale

$$NF_{\min} = 1 + \sqrt{\frac{1 + 2g_m r_b}{\beta_F}} \propto 1 + \sqrt{\frac{1 + 2J_C}{\beta_F}}$$

L'andamento di  $R_{ON}$  è riportato in Figura-50.

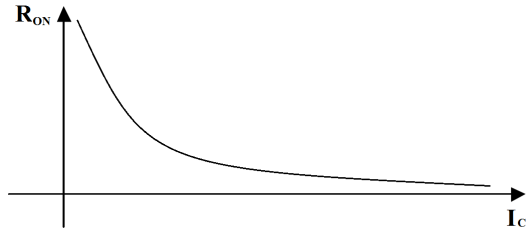


Figura 50

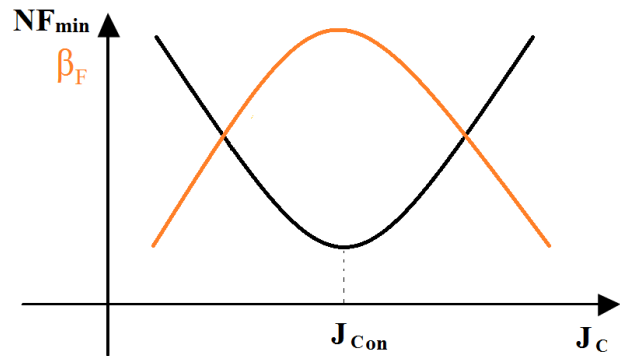
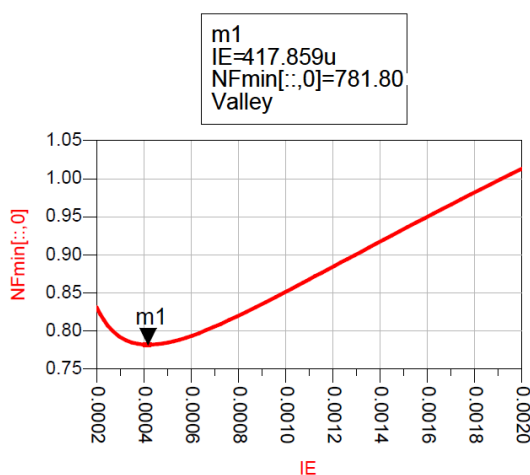


Figura 51

La  $NF_{min}$  ha un comportamento, verificabile a livello sperimentale, al variare della densità di corrente  $J_C = I_C / A_e$ , riportato in Figura-51 (con  $A_e = w_e l_e$  si indica l'area di emettitore e " $w_e$ " è la sua larghezza che viene fissata dalla tecnologia utilizzata mentre entro certi limiti posso far variare la lunghezza di emettitore " $l_e$ "). Mantenendo  $I_C$  costante e facendo variare le dimensioni dell'area  $A_e = w_e l_e$  variando " $l_e$ ", quando " $A_e$ " cresce ( $J_C < J_{Con}$ ) o decresce ( $J_C > J_{Con}$ ), la  $NF_{min}$  aumenta in entrambi i casi perché il guadagno di corrente  $\beta_F = f(J_C)$  decresce.

Polarizzando il LNA con  $J_{Con}$  ci si pone nella condizione di avere la minore

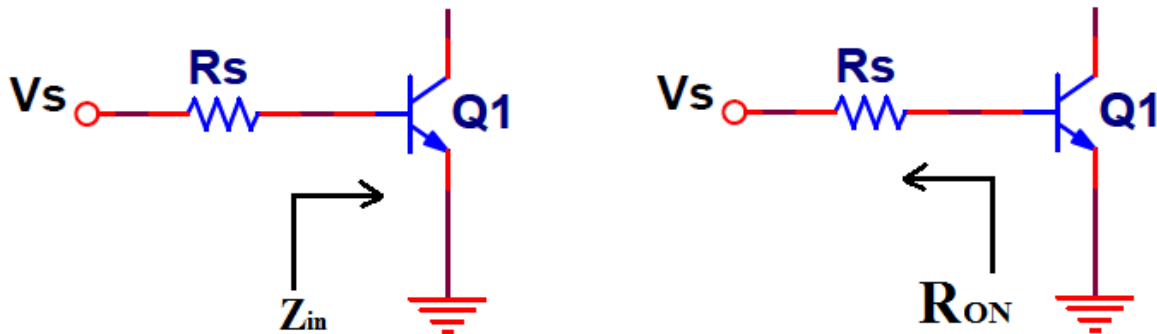
$NF_{min}$  per la tecnologia scelta che indichiamo con  $NF_{min_{opt}}$ . In figura a fianco un risultato ottenuto a 2,44 GHz col simulatore ADS<sup>TM</sup>.



A questo punto occorre dimensionare il singolo transistor variando la lunghezza di emettitore " $l_e$ ", per ottenere l'area ottima " $A_{e_{opt}}$ ". Nel caso " $l_e$ " raggiunga il valore massimo permesso dalla tecnologia si mettono più transistor in parallelo. In fase di progetto il simulatore

mette a disposizione attraverso il "Design Kit" relativo alla tecnologia utilizzata i modelli dei transistor che si intendono utilizzare. Effettuata la scelta del transistor di cui conosciamo l'area  $A_e = w_e l_e$  è possibile attraverso la

simulazione ricavare per quale valore di corrente  $I_{Con} = J_{Con} / A_e$  si minimizza il rumore ottenendo  $NF_{min,opt}$  e quindi risalire alla  $R_{ON}$  il cui valore varierà in base alla scelta fatta su  $A_e = w_e J_e$ . Essendo la  $R_S$  un dato di progetto, di solito  $50 \Omega$ , conoscendo  $R_{ON}$  si è in grado di stabilire eventuale numero di transistor da collegare in parallelo per ottenere la  $R_S$ .



Sappiamo già che se  $Z_{in} = R_S$  abbiamo adattamento in ingresso, quindi il segnale riflesso è minimo e il trasferimento di potenza è massimo, se  $R_{ON} = R_S$  la Cifra di Rumore è la minima consentita dalla tecnologia.

Obiettivo del 'Matching' Integrato è di ottenere entrambe le condizioni appena citate quando si progetta un LNA. Riprendendo in esame il LNA Cascode visto in Figura-48 ne modifichiamo lo schema elettrico inserendo due induttori (che in

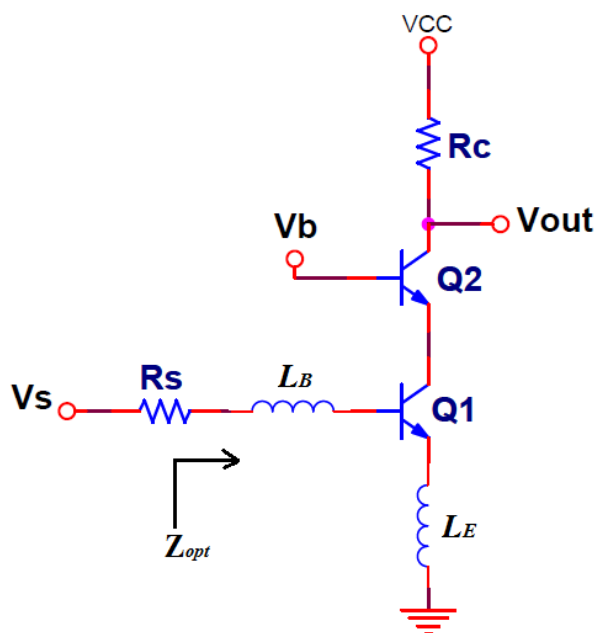


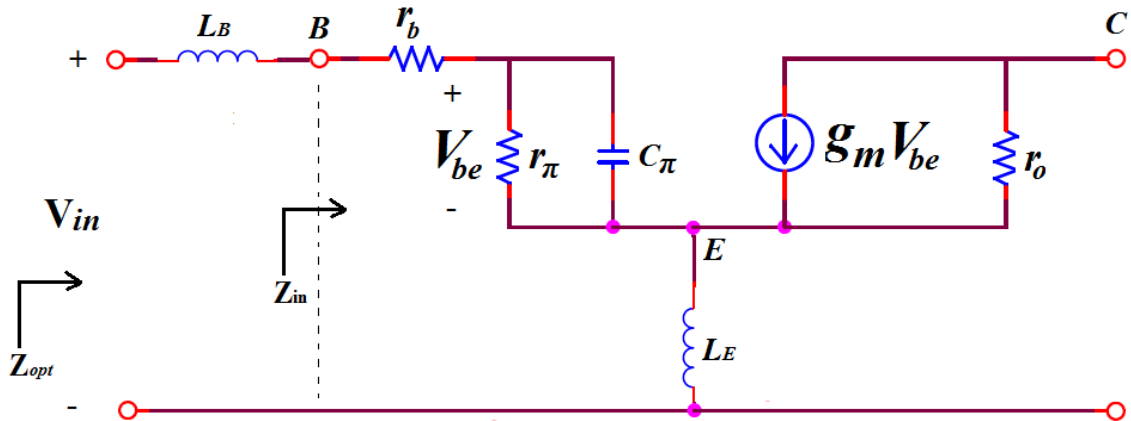
Figura 52

teoria non introducono rumore), uno,  $L_E$ , in serie all'emettitore detto di degenerazione (in elettronica degenerazione è sinonimo di controreazione o reazione negativa) ed uno in serie alla base  $L_B$  ed otteniamo lo schema elettrico di Figura-52. Con questa scelta circuitale siamo interessati a ricavare l'impedenza di ingresso  $Z_{opt}$ . Per farlo riprendiamo il modello per piccolo segnale del transistor in cui vengono trascurati gli effetti di  $C_{\mu}$ . Lo schema è quello di Figura-53. Per



calcolare  $Z_{in}$  occorre ricavare  $Z_{in} = \frac{v_p}{i_p}$

$$Z_{in} = \frac{v_p}{i_p} = i_p \left( r_b + \frac{1}{j\omega C_\pi} \right) + j\omega L_E (i_p + g_m v_{be})$$



**Figura 53**

dove è stato trascurato l'effetto di  $r_\pi$  rispetto alla  $C_\pi$  dato che  $r_\pi \gg 1/\omega C_\pi$ .

$$v_p = i_p \left( r_b + \frac{1}{j\omega C_\pi} \right) + j\omega L_E \left( i_p + g_m \frac{1}{j\omega C_\pi} i_p \right)$$

$$v_p = \left( r_b + \frac{1}{j\omega C_\pi} + j\omega L_E + g_m \frac{L_E}{\omega C_\pi} \right) i_p \quad \text{ed in definitiva}$$

$$Z_{in} = r_b + \frac{1}{j\omega C_\pi} + j\omega L_E + g_m \frac{L_E}{\omega C_\pi} = r_b + g_m \frac{L_E}{\omega C_\pi} + j \left( \omega L_E - \frac{1}{\omega C_\pi} \right)$$

$$\boxed{Z_{in} = r_b + g_m \frac{L_E}{C_\pi} + j \left( \omega L_E - \frac{1}{\omega C_\pi} \right)}$$

Il termine  $g_m \frac{L_E}{C_\pi}$  è un termine resistivo frutto di effetti dinamici per cui non essendo una  $R$  fisica è priva di rumore. Devo scegliere  $L_E$  per ottenere che la parte reale di  $Z_{in}$  sia  $R_S = r_b + g_m \frac{L_E}{C_\pi}$  da cui ricavo

$$L_E = \frac{R_S - r_b}{g_m} C_\pi = \frac{R_S - r_b}{\omega_T}$$

La  $\omega_T$  è un dato di progetto (ricavabile col simulatore).

Con questa premessa la  $Z_{opt}$  vale  $Z_{opt} = j\omega L_B + R_S + j\left(\omega L_E - \frac{1}{\omega C_\pi}\right)$ .

Per fare in modo che  $Z_{opt} = R_S$  occorre annullare la parte immaginaria di  $Z_{opt}$ .

Abbiamo un altro grado di libertà fornito da  $L_B$  per cui scegliendo una  $L_B$  tale

che  $L_B = -\frac{1}{\omega}\left(\omega L_E - \frac{1}{\omega C_\pi}\right) = \frac{1}{\omega^2 C_\pi} - L_E$  annulliamo la parte immaginaria

di  $Z_{opt}$  ottenendo in definitiva  $Z_{opt} = R_S$ . Per ottenere  $Z_{opt} = R_S$  occorre che

$$\begin{cases} L_E = \frac{R_S - r_b}{\omega_T} \\ L_B = \frac{1}{\omega^2 C_\pi} - L_E \end{cases}$$

Il valore di  $L_E$  è legato alla  $r_b$  per cui per poter ottenere l'adattamento occorre realizzare transistor con  $r_b$  più piccola possibile. Avevamo ipotizzato che i generatori di rumore fossero incorrelati. Con l'introduzione dell'induttore  $L_E$ , in serie all'emettitore, viene creata una reazione e così cade l'ipotesi di incorrelazione. Se però l'induttanza  $L_E$  non ha valori molto grandi siamo in bassa correlazione e la Cifra di Rumore  $NF$  in questo caso è di poco superiore (0,1 ÷ 0,2 dB) alla  $NF_{min}$ . Con frequenze intorno a 2,5 GHz i valori che assumono questi induttori sono  $L_E = 0,35nH$  e  $L_B = 35nH$ . Tipicamente  $L_E$  viene realizzata con un induttore a spirale integrato su substrato conduttivo mentre  $L_B$  a volte viene realizzata in parte col filo di "bonding" ed in parte integrata, ma spesso si preferisce realizzarla solo col filo di "bonding" per sfruttare il fattore di qualità  $Q$  elevato di questo tipo di realizzazione. Il filo di "bonding" contribuisce con  $1nH/mm$  ed in genere non è molto lungo, 1 ÷ 4 mm, ed essendo realizzato in modo automatico dal macchinario non si ha il completo controllo della sua lunghezza.

La scelta di utilizzare per la degenerazione l'induttore  $L_E$  in alternativa ad un semplice resistore è che la  $R$  avrebbe introdotto rumore che avrebbe fatto crescere in modo eccessivo la  $NF_{min}$ .

## 2.2 Il ‘Matching’ integrato nel LNA con transistor MOS

In Figura-54 riprendiamo in esame il LNA Cascode a cui sono stati aggiunti in serie al Source un induttore di degenerazione  $L_S$  e in serie al Gate un induttore  $L_G$ . Nella parte finale del paragrafo 1.5 è stato trovato che l’ammettenza di sorgente  $Y_S$  ottima per minimizzare la Cifra di Rumore quando il coefficiente di correlazione “ $c \neq 0$ ” è data da

$$Y_{Son} = G_{Son} + jB_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}(1-|c|^2)} - j\omega C_{gs} \left(1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}\right)$$

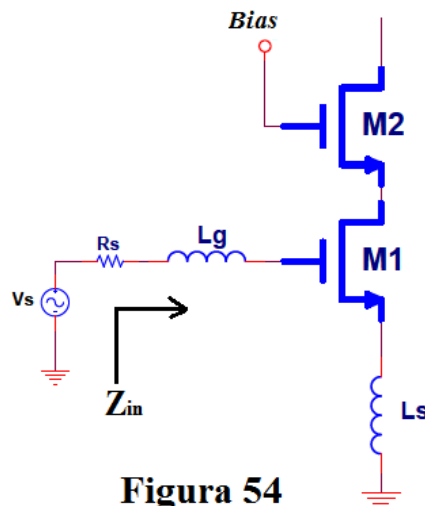
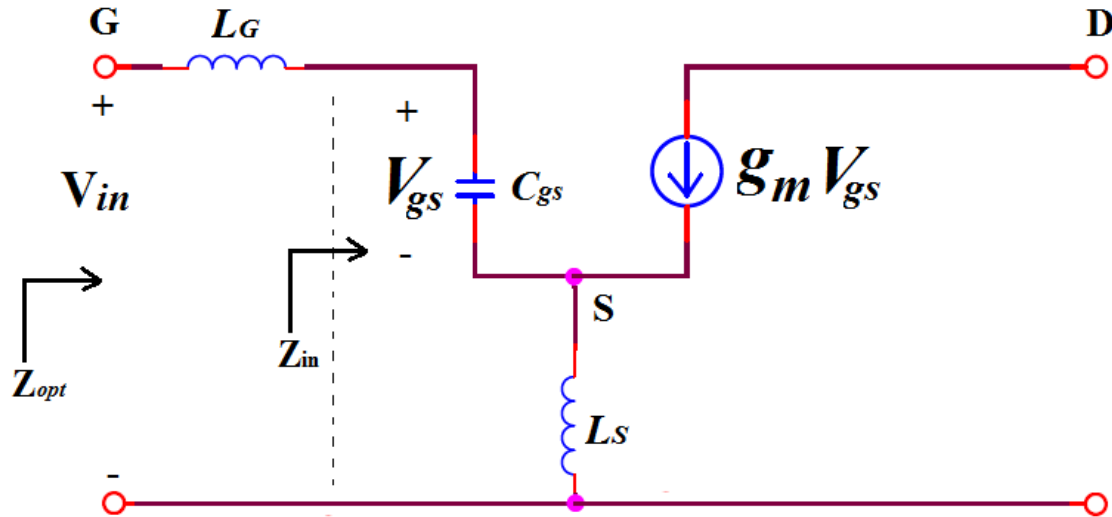


Figura 54

Fu specificato che la  $G_{Son}$  alle frequenze di nostro interesse ha valori piccoli per cui  $\text{Re}\{Y_{Son}\} \cong 0$  e di conseguenza  $Y_{Son}$  è di tipo induttivo. Il modello del MOS mostra che esso ha una impedenza d’ingresso di tipo capacitivo per cui diventa difficile effettuare un adattamento di impedenza ad esempio a  $50 \Omega$  senza che ne risenta la Cifra di Rumore che sicuramente peggiora. A questo occorre aggiungere che la  $Y_{Son}$  non consente di ottenere il massimo trasferimento di potenza. Per ovviare a questi problemi si introduce nello schema del LNA con MOS, come visto nel caso di LNA con BJT, in serie al Source un induttore di degenerazione  $L_S$  il cui scopo è consentire di controllare

la parte reale dell'impedenza d'ingresso e si collega al Gate un induttore  $L_G$  che permetta di "aggiustare" la parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso annullandola. Il 'Matching' Integrato così ottenuto permette di avere oltre al minimo rumore anche contemporaneamente il massimo guadagno dello stadio amplificatore. Utilizzando il modello a piccolo segnale del MOS, riportato in



**Figura 55**

Figura-55, a cui sono state aggiunti i due induttori  $L_S$  e  $L_G$ , è possibile calcolare la  $Z_{in}$ ; è stato trascurato l'effetto di  $R_g = 1/g_g$ , di  $r_{ds}$  e della

capacità Drain Substrato. Occorre ricavare  $Z_{in} = \frac{v_p}{i_p}$ . Dato che

$$v_p = i_p \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S (i_p + g_m V_{gs}) = i_p \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S \left( i_p + g_m i_p \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right)$$

$$v_p = \left[ \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S \left( 1 + g_m \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) \right] i_p$$

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S \left( 1 + g_m \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S + g_m \frac{L_S}{C_{gs}}$$

$$Z_{in} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_S + j\omega \left( L_S - \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \right). \text{ Con questa premessa la } Z_{opt} \text{ vale}$$

$$Z_{opt} = j\omega L_B + Z_{in} = j\omega L_B + \frac{g_m}{C_{gs}} L_S + j\omega \left( L_S - \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \right)$$

Se vogliamo che sia  $Z_{opt} = R_S$  occorre che

$$j\omega L_B + j\omega \left( L_S - \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \right) = 0 \quad \Rightarrow \quad L_B = \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} - L_S$$

Si conclude che

$$\begin{cases} L_S = \frac{C_{gs}}{g_m} R_S = \omega_T R_S \\ L_B = \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} - L_S \end{cases}$$

*Osservazione:* nel paragrafo 1.5 è stata ricavata la Cifra di Rumore minima  $NF_{min}$  del MOS nel caso di generatori di rumore incorrelati e nel caso di generatori di rumore correlati e come si è visto in entrambi i casi compaiono i parametri tecnologici  $\alpha$ ,  $\delta$ ,  $\gamma$ ,  $c$ . Le  $Y_{Son}$  ricavate presentano un solo grado di libertà dovuto a  $C_{gs}$ . Inoltre non è facile conoscere i parametri tecnologici  $\alpha$ ,  $\delta$ ,  $\gamma$ ,  $c$  di cui il progettista RF non ha informazioni precise.

Con l'introduzione del 'Matching' Integrato abbiamo risolto solo in parte il problema perché nulla è stato detto sul dimensionamento del MOS che permetta di ottenerlo. Provando a sfruttare la  $G_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}$  ricavata possiamo

calcolare quanto deve valere  $C_{gs}$  nel caso  $R_S = 50 \Omega$  ( $G_{Son} = 20 mS$ ) impedenza di sorgente del LNA di Figura-54, quando ho la tecnologia CMOS 0,35  $\mu m$ . Alla frequenza di lavoro di 2,44 GHz usando i parametri  $\alpha = 0,85$ ,  $\delta = 3,6$ ,  $\gamma = 1,4$ ,  $|c| = 0,25$  ottengo

$$C_{gs} = \frac{G_{Son}}{\alpha \omega \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{0,85 \cdot 2\pi \cdot 2,44 \cdot 10^9 \sqrt{\frac{3,6}{5 \cdot 1,4} (1 - |0,25|^2)}} = 2,21 pF$$

quindi considerando che  $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} L W$  e che  $C_{ox} = 0,0045 F/m^2$  occorre realizzare un MOS con una  $W = 2,1 mm$ ; si ottiene un MOS enorme. Volendo

ottenere una  $\omega_T$  più grande possibile o comunque scelta la  $\omega$  di lavoro  $\omega_T > 10\omega$  ricordando che  $\omega_T \cong \frac{g_m}{C_{gs}}$  non potendo intervenire su  $C_{gs}$  si deve

modificare  $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)$  e l'unica cosa che si può fare e intervenire su  $V_{GS}$ . Con la frequenza di lavoro  $f = 2,44 \text{ GHz}$  si ottiene  $f_T = 24,4 \text{ GHz}$  e  $g_m \cong \omega_T C_{gs} = 2\pi \cdot 24,4 \cdot 10^9 \cdot 2,21 \cdot 10^{-12} = 338,8 \text{ mA/V}$ .

Sia  $\mu_n = 1400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  e sia  $E_{sat} = 4,7 \cdot 10^6 \text{ V/m}$  il campo elettrico in corrispondenza del quale la velocità si dimezza per cui satura  $V_{DS_{sat}}$

$$(V_{GS} - V_T) = \frac{1}{\mu_n C_{ox}} \frac{L}{W} g_m = \frac{1}{1400 \cdot 10^{-4} \cdot 0,0045} \frac{0,35 \cdot 10^{-6}}{2,1 \cdot 10^{-3}} 338,8 \cdot 10^{-3} = 89,63 \text{ mV}$$

Sostituendo il risultato nella formula della corrente di Drain nel caso di canale corto si ottiene

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \left[ \frac{(V_{GS} - V_T) \cdot L \cdot E_{sat}}{(V_{GS} - V_T) + L \cdot E_{sat}} \right] =$$

$$= 0,14 \cdot 0,0045 \cdot \frac{2,1 \cdot 10^{-3}}{0,35 \cdot 10^{-6}} \cdot 89,63 \cdot 10^{-3} \left[ \frac{89,63 \cdot 10^{-3} \cdot 0,35 \cdot 10^{-6} \cdot 4,7 \cdot 10^6}{89,63 \cdot 10^{-3} + 0,35 \cdot 10^{-6} \cdot 4,7 \cdot 10^6} \right] = 55,7 \text{ mA}$$

si ottiene un enorme consumo di corrente, inaccettabile in applicazioni di tipo 'Wireless'. Il 'Matching' Integrato non è bastato per trovare una soluzione ottimale.

### 2.3 Progetto di un LNA a MOS secondo T.H. Lee

La Figura-54 fa vedere come è possibile ottenere il 'matching' integrato di un LNA e la Figura-55 il modello utilizzato per il MOS in cui era stato trascurato il rumore indotto dal Gate dovuto a  $R_g = 1/g_g$ . Per poter valutare le prestazioni in termini di rumore del LNA in presenza del rumore indotto dal Gate  $\overline{i_{ng}^2} = \overline{(i_{ng,i} + i_{ng,c})^2}$  utilizziamo il circuito di Figura-56 in cui, considerando il MOS alle frequenza di interesse con una impedenza di Gate ampiamente capacitiva, è stato trascurato l'effetto prodotto dalla presenza di  $R_g = 1/g_g$  ma sono stati considerati gli effetti termici introdotti sia dalla resistenza del Gate  $R_G$  sia dalla resistenza serie  $R_L$  dell'induttanza  $L_G$ .

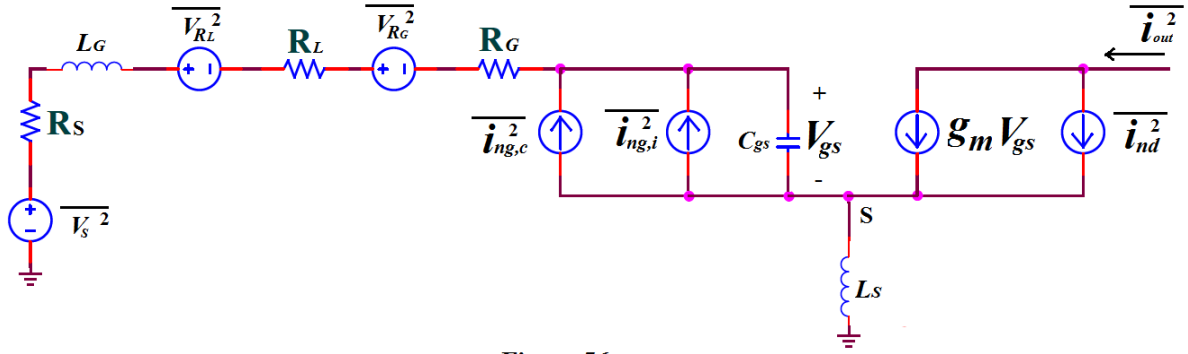


Figura 56

Se *non* si prendono in considerazione gli effetti dovuti a  $\overline{i_{ng}^2} = (\overline{i_{ng,i} + i_{ng,c}})^2$  e evidenziando che il circuito di ingresso è di tipo risonante serie, indicando con  $g_m$  la transconduttanza del MOS e ricordando che alla risonanza la

$$Z_{in} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_S + j\omega_0 (L_S + L_G) + \frac{1}{j\omega_0 C_{gs}} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_S \cong \omega_T L_S$$

si può scrivere che il fattore di qualità in ingresso è dato da

$$Q_{in} = \frac{1}{\omega_0 (R_S + \omega_T L_S) C_{gs}}$$

La transconduttanza dello stadio d'ingresso  $G_m$  allora vale

$$G_m = g_m Q_{in} = \frac{g_m}{\omega_0 (R_S + \omega_T L_S) C_{gs}} = \frac{\omega_T}{\omega_0 R_S \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)} = \frac{\omega_T}{2\omega_0 R_S}$$

e alla risonanza risulta indipendente da  $g_m$ . Modificando le dimensioni del MOS basta aggiustare il valore di  $L_G$  per ottenere alla risonanza  $G_m$  costante. Utilizzando la transconduttanza  $G_m$  dello stadio d'ingresso è possibile ricavare la Densità Spettrale di Potenza di rumore in uscita dovuta alla terminazione  $R_S$  data da

$$S_{o_{R_S}}(\omega_0) = 4kTR_S G_m^2 = 4kTR_S \frac{\omega_T^2}{\left[\omega_0 R_S \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)\right]^2} = \frac{4kT\omega_T^2}{\omega_0^2 R_S \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$

la Densità Spettrale di Potenza di rumore in uscita dovuta alle resistenze  $R_L, R_G$  che vale

$$S_{o_{RL,RG}}(\omega_0) = 4kT(R_L + R_G)G_m^2 = 4kT(R_L + R_G) \frac{\omega_T^2}{\left[\omega_0 R_S \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)\right]^2} = \frac{4kT(R_L + R_G)\omega_T^2}{\omega_0^2 R_S^2 \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$

e la Densità Spettrale di Potenza di rumore in uscita dovuta al canale che vale

$$S_{o_{i_d}}(\omega_0) = \frac{\overline{i_d^2}/\Delta f}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2} = \frac{4kT\gamma g_{d0}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$

per cui la Cifra di Rumore alla risonanza del LNA, assumendo  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$  è data da

$$\begin{aligned} NF &= \frac{S_{o_{RL,RG}}(\omega_0) + S_{o_{RS}}(\omega_0) + S_{o_{i_d}}(\omega_0)}{S_{o_{RS}}(\omega_0)} = 1 + \frac{S_{o_{RL,RG}}(\omega_0) + S_{o_{i_d}}(\omega_0)}{S_{o_{RS}}(\omega_0)} = \\ &= \frac{\frac{4kT(R_L + R_G)\omega_T^2}{\omega_0^2 R_S^2 \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2} + \frac{4kT\gamma g_{d0}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}}{\frac{4kT\omega_T^2}{\omega_0^2 R_S \left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}} = \frac{\omega_0^2 R_S \left( \frac{(R_L + R_G)\omega_T^2}{\omega_0^2 R_S^2} + \gamma g_{d0} \right)}{\omega_T^2} = \\ &= 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{R_G}{R_S} + \frac{\omega_0^2}{\omega_T^2} \gamma g_{d0} R_S \end{aligned}$$

$$\boxed{NF = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{R_G}{R_S} + \frac{\omega_0^2}{\omega_T^2} \gamma g_{d0} R_S}$$

Mantenendo inalterate le ipotesi fatte in precedenza se nel circuito di Figura-56 stavolta si considera anche il rumore indotto dal Gate  $\overline{i_{ng,c}}$  correlato, la Densità Spettrale di Potenza di rumore in uscita dovuta al canale adesso è influenzata da  $\overline{i_{ng,c}}$  e vale

$$S_{o_{i_d, i_{ng,c}}}(\omega_0) = \psi \cdot [S_{o_{i_d}}(\omega_0)] = \frac{(4kT\gamma g_{d0})\psi}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$



in cui “ $\psi$ ” vale 
$$\psi = \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} |c|^2 + \left[ 1 - |c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} \right]^2$$

La parte di rumore indotto dal Gate  $\overline{i_{ng,i}}$  incorrelato darà il seguente contributo in uscita

$$S_{o,i_{ng,i}}(\omega_0) = \xi \cdot [S_{o,i_d}(\omega_0)] = \frac{(4kT\gamma g_{d0})\xi}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$

in cui “ $\xi$ ” vale

$$\xi = \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} (1 - |c|^2) (1 + Q_S^2) \quad \text{con} \quad Q_S = \frac{\omega_0(L_S + L_G)}{R_S} = \frac{1}{\omega_0 R_S C_{gs}}$$

Entrambi i contributi dovuti a rumore indotto dal Gate sono proporzionali a  $S_{o,i_d}(\omega_0)$  per cui è possibile scrivere  $\chi \cdot [S_{o,i_d}(\omega_0)] = (\psi + \xi) [S_{o,i_d}(\omega_0)]$  con

$$\chi = (\psi + \xi) = 1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} (1 + Q_S^2)$$

Allora il contributo al rumore fornito da  $M_1$  (Figura-54) può essere così riassunto

$$S_{o,M_1}(\omega_0) = \chi \cdot [S_{o,i_d}(\omega_0)] = \left[ 1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} (1 + Q_S^2) \right] \frac{(4kT\gamma g_{d0})}{\left(1 + \frac{\omega_T L_S}{R_S}\right)^2}$$

Si noti che se  $\delta \rightarrow 0$  si ha che  $\psi \rightarrow 1$ ,  $\xi \rightarrow 1$ ,  $\chi \rightarrow 1$  e si ottiene il risultato precedente  $S_{o,i_d}(\omega_0)$ .

La Cifra di Rumore alla risonanza del LNA, assumendo  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$  tenendo conto del rumore indotto dal Gate con le nuove condizioni è data da

$$NF = \frac{S_{o_{RL,RG}}(\omega_0) + S_{o_{RS}}(\omega_0) + S_{o_{M_1}}(\omega_0)}{S_{o_{RS}}(\omega_0)} = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{R_G}{R_S} + \left[ \frac{\omega_0^2}{\omega_T^2} \gamma g_{d0} R_S \right] \chi$$

Rielaborando l'ultimo termine di  $NF$

$$\frac{\omega_0^2}{\omega_T^2} \gamma g_{d0} R_S \chi = \gamma g_{d0} R_S \chi \frac{\omega_0}{\omega_T} \frac{\omega_0}{\frac{g_m}{C_{gs}}} = \frac{\gamma}{\alpha} \chi \frac{\omega_0}{\omega_T} \frac{\omega_0 R_S C_{gs}}{1} = \frac{\omega_0}{\omega_T} \frac{\gamma}{\alpha} \chi \frac{1}{Q_S} = \frac{\gamma}{\alpha} \frac{\chi}{Q_S} \left( \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)$$

si ottiene una forma diversa per  $NF$  legata adesso a  $Q_S$

$$NF = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{R_G}{R_S} + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{\chi}{Q_S} \left( \frac{\omega_0}{\omega_T} \right)$$

I termini  $\psi$ ,  $\xi$ ,  $\chi$  sono composti da elementi costanti e tutti e tre dipendono da  $Q_S$  per cui la  $NF$  appena trovata essendo proporzionale a  $Q_S$  attraverso  $\chi$  ed inversamente a  $Q_S$  ci si aspetta che essa presenti un minimo per un valore particolare di  $Q_S$ .

Rispetto all'approccio classico in cui si stabilisce a priori il modello con cui ricavare la Cifra di Rumore minima, Thomas H. Lee propone un metodo diverso che consiste nel cercare le condizioni che garantiscano per il rumore prestazioni ottimizzate rispetto ad un parametro fissato in fase di progetto, che può essere ad esempio il massimo guadagno  $G_m$  o il massimo consumo di potenza  $P_D$ , facendo in modo che avvenga in condizioni di 'Matching' Integrato.

Essendo il consumo di potenza un parametro di progetto importante, Thomas H. Lee pensò che occorreva sviluppare una tecnica per ottimizzare il rumore che fosse vincolata al consumo di potenza e che in modo controllato consentisse di bilanciare il rumore, il guadagno, l'adattamento e la potenza. Thomas H. Lee questa tecnica la chiama "Progetto Vincolato al Consumo"

## 2.4 Progetto vincolato al consumo e all'occupazione di area

La scelta di limitare il consumo di potenza fa intuire che anche le dimensioni del MOS ne saranno influenzate; prima però occorre vedere come si comporta la Cifra di Rumore limitando la potenza utilizzata e che influenza ha sulle dimensioni del MOS.

L'espressione della Cifra di Rumore trovata nel paragrafo 1.5 per il MOS è per comodità ripetuta qui

$$NF = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} \left[ (G_S - G_{Son})^2 + (B_S - B_{Son})^2 \right] = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{Son}|^2$$

che diventa annullando in qualche modo il termine  $(B_S - B_{Son})$

$$NF = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} (G_S - G_{Son})^2.$$

Era stato trovato che  $G_{Son} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}$ . Ponendo  $G_{Son} = \omega C_{gs} Q_{ON}$

definiamo  $Q_{ON} = \frac{G_{Son}}{\omega C_{gs}}$  dove  $Q_{ON} = \alpha \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} (1 - |c|^2)}$

Definisco adesso una nuova quantità simile a  $Q_{ON}$  dove al posto di

$G_{Son}$  utilizzo  $G_S = 1/R_S$  che indico con  $Q_S = \frac{G_S}{\omega C_{gs}} = \frac{1}{\omega R_S C_{gs}}$ . Nel

paragrafo 1.5 fu anche trovato il parametro relativo al rumore

$R_n = \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} \cong \frac{\gamma}{\alpha g_m}$ . Sostituendo nell'espressione della Cifra di Rumore le

quantità ora definite si ottiene

$$\begin{aligned} NF &= NF_{\min} + \frac{R_n}{G_S} (G_S - G_{Son})^2 = \frac{\gamma}{\alpha g_m} R_S \left( \frac{1}{R_S} - Q_{ON} \omega C_{gs} \right)^2 = \\ &= NF_{\min} + \frac{\gamma}{\alpha g_m} \frac{1}{Q_S \omega C_{gs}} (Q_S \omega C_{gs} - Q_{ON} \omega C_{gs})^2 = \\ &= NF_{\min} + \frac{\gamma}{\alpha g_m} \frac{\omega C_{gs}}{Q_S} (Q_S - Q_{ON})^2 = NF_{\min} + \frac{\gamma}{\alpha g_m} \frac{1}{R_S} \left( 1 - \frac{Q_{ON}}{Q_S} \right)^2 \end{aligned}$$

Dunque

$$\boxed{NF = NF_{\min} + \frac{\gamma}{\alpha g_m} \frac{1}{R_S} \left( 1 - \frac{Q_{ON}}{Q_S} \right)^2}$$

I parametri legati alla dissipazione di potenza sono  $\alpha$ ,  $g_m$ ,  $Q_{ON}$ ,  $Q_S$  e devo conoscere  $\gamma$ . Mettiamo adesso in relazione queste grandezze con la potenza  $P_D = V_{DD} I_D$  dissipata dal transistor.

Nel caso di MOS a canale corto ho  $I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS_{sat}}$

La  $V_{DS_{sat}} = \frac{(V_{GS} - V_T) \cdot L \cdot E_{sat}}{(V_{GS} - V_T) + L \cdot E_{sat}}$  con “L” lunghezza del canale ed

“ $E_{sat}$ ” il campo elettrico per cui si ha la saturazione di  $V_{DS_{sat}}$ . Sostituendo la  $V_{DS_{sat}}$  ottengo

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \left[ \frac{(V_{GS} - V_T) \cdot L \cdot E_{sat}}{(V_{GS} - V_T) + L \cdot E_{sat}} \right]$$

La velocità dell’elettrone per cui la sua mobilità nel canale si riduce a metà vale

$v_{sat} = \frac{\mu_n}{2} E_{sat}$ . Definisco  $\rho = \frac{(V_{GS} - V_T)}{L \cdot E_{sat}}$  e posso scrivere che

$$I_D = W \cdot L \cdot C_{ox} \cdot v_{sat} \cdot E_{sat} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)$$

e la potenza dissipata dal MOS adesso è data da

$$P_D = V_{DD} \cdot \left[ W L C_{ox} v_{sat} E_{sat} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right) \right]$$

Si nota subito che la  $P_D$  è direttamente proporzionale alla larghezza W del MOS.

Calcolo  $g_m$ :

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left[ W L C_{ox} v_{sat} E_{sat} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right) \right] = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \left( \frac{1 + \frac{\rho}{2}}{(1 + \rho)^2} \right)$$

ponendo  $g_{d0} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)$ ,  $\alpha = \left( \frac{1 + \frac{\rho}{2}}{(1 + \rho)^2} \right)$  ottengo  $\boxed{g_m = \alpha g_{d0}}$

Calcolo  $Q_S$ :

considerando che  $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} LW$  e che  $W = \frac{I_D}{LC_{ox} v_{sat} E_{sat} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)}$

$$Q_S = \frac{1}{\omega R_S C_{gs}} = \frac{1}{\omega R_S} \frac{1}{\frac{2}{3} C_{ox} L} \left[ LC_{ox} v_{sat} E_{sat} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right) \right] \frac{1}{I_D} \frac{V_{DD}}{V_{DD}} =$$

$$= \frac{3 v_{sat} E_{sat}}{2 \omega R_S} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right) \frac{V_{DD}}{P_D} = \frac{P_O}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)$$

dove  $\boxed{P_O = \frac{3 v_{sat} E_{sat} V_{DD}}{2 \omega R_S}}$  è una costante che dipende solo dai parametri di progetto  $V_{DD}$ ,  $\omega$ ,  $R_S$  e tecnologici.

Definisco  $\boxed{Q_S = \frac{P_O}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)}$  il  $Q_S$  vincolato al consumo di potenza.

Calcolo  $\omega_T$ :

$$\omega_T \cong \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{g_m}{\frac{2}{3} C_{ox} LW} = \frac{3}{2} \frac{\alpha g_{d0}}{C_{ox} LW} = \frac{3}{2} \frac{\alpha \cdot \left[ \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \right]}{C_{ox} LW} =$$

$$= \frac{3}{2} \frac{\alpha \mu_n (V_{GS} - V_T)}{L^2} = \frac{3}{2} \frac{\alpha \mu_n \rho L E_{sat}}{L^2} = \frac{3}{2} \frac{\alpha \mu_n \rho}{L} \frac{2 v_{sat}}{\mu_n} = \frac{3 \rho v_{sat}}{L} \alpha$$

Si noti che  $\boxed{\omega_T = \frac{3 \rho v_{sat}}{L} \alpha}$  è proporzionale ad  $\alpha$ , termine che limita la  $\omega_T$  che può essere ottenuta con un dato dispositivo.

Con i risultati ottenuti per  $\alpha$ ,  $Q_s$ ,  $\omega_T$ ,  $\chi$  è possibile ricavare la  $NF$  in funzione di  $P_D$  e di  $\rho$ . Utilizzando le seguenti formule

$$\frac{g_m}{g_{d0}} = \left( \frac{1 + \frac{\rho}{2}}{(1 + \rho)^2} \right); \quad Q_s = \frac{P_o}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right); \quad \omega_T = \frac{3\rho v_{\text{sat}}}{L} \alpha;$$

$$\chi = 1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} (1 + Q_s^2) = 1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} \left\{ 1 + \left[ \frac{P_o}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right) \right]^2 \right\}$$

e sostituendole nella espressione

$$NF = 1 + \frac{R_L}{R_s} + \frac{R_G}{R_s} + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{\chi}{Q_s} \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)$$

si ottiene, trascurando  $R_L/R_s + R_G/R_s$

$$\begin{aligned} NF &= 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{\chi}{Q_s} \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right) = 1 + \frac{\gamma}{\left( \frac{1 + \frac{\rho}{2}}{(1 + \rho)^2} \right)} \cdot \frac{\chi}{\frac{P_o}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)} \cdot \frac{\omega}{\frac{3\rho v_{\text{sat}}}{L} \left( \frac{1 + \frac{\rho}{2}}{(1 + \rho)^2} \right)} = \\ &= 1 + \frac{\gamma(1 + \rho)^2}{\left( 1 + \frac{\rho}{2} \right)} \cdot \frac{P_D}{P_o} \frac{\chi(1 + \rho)}{\rho^2} \cdot \frac{L\omega(1 + \rho)^2}{3v_{\text{sat}} \left( 1 + \frac{\rho}{2} \right) \rho} = \\ &= 1 + \left( \frac{\gamma\omega L}{3v_{\text{sat}}} \right) \frac{\chi(1 + \rho)^5}{\left( 1 + \frac{\rho}{2} \right)^2 \rho^3} \frac{P_D}{P_o} = 1 + \left( \frac{\gamma\omega L}{3v_{\text{sat}}} \right) P(\rho, P_D) \end{aligned}$$

Il risultato finale è dunque

$$NF = 1 + \frac{\gamma\omega L}{3v_{\text{sat}}} P(\rho, P_D)$$

ove  $P(\rho, P_D)$  è un rapporto di polinomi del sesto ordine in  $\rho$  dato da

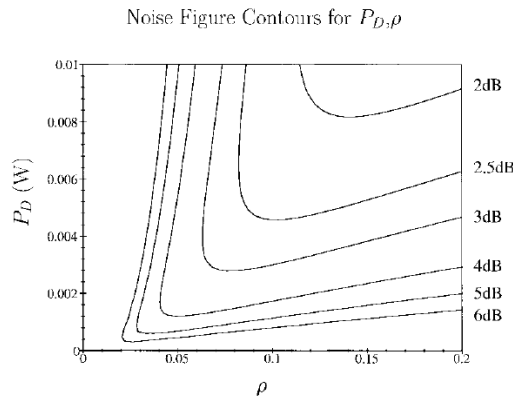
$$P(\rho, P_D) = \frac{\frac{P_D}{P_O} P_1(\rho) + \frac{P_O}{P_D} P_2(\rho)}{\rho^3 \left(1 + \frac{\rho}{2}\right)^2 (1 + \rho)}$$

dove

$$P_1(\rho) = (1 + \rho)^6 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \left(1 + \frac{\rho}{2}\right) (1 + \rho)^4 + \frac{\delta}{5\gamma} (1 + \rho)^2 \left(1 + \frac{\rho}{2}\right)^2$$

$$P_2(\rho) = \frac{\delta}{5\gamma} \left(1 + \frac{\rho}{2}\right)^2 \rho^4$$

La  $NF$  è funzione di  $P_D$  e di  $\rho$  quindi di due variabili ed è interessante visualizzare il comportamento dei valori costanti della  $NF$  quando variano  $P_D$  e  $\rho$  come mostrato in Figura-57 [1], ottenuto trascurando gli effetti degli elettroni caldi del canale in presenza di campi elettrici elevati su  $\gamma$  e  $\delta$ . In essa si trova un utile indicatore del compromesso da adottare tra  $NF$ , dissipazione di potenza  $P_D$  e  $\rho$ . Dall'esame della  $NF$  si comprende che è possibile minimiz-



Contours of constant noise figure relating  $\rho$  and  $P_D$ , for  $L = 0.35 \mu\text{m}$ ,  $R_s = 50\Omega$ ,  $\omega_0 = 10 \text{ Gips}$ ,  $V_{dd} = 1.5 \text{ V}$ ,  $\gamma = 2.5$ ,  $\delta = 5.0$ ,  $|c| = 0.395$  [20],  $\nu_{sat} = 1 \times 10^5 \text{ m/s}$ , and  $\varepsilon_{sat} = 4.7 \times 10^6 \text{ V/m}$

**Figura 57**

zarla rispetto ad una delle due variabili, mantenendo l'altra costante, agendo su  $P(\rho, P_D)$ . Spesso  $P_D$  fa parte delle specifiche per cui viene fissata e si ricava per quale valore di  $\rho$  si può minimizzare la  $NF$ . L'espressione di  $P(\rho, P_D)$  è molto complicata e se non si vuole procedere per via grafica occorre assumere che  $\rho \ll 1$  (che non è valida per circuiti ad alta potenza). Con questa ipotesi ottengo che

$$P(\rho, P_D) \cong \frac{\frac{P_D}{P_O} \left( 1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma} + \frac{\delta}{5\gamma}} \right) + \frac{P_O}{P_D} \frac{\delta}{5\gamma} \rho^4}{\rho^3} \quad \text{Imponendo } \frac{\partial P(\rho, P_D)}{\partial \rho} = 0 \text{ si}$$

ottiene

$$\boxed{\rho_{opt, P_D}^2 = \frac{P_D}{P_O} \sqrt{3} \sqrt{1 - 2|c| \sqrt{\frac{5\gamma}{\delta\alpha^2} + \frac{5\gamma}{\delta\alpha^2}}}}$$

e sostituendo questo risultato in  $Q_S = \frac{P_O}{P_D} \left( \frac{\rho^2}{1 + \rho} \right)$  si ottiene (se  $\rho \ll 1$ )

$$\boxed{Q_{S, opt, P_D} = \sqrt{3} \sqrt{1 - 2|c| \sqrt{\frac{5\gamma}{\delta\alpha^2} + \frac{5\gamma}{\delta\alpha^2}}} \geq 2,598$$

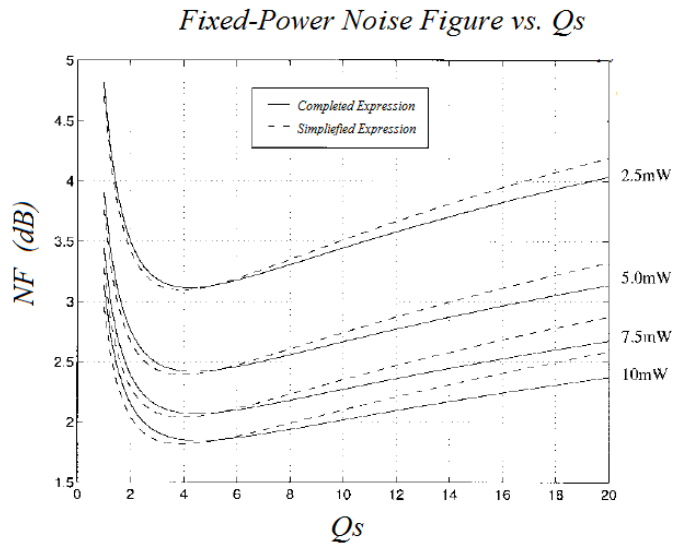
ed infine con i valori,  $\gamma = 2/3$ ,  $\delta = 4/3$ ,  $|c| = 0,395$  si ottiene

$$\begin{aligned} NF_{min, P_D} &= 1 + \left( \frac{\sqrt{16}}{\sqrt{15}} \delta \gamma \right) \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right) \sqrt{1 - 2|c| \sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{5\gamma} + \frac{\delta\alpha^2}{5\gamma}}} = \\ &= 1 + 0,98 (\sqrt{\delta\gamma}) \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right) \geq 1 + 0,924 \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right) \end{aligned}$$

Il risultato numerico 0,924 in  $NF_{min, P_D}$  è strettamente valido solo per MOS a canale lungo. Il valore sarà leggermente più grande per i dispositivi a canale corto che lavorano in saturazione di velocità. Con l'obiettivo di verificare la bontà dell'assunzione  $\rho \ll 1$  è possibile confrontare al variare di  $Q_S$  l'andamento di  $P(\rho, P_D)$  nel caso approssimato e non, come riportato in Figura-58 [1], in cui si vede che dove  $NF_{min, P_D}$  è minima le due curve si discostano di poco e il caso approssimato la  $NF_{min, P_D}$  è leggermente inferiore, anche se di poco alla  $NF_{min, P_D}$  non approssimata; la differenza si accentua al crescere di  $Q_S$ . In Figura-59 la  $NF_{min, P_D}$  al variare di  $Q_S$  e di  $P_D$ . Questo grafico è utile per avere indicazioni sulla geometria del dispositivo quando si

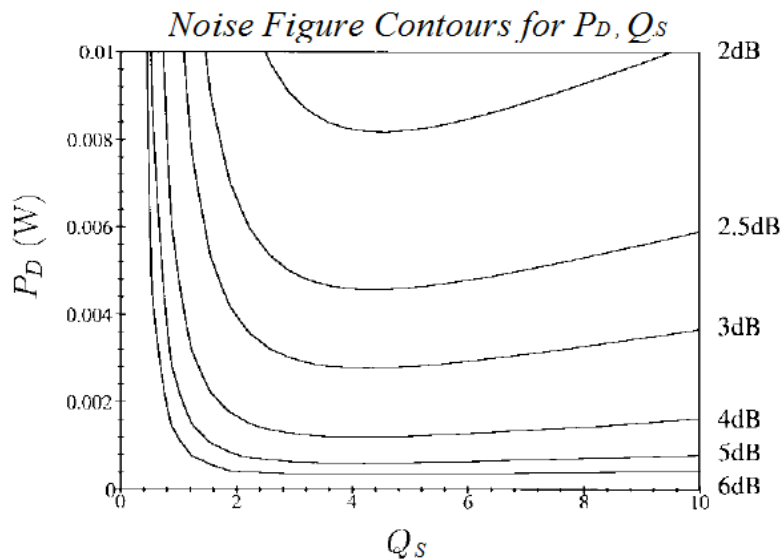


sceglie una particolare potenza dissipata dal MOS ed un particolare valore di  $NF_{\min, P_D}$ .



Theoretical predictions of noise figure  $F$  for several power dissipations. The same assumptions as in Fig. 56 apply.

**Figura 58**



Contours of constant noise figure relating  $Q_S$  and  $P_D$ . The same assumptions as in Fig. 56 apply.

**Figura 59**

Per ricavare quale larghezza ottima deve essere impostata per il MOS, riprendendo la  $C_{gs} = \frac{2}{3}C_{ox}LW$  e sostituendola in

$$Q_S = \frac{1}{\omega R_S C_{gs}} = \frac{1}{\omega R_S \frac{2}{3}C_{ox}LW} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega R_S C_{ox}LW} \quad \text{ed utilizzando}$$

$$Q_{S,opt,P_D} \text{ al posto di } Q_S \text{ ottengo } \boxed{W_{opt,P_D} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega R_S C_{ox}L} \frac{1}{Q_{S,opt,P_D}}}$$

La Figura-58 fornisce anche un interessante risultato; in essa si vede che la  $NF_{min,P_D}$  su diversi valori di potenza dissipata  $P_D$  si ottiene per un valore  $Q_{S,opt,P_D} \cong 4,5$ . Potendo allora utilizzare tale valore su diversi livelli di potenza  $P_D$  posso agevolmente predire quanto deve essere largo il MOS ossia quanto vale la larghezza ottimale  $W_{opt,P_D}$  per avere la  $NF_{min,P_D}$  rispettando i vincoli di potenza richiesti e l'adattamento di impedenza in ingresso al LNA.

Sostituendo i valori nella formula per ottenere  $W_{opt,P_D}$  quando la frequenza di lavoro è  $2,44 \text{ GHz}$ ,  $R_S = 50 \Omega$ ,  $C_{ox} = 0,0045 \text{ F/m}^2$ ,  $Q_{S,opt,P_D} \cong 4,5$  e il canale è lungo  $L = 0,35 \mu\text{m}$  si ottiene

$$W_{opt,P_D} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega R_S C_{ox}L} \frac{1}{Q_{S,opt,P_D}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 2,44 \cdot 10^9 \cdot 50 \cdot 0,0045 \cdot 0,35 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{4,5} = 276 \mu\text{m}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3}C_{ox}LW = \frac{2}{3} \cdot 0,0045 \cdot 0,35 \cdot 10^{-6} \cdot 276 \cdot 10^{-6} = 0,29 \text{ pF}$$

$$g_m \cong \omega_T C_{gs} = 2\pi \cdot 24,4 \cdot 10^9 \cdot 0,29 \cdot 10^{-12} = 44,43 \text{ mA/V}$$

$$(V_{GS} - V_T) = \frac{1}{\mu_n C_{ox}} \frac{L}{W} g_m = \frac{1}{1400 \cdot 10^{-4} \cdot 0,0045} \frac{0,35 \cdot 10^{-6}}{276 \cdot 10^{-6}} 44,43 \cdot 10^{-3} = 89,43 \text{ mV}$$

Sostituendo il risultato nella formula della corrente di Drain nel caso di canale lungo si ottiene

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W_{opt,P_D}}{L} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} = 1400 \cdot 10^{-4} \cdot 0,0045 \cdot \frac{276 \cdot 10^{-6}}{0,35 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{(89,43 \cdot 10^{-3})^2}{2} \cong 2 \text{ mA}$$

valore di corrente decisamente più adatto agli scopi.

Riassumendo quanto finora esposto si può dire che:

- per ottenere un basso valore della cifra di rumore occorre ottimizzare le prestazioni dei dispositivi utilizzati nei circuiti, facendo in modo che siano componenti a basso rumore ed è preferibile usare configurazioni circuitali semplici; l'uso di resistori nel percorso del segnale occorre evitarlo il più possibile per non introdurre rumore;
- tra le varie soluzioni circuitali abbiamo visto che è preferibile utilizzare la configurazione che consente l'utilizzo del 'matching' integrato con cui si riesce ad avere la minima cifra di rumore e contemporaneamente l'adattamento di impedenza in ingresso con la sorgente per evitare inutili riflessioni di potenza. La soluzione Cascode sia a singola terminazione che differenziale è sicuramente la più utilizzata. Essa ha il duplice vantaggio di far incrementare il guadagno del circuito rispetto alla classica configurazione a Emettore Comune e garantire un buon isolamento inverso. Per contro si ha un leggero incremento del rumore totale;
- I MOS di un LNA conviene dimensionarli realizzando un compromesso tra cifra di rumore e potenza che si intende utilizzare. La soluzione proposta da Thomas H. Lee va in tale direzione;
- Conviene utilizzare alimentazioni con bassi valori di tensione (valori tipici sono 1 ÷ 1,5 V) per ridurre il consumo di potenza.

Progettare un LNA allora richiede:

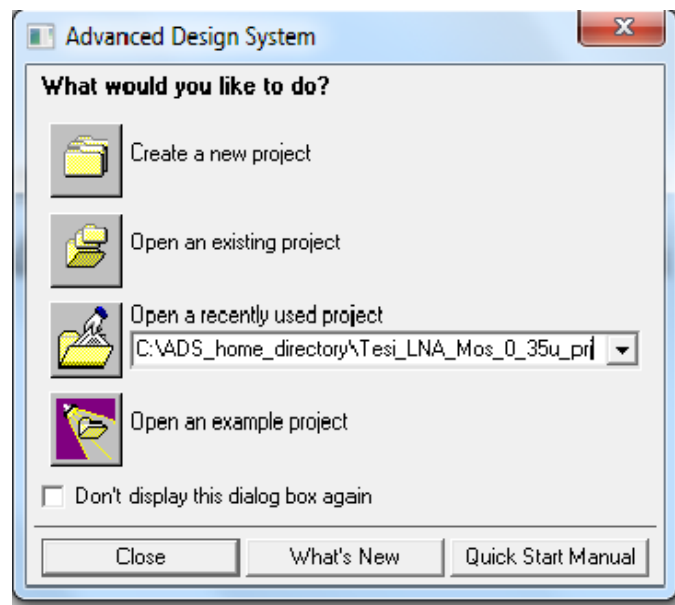
- un buon guadagno ( 15 ÷ 20 dB);
- una bassa cifra di rumore ( 2 ÷ 3 dB);
- un buon adattamento di impedenza d'ingresso e d'uscita;
- alto isolamento tra ingresso ed uscita;
- stabilità;
- un ridotto consumo di potenza.

# Capitolo III

## 3.1 Introduzione al software ADS (Advanced Design Systems)

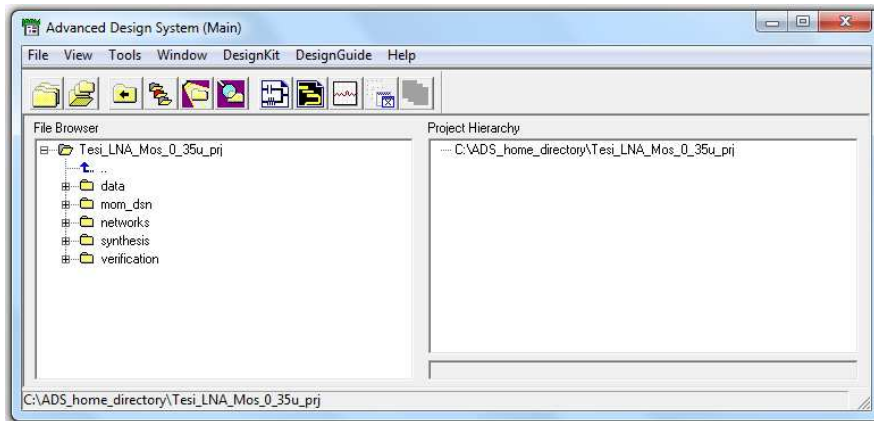
Il software utilizzato per le simulazioni con cui sono stati ottenuti i risultati presentati nel prossimo capitolo era distribuito da Agilent (oggi Keysight); esso è stato sviluppato per essere utilizzato su diversi sistemi operativi compreso Windows. La versione Windows utilizzata risale al 2006 ed il 'design kit' impiegato è impostato sulla tecnologia da  $0,35 \mu\text{m}$ , minima lunghezza di canale per il MOS. Il programma ADS è un CAD (*Computer Aided Design*) dedicato alla progettazione assistita su computer di circuiti integrati a radiofrequenza (RFIC - *Radio Frequency Integrated Circuit*) il cui scopo è quello di consentire l'effettuazione di simulazioni che i sistemi tradizionali come il conosciuto SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) non sono in grado di effettuare. ADS è una piattaforma software sviluppata con lo scopo di consentire ai progettisti RF di utilizzare strumenti detti comunemente 'tool' e simulatori specializzati per circuiti integrati a radiofrequenza. Le potenzialità dei 'tool' di ADS sono sempre crescenti ed è possibile attraverso un linguaggio interno dedicato sviluppare misure e presentazioni di risultati di simulazioni combinando i vari strumenti messi a disposizione; in questo modo si possiede uno strumento estremamente flessibile e facilmente adattabile a esigenze specifiche richieste dalle varie fasi di progetto. Con ADS è possibile progettare un intero sistema di comunicazione dato che permette di progettare i vari blocchi che lo compongono così da conoscere l'intero percorso fatto dal segnale. Oltre alle simulazioni tipiche per i circuiti a radiofrequenza, ADS ha incorporato anche il modulo per l'elaborazione numerica dei segnali (DSP - *Digital Signal Processing*) che con tecniche software, consente di manipolare un segnale analogico, dopo averlo digitalizzato, per effettuare tutta una serie operazioni svolte in passato in analogico che possono essere la determinazione dello spettro di un segnale, il filtraggio, le modulazioni, le codifiche di canale, l'estrazione di parametri dai segnali ed altro ancora. Altro modulo incorporato in ADS è il simulatore planare elettromagnetico "*Momentum*" con dominio di simulazione (*meshing*) del tipo  $2D^{1/2}$  che consiste in strutture planari multistrato collegabili tra loro da 'vias'. Il metodo numerico utilizzato per la discretizzazione delle equazioni di Maxwell è di tipo integrale nel dominio della frequenza detto *Metodo dei Momenti*. Le

simulazioni realizzate in questa tesi non prevedono l'uso del DSP né di 'Momentum'.

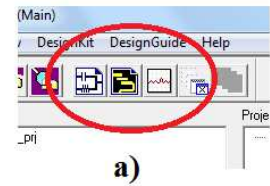


**Figura 60**

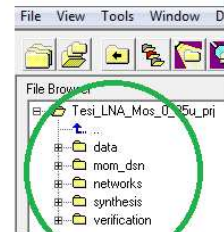
Il sistema all'avvio presenta la possibilità di effettuare scelte rapide come si vede in Figura\_60 tra cui quella di entrare subito in un progetto già avviato. Effettuata la scelta o chiusa la finestra senza fare alcuna selezione il software apre una finestra principale (Figura\_61) . In essa è possibile vedere come è organizzato il progetto e quali scelte si possono effettuare. In Figura\_61\_a) si vede che è possibile scegliere se aprire, da sinistra verso destra, rispettivamente una finestra in cui realizzare lo schema elettrico (*Schematic*) col quale effettuare le simulazioni, una finestra per la realizzazione delle geometrie con cui realizzare componenti e connessioni elettriche (*Layout*) e ultimo a sinistra il pulsante per aprire una finestra che consenta la visualizzazione dei risultati ottenuti con le simulazioni (*Data Display*). In Figura\_61\_b) la lista delle cartelle appartenenti alla cartella principale in cui vengono archiviati i file del progetto. Nella cartella “*data*” vengono salvati i dati generati dal simulatore, nella cartella “*mom\_dsn*” vengono salvati i progetti creati con il simulatore elettromagnetico “*Momentum*”, la cartella “*networks*” raccoglie tutte le informazioni che servono alle simulazioni e contiene i file degli schemi elettrici e quelli del “*Layout*”. La cartella “*synthesis*” contiene i progetti creati dal modulo per l'elaborazione numerica dei segnali (DSP) mentre la cartella “*verification*” raccoglie i file



**Figura 61**



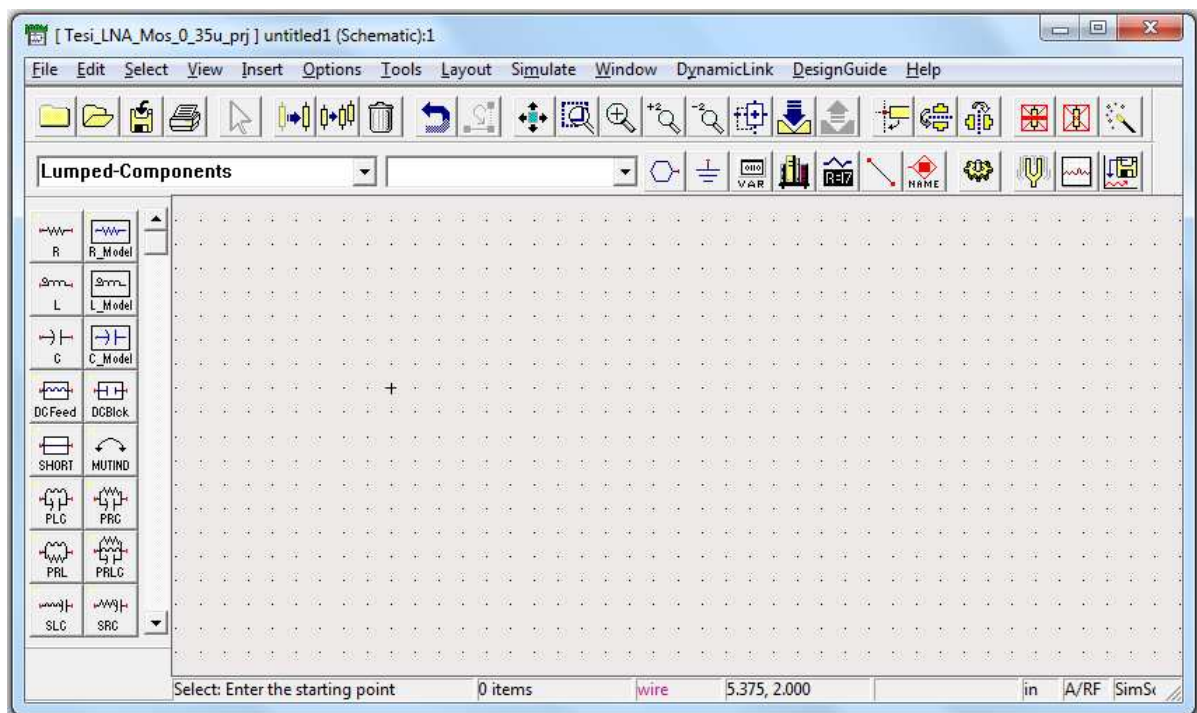
a)



b)

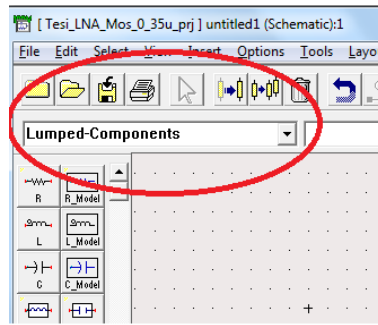
ottenuti quando si attiva il controllo delle regole di progetto (DRC – *Design Rule Checker*) in fase di ‘Layout’.

Avviato il programma effettuando la scelta del progetto da utilizzare, la finestra principale si presenta come in Figura-62 in cui si vede subito nella zona centrale la griglia di piazzamento dei componenti dello schema elettrico.



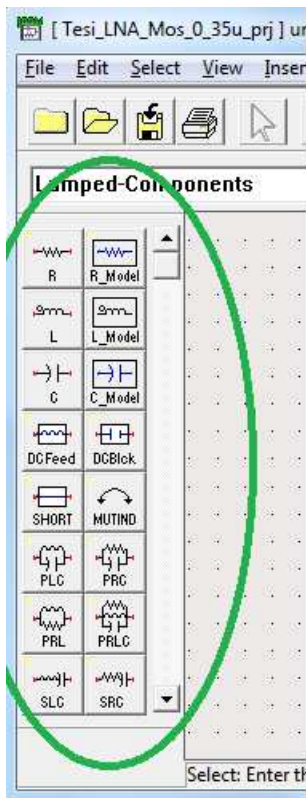
**Figura 62**

Vediamo più nel dettaglio la Figura-62. In Figura-64, oltre alle classiche scelte di aprire una cartella che contiene i file degli schemi elettrici, la possibilità di salvare rapidamente il lavoro o la possibilità di eseguire la stampa, si vede

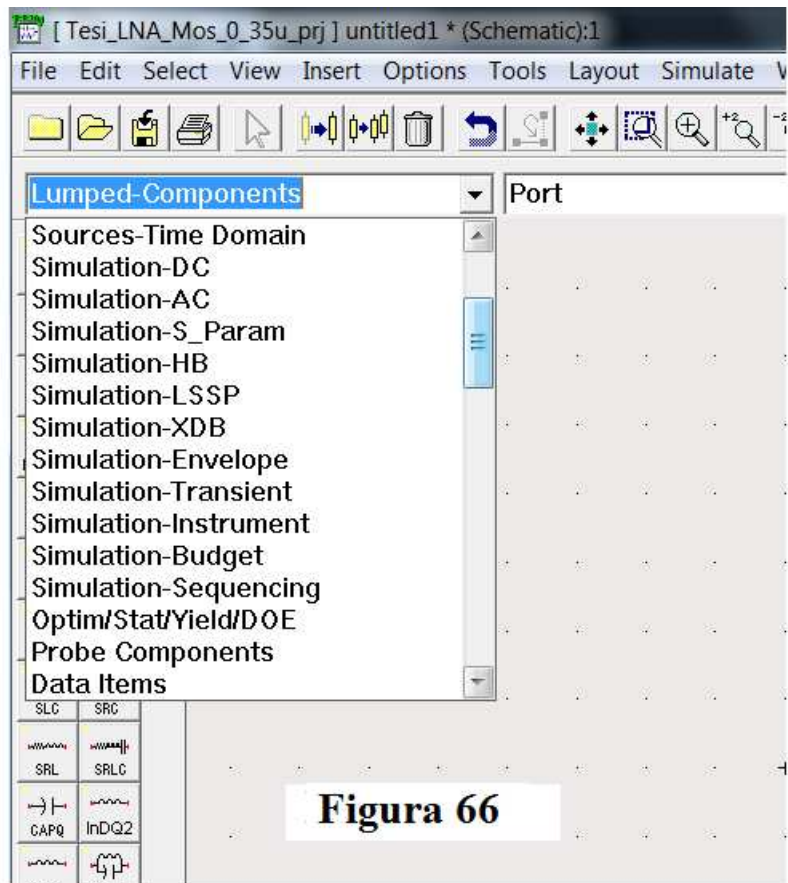


**Figura 64**

anche la scelta fatta tra una delle librerie disponibili che contengono i simboli da piazzare nello schema elettrico; ai simboli viene generalmente associato il modello per servirà per effettuare la simulazione.

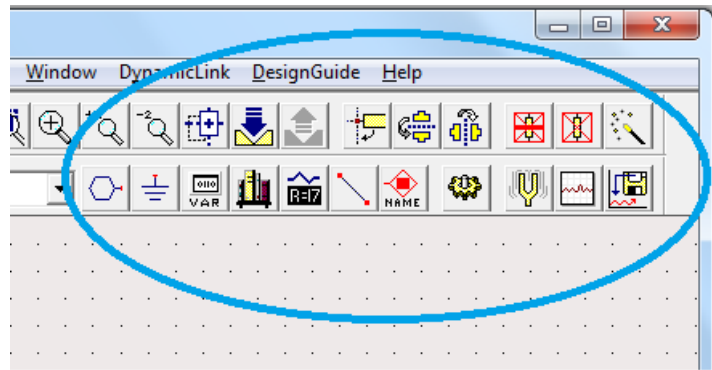


**Figura 65**



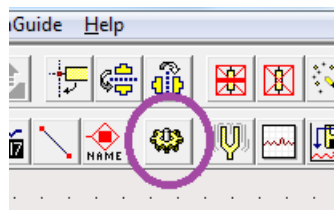
**Figura 66**

In Figura-65 un possibile elenco di simboli presenti nella libreria scelta di Figura-64 e in Figura-66 un elenco parziale di simulazioni utilizzabili all'interno di ADS. In Figura-67 l'insieme di comandi utili in fase di realizzazione e simulazione del circuito. In particolare in Figura-68 viene indicato il pulsante con cui è possibile avviare la simulazione selezionata.

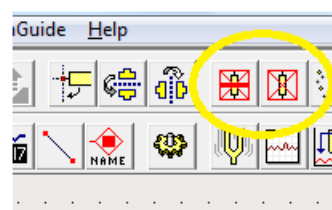


**Figura 67**

Le simulazioni possono essere impostate contemporaneamente sullo stesso circuito e con i comandi di Figura-69 è possibile scegliere la combinazione di operazioni da attivare per effettuare un particolare tipo di simulazione. In questo modo è possibile sullo stesso progetto effettuare vari tipi di simulazione anche



**Figura 68**



**Figura 69**

molto diverse tra loro senza che le stesse interferiscano con i risultati ottenuti in altri casi da utilizzare. Con tali comandi è anche possibile escludere parti di circuito in base alle simulazioni scelte. In Figura-70 un esempio. Per una migliore visione d'insieme nel programma è prevista la possibilità di generare un simbolo che racchiuda al suo interno un intero circuito elettrico permettendo anche di semplificare la gestione dei collegamenti con l'esterno. In Figura-71 un esempio di simbolo che racchiude un LNA MOS con le terminazioni e l'alimentazione. Per poter realizzare i simboli occorre che siano presenti dei 'port' [Figura-72\_a) e b)] nello schema elettrico da racchiudere dentro il simbolo, che sono connessioni che permettono di collegare attraverso il simbolo il circuito interno ai componenti esterni collegati al simbolo. In Figura-72\_c) i pulsanti che consentono di passare da schematico a simbolo e viceversa. Per poter scegliere dispositivi o modelli particolari si può entrare in una libreria dei componenti e dei modelli utilizzando il pulsante indicato in Figura-72\_d).



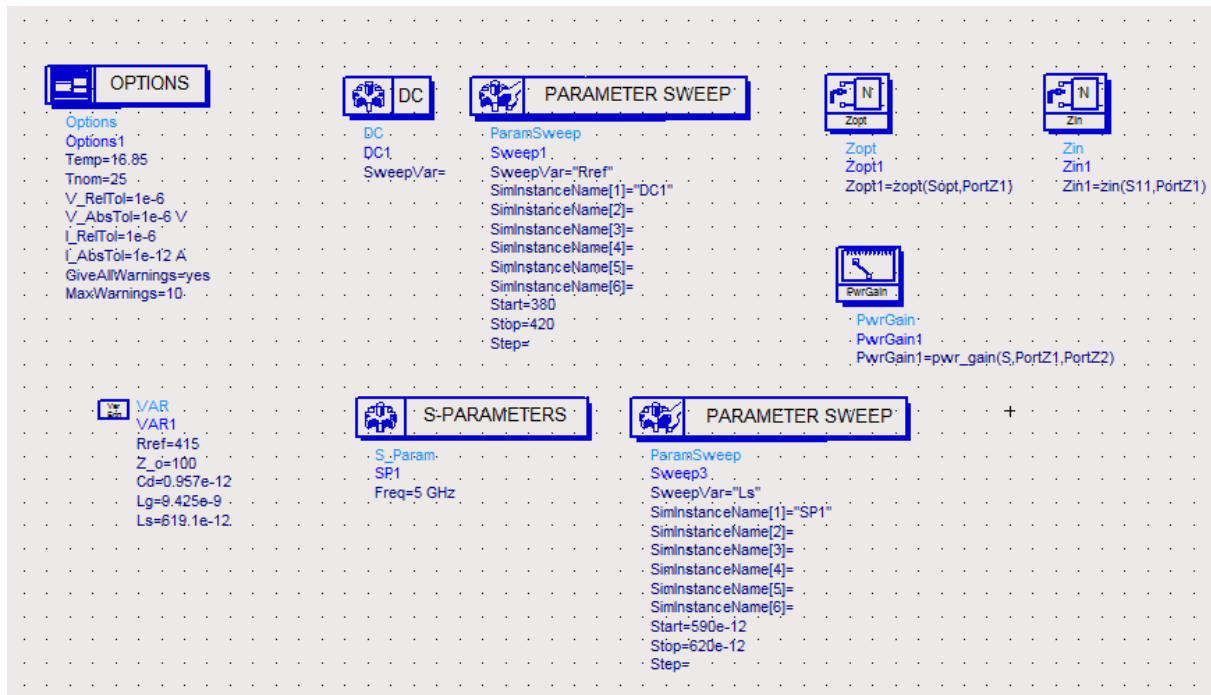


Figura 70

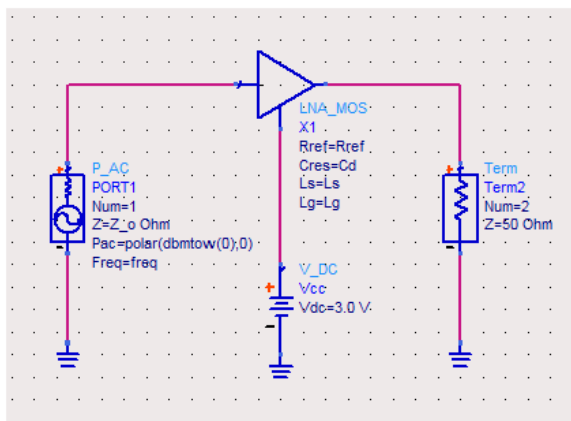


Figura 71

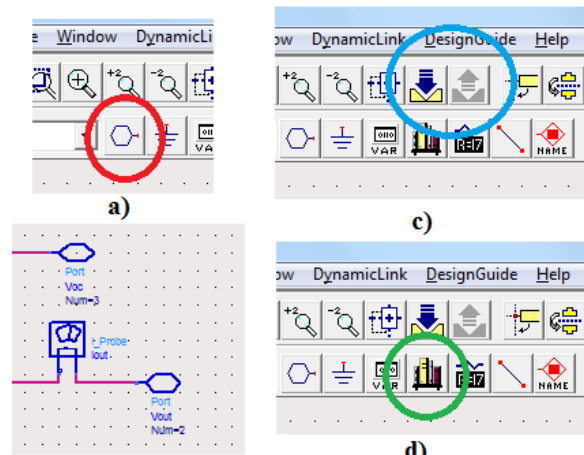


Figura 72

In Figura-73 un esempio di schema elettrico con MOS realizzato con ADS per il rilievo delle caratteristiche d'uscita del MOS. In esso è anche possibile vedere il riferimento del 'Design Kit' alla tecnologia fornita dalla Fonderia di Austria Micro System, lo schema elettrico su cui agiscono le simulazioni DC e a AC, le variabili utilizzate e come vengono fatte variare per ottenere il risultato della simulazione illustrato dalla Figura-74, finestra dedicata alla visualizzazione dei risultati. In essa (Figura-75) è possibile scegliere in che forma si desidera

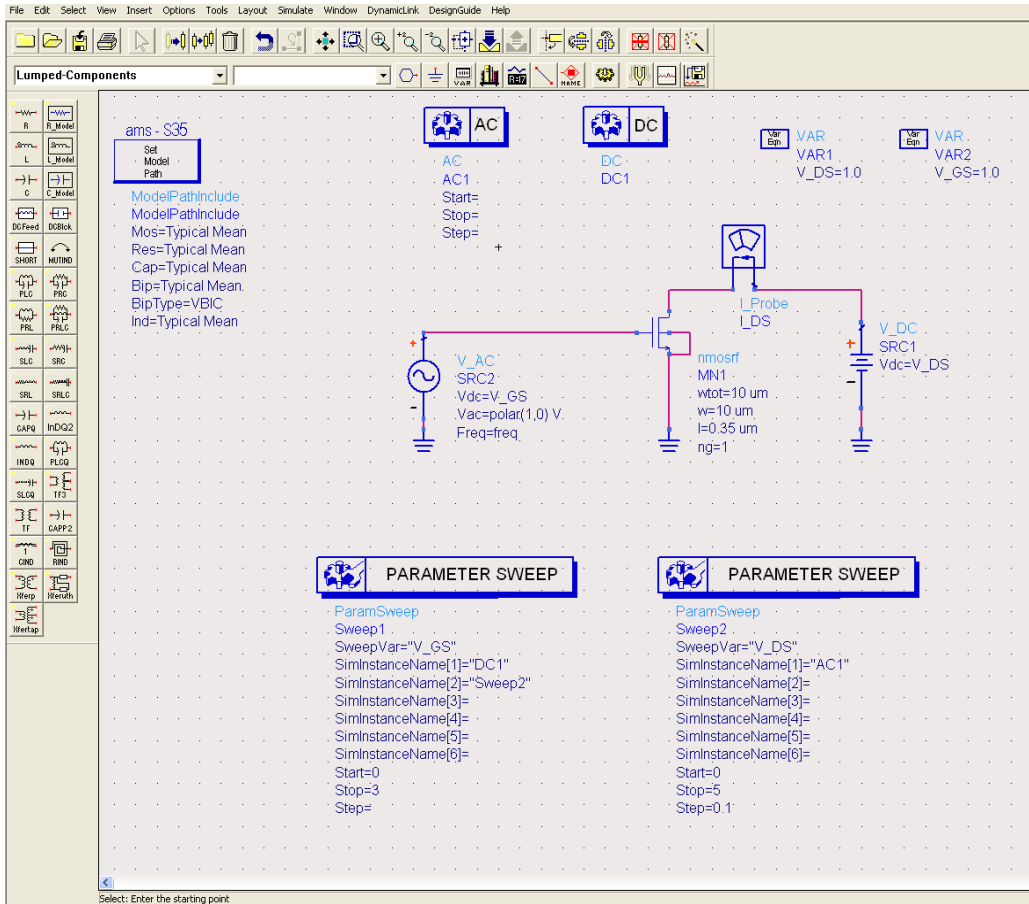


Figura 73

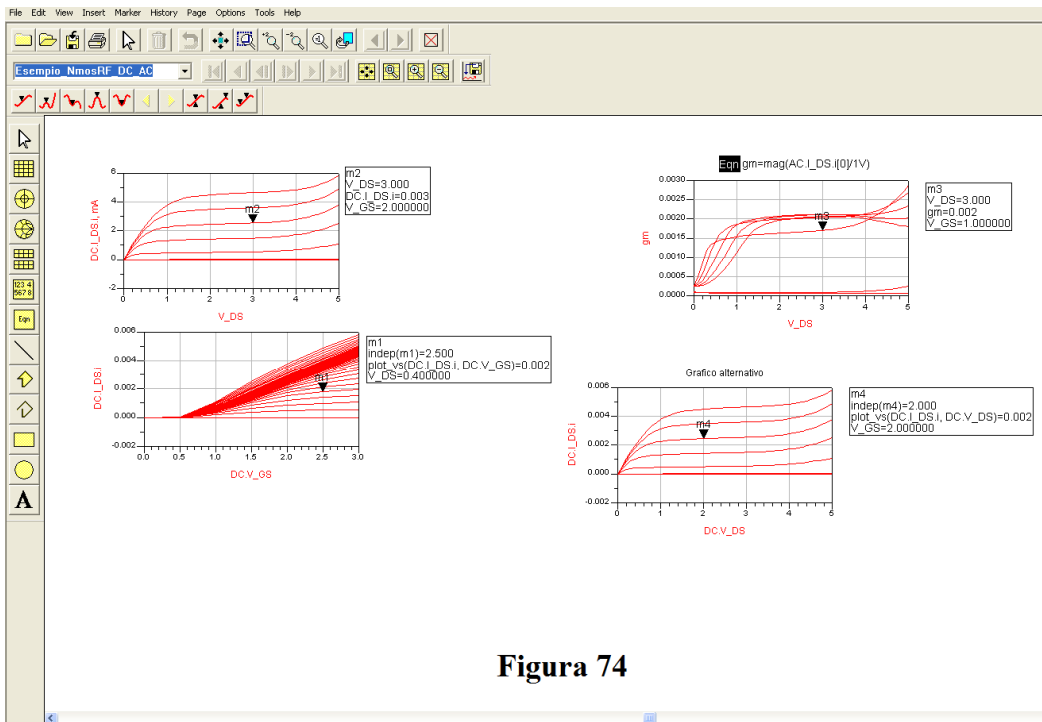


Figura 74

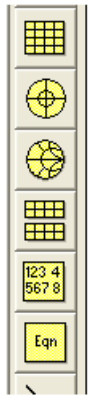


Figura 75

visualizzare i dati ottenuti con la simulazione: partendo dall'alto con la prima icona si seleziona il classico asse cartesiano, con la seconda la forma polare, con la terza la carta di Smith, con la quarta assi cartesiani multipli, con la quinta si visualizzano dati in forma tabellare e l'icona 'Eqn' permette di inserire equazioni che consentono di aggiungere variabili personalizzate da utilizzare per ottenere ulteriori grafici. In Figura-76 le icone consentono di posizionare dei marcatori molto utili per ricavare i valori assunti nei vari punti dalle curve del grafico.



Figura 76

ADS offre molto altro ancora.

### 3.2 Tipi di analisi con ADS

Le simulazioni principali attivabili in ADS di cui parleremo sono: *DC*, *AC*, *parametri S*, *Harmonic Balance*, *Large-Signal S-Parameters*, *XDB*, e *Transient*.

#### Analisi DC

Con questo tipo di analisi si valuta il funzionamento del circuito attivando solo generatori in regime continuo nel tempo. Le tipiche valutazioni riguardano il punto di riposo dei dispositivi attivi, le correnti e tensioni nei rami e nei nodi del circuito, il consumo di potenza statica, ed altro ancora. Viene utilizzata anche da altri tipi di analisi, come ad esempio la AC, per trovare le condizioni iniziali statiche del circuito da cui ricavare i parametri necessari alle simulazioni di tipo dinamico.

Per poter effettuare questo tipo di analisi occorre che il simulatore valuti il circuito e consideri tutti i condensatori come circuiti aperti, tutti gli induttori come cortocircuiti e utilizzi una analisi nodale modificata perché i componenti ideali quali generatori o induttori non possono essere descritti con l'analisi standard. Per creare le equazioni circuitali che consentano di trovare la soluzione occorre aggiungere, per ogni generatore o induttore, delle equazioni di maglia all'insieme delle equazioni di nodo per fare in modo che le incognite diventino le correnti nei generatori e le tensioni di nodo, ottenendo un vettore  $X$ . Il sistema  $F(X)=0$  così ottenuto è composto da equazioni non lineari ed è risolvibile con metodi iterativi non lineari quali ad esempio Newton oppure Gauss-Seidel.

## **Analisi AC**

Con questo tipo di analisi si valuta il funzionamento del circuito nel caso di funzionamento per piccolo segnale. Si tratta di una analisi di tipo lineare e utilizza l'analisi DC per ricavare i punti di riposo in continua richiesti per l'analisi AC. I componenti non lineari vengono linearizzati intorno ai loro punti di riposo. Il circuito può essere valutato nel caso di singola frequenza o in un intervallo di frequenze e la linearità assicura l'assenza di armoniche spurie. I classici parametri ottenibili sono i guadagni di corrente, tensione, potenza ed altro.

## **Analisi a parametri S**

Questo tipo di simulazione utilizza l'analisi fasoriale. Calcoli tipici sono le impedenze d'ingresso e uscita, il guadagno di potenza, la cifra di rumore al variare della frequenza o alle condizioni di polarizzazione ed altro. Le operazioni vengono effettuate linearizzando il circuito intorno al punto di riposo (ho parametri S di piccolo segnale) per cui le analisi di distorsioni dovute a vari fattori, o l'analisi del funzionamento di mixer e oscillatori non può essere effettuata. Anche in questo caso si fa uso dell'analisi DC per ricavare i punti di riposo in continua richiesti.

Induttori e condensatori vengono trasformati in impedenze di tipo complesso e si utilizza l'analisi nodale per ottenere una matrice algebrica di tipo complesso a cui applicare un vettore di stimoli (generatori di corrente e tensione indipendenti) per ottenere le tensioni di cui si richiede la conoscenza. Il metodo di risoluzione è quello di Gauss.

Per quanto riguarda il rumore, l'analisi fatta è di piccolo segnale e vengono sfruttate le sorgenti equivalenti di rumore, considerate come se fossero generatori indipendenti, presenti nei modelli dei dispositivi inseriti nello schema elettrico.

## **Analisi Harmonic Balance**

Questo tipo di analisi consente di valutare nel dominio della frequenza il comportamento del circuito in presenza di componenti non lineari. Le non linearità in determinate condizioni generano segnali spuri spesso indesiderati che non sono legati alle sollecitazioni applicate al circuito. L'aspetto interessante di questo tipo di analisi è la possibilità di ottenere i risultati senza effettuare l'analisi transitoria del circuito sotto esame. I risultati si ottengono

direttamente nello stato stazionario ed è molto utile perché consente di risparmiare molto tempo soprattutto quando si ha a che fare con segnali modulati, specialmente se sono di tipo digitale, dato che a radiofrequenza le portanti spesso hanno frequenze dell'ordine dei GHz mentre i segnali modulanti frequenze dal KHz al MHz.

Le equazioni differenziali con cui ricavare i risultati sono impostate direttamente nel dominio della frequenza per cui è possibile effettuare simulazioni non lineari sfruttando per i componenti del circuito la loro descrizione effettuata con matrici di parametri S.

Questo tipo di simulazione è molto utile per determinare il punto di compressione ad 1dB o il punto di intercetta del terzo ordine, il rumore dovuto a dispositivi non lineari o semplicemente lo spettro di correnti e tensioni presenti nel circuito.

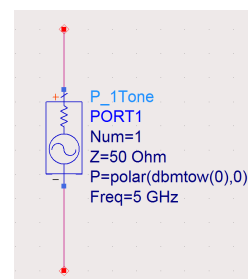
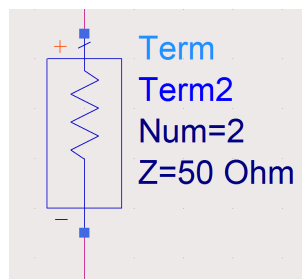
### **Analisi Large-Signal S-Parameters (LSSP)**

Questo tipo di analisi consente di calcolare i parametri S di circuiti con grandi non linearità come ad esempio i mixer o gli amplificatori di potenza. I parametri S si ottengono effettuando l'analisi 'Harmonic Balance' che è in grado di lavorare con le non linearità; i parametri S così ottenuti variano al variare del livello di potenza presente in ingresso al circuito. Per effettuare questa simulazione occorre stabilire quali sono le porte di ingresso e di uscita ed impostarle su simulatore. Nel caso di circuito a due porte il simulatore quando viene avviato svolge le seguenti operazioni:

- a) chiude la porta 2 con una impedenza che è il complesso coniugato della impedenza di riferimento di porta 2;
- b) impiega un generatore di potenza, da applicare all'ingresso della porta 1, che ha impedenza complesso coniugato della impedenza di riferimento della porta 1;
- c) con 'Harmonic Balance' ricava i parametri  $S_{11}$  e  $S_{21}$  ;
- d) ripete il passo a) per la porta 1;
- e) ripete il passo b) per la porta 2 però in questo caso usa un generatore di potenza  $P_2 = |S_{21}|^2 P_1$ ;
- f) con 'Harmonic Balance' ricava i parametri  $S_{12}$  e  $S_{22}$  .

## Analisi XDB

Questo tipo di analisi consente di calcolare il punto di compressione a XdB di un circuito, sia esso amplificatore, mixer ecc... effettuando l'analisi 'Harmonic Balance'. Per ottenere il risultato occorre chiudere la porta 2 d'uscita con la terminazione "term" (vedi figura) disponibile in una libreria del programma e applicare in ingresso al circuito, porta 1, un generatore di potenza disponibile 'P\_1Tone' che in fase di simulazione applica in ingresso una potenza molto piccola per ricavare il guadagno di potenza per piccolo segnale e con passi successivi aumenta tale potenza fino a quando ottiene il punto di compressione in uscita a X dB cercato.



## Analisi Transient

Questo tipo di analisi consente di ricavare l'evoluzione temporale dei segnali presenti nel circuito. Per ottenere tali risultati il programma deve risolvere un sistema di equazioni integro-differenziali delle tensioni e correnti del circuito che dipendono dal tempo. Anche in questo caso viene prima di tutto effettuata l'analisi DC; terminata questa analisi l'intervallo temporale scelto per la simulazione viene suddiviso in piccoli intervalli ('step') di tempo utilizzati per effettuare l'integrazione numerica delle equazioni differenziali. IL metodo per risolvere le equazioni integro-differenziali può essere trapezoidale (interpolazione lineare) o con curve polinomiali (se ne può scegliere l'ordine). La larghezza degli intervalli non è fissa ma varia in funzione della rapidità con cui variano tensioni e correnti per garantire in fase di calcolo l'accuratezza richiesta dalla soluzione. Anche in questo caso il programma per poter effettuare i calcoli trasforma alcuni componenti in modelli. Nel caso del condensatore ed

esempio partendo dalla formula  $I_c = C \frac{dV_c}{dt}$  e scegliendo un intervallo

$\Delta t = t^k - t^{k-1}$  essa può essere approssimata usando l'equazione alle differenze
$$I^k + I^{k-1} = 2C \frac{V^k - V^{k-1}}{t^k - t^{k-1}}$$
 da cui si ricava  $I^k = V^k \left( \frac{2C}{\Delta t} \right) - V^{k-1} \left( \frac{2C}{\Delta t} \right) - I^{k-1}$  in cui
 i due termini  $V^{k-1} \left( \frac{2C}{\Delta t} \right)$  e  $I^{k-1}$  sono costanti perché sono stati ottenuti
 nell'intervallo  $\Delta t$  precedente. Il termine  $V^k \left( \frac{2C}{\Delta t} \right)$  è il prodotto della tensione
 sul condensatore con una conduttanza; i due termini  $V^{k-1} \left( \frac{2C}{\Delta t} \right)$  e  $I^{k-1}$  si
 possono considerare generatori indipendenti. Il modello transitorio per il
 condensatore è allora composto da una conduttanza  $\left( \frac{2C}{\Delta t} \right)$  con in parallelo due
 generatori di corrente  $V^{k-1} \left( \frac{2C}{\Delta t} \right)$  e  $I^{k-1}$  i cui valori cambiano ad ogni
 intervallo  $\Delta t$ . Variando ad ogni  $\Delta t$  le condizioni del circuito occorre ripetere la
 simulazione DC. Questo tipo di simulazione dunque richiede per essere eseguita
 completamente molto tempo.

*Osservazione:* I progettisti di circuiti integrati, con i CAD eseguono le
 simulazioni utilizzando componenti e modelli aderenti alla realtà, che sono
 disponibili sotto forma di complesse librerie indicate col termine 'design kit'. I
 produttori dispongono per ogni processo produttivo del 'design kit' e lo mettono
 a disposizione dei progettisti che utilizzano la loro tecnologia. I CAD sono
 sviluppati per poter utilizzare al meglio tali librerie. I 'design kit' contengono
 tutte le informazioni che servono per affiancare ogni fase del flusso di progetto
 compresa la realizzazione del Layout, mettendo a disposizione dati senza i quali
 non sarebbe possibile ottenere gli obiettivi perseguiti e i risultati desiderati. Il
 progettista che lo desidera, può essere messo nelle condizioni di valutare la
 struttura del 'design kit' e di svilupparne una versione personalizzata aderente ai
 suoi obiettivi.

# Capitolo IV

## 4.1 Studio del comportamento della Cifra di Rumore in uscita al LNA al variare della terminazione di ingresso

Con il presente lavoro di tesi si vuole valutare come si comporta il LNA quando al suo ingresso si utilizzano impedenze di sorgente di valore diverso dal valore standard di  $50 \Omega$ . Occorre allora progettare il LNA in modo che l'impedenza di sorgente abbia lo stesso valore dell'impedenza d'ingresso del LNA e ricavare la Cifra di Rumore (NF) in uscita al LNA e il Guadagno di Trasduttore  $G_T$  in tali condizioni. Il progetto del LNA sarà ripetuto per tutti i casi di impedenza di sorgente scelti. La topologia circuitale scelta per il LNA è la Cascode a singola terminazione.

In Figura-77 ciò che si vede durante il lavoro con ADS; si noti alla sinistra dello schema elettrico l'icona che specifica la tecnologia utilizzata.

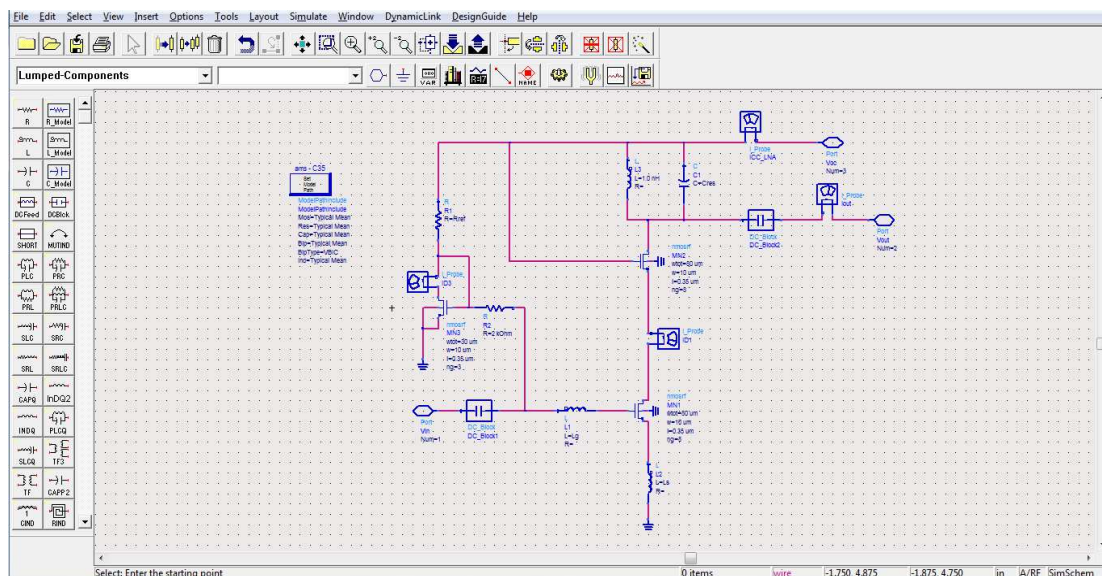
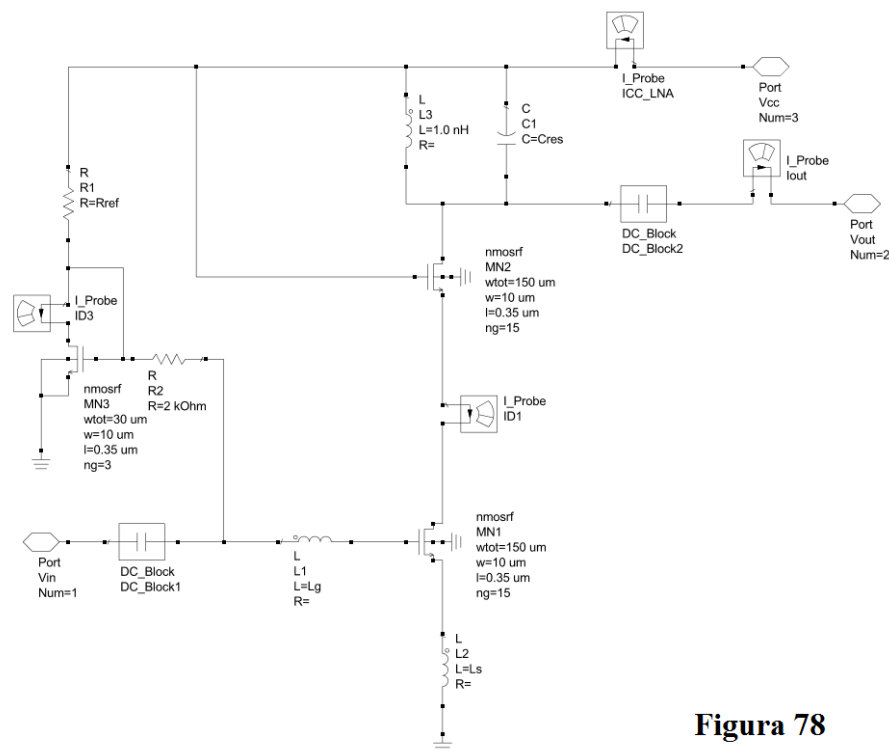


Figura 77

Lo schema elettrico del LNA di cui saranno modificati i parametri di progetto e su cui saranno fatte tutte le simulazioni è quello di Figura-78. Come è stato detto in precedenza si tratta di un LNA Cascode a singola terminazione. Nello schema elettrico si distinguono chiaramente i MOS per i quali viene messo in evidenza la lunghezza di canale  $l = 0,35 \mu m$  e la larghezza di un singolo Gate  $w = 10 \mu m$  che rimangono di valore fisso, mentre è possibile modificare il numero di Gate del MOS con il termine variabile a passi interi " ng " il cui valore permette di ottenere la larghezza totale del MOS pari a " wtot " .



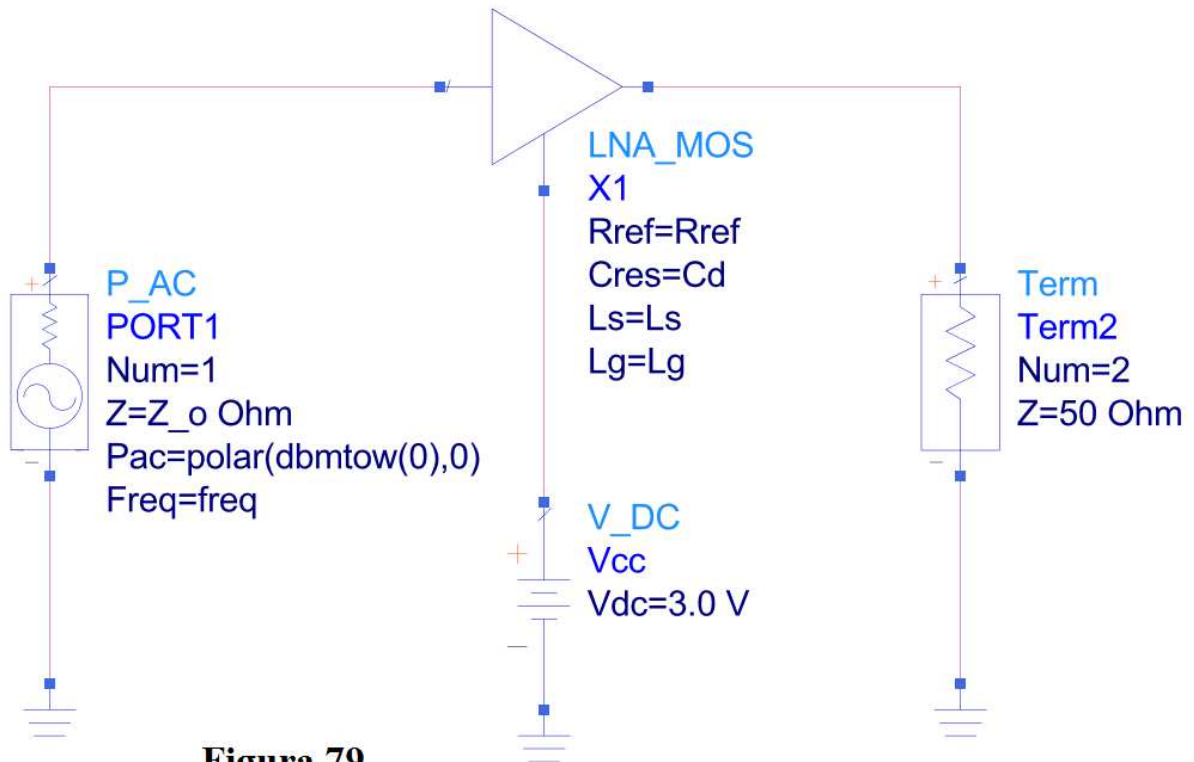


**Figura 78**

Il ‘Design Kit’ utilizzato è il CMOS da 0,35  $\mu\text{m}$  per la tecnologia fornita dalla Fonderia di Austria Micro System. I MOS utilizzati per le simulazioni hanno una frequenza di taglio  $f_T$  di circa 20 GHz valore che varia con la larghezza del MOS  $W$  e con la corrente di polarizzazione  $I_{DS}$ ; rispetto a tali grandezze  $f_T$  però non è molto sensibile. Nello schema elettrico si vedono i ‘port’ che servono per collegare il sottocircuito al simbolo che lo contiene, come si vede in Figura-79, a cui collegare la sorgente di cui sarà variata l’impedenza, l’alimentazione e il terminale di carico su cui chiudere l’uscita, necessario per ricavare i parametri richiesti dalle simulazioni. Per l’alimentazione è stato scelto una volta per tutte il valore 3 Volt e il carico d’uscita rimane sempre pari a 50  $\Omega$ . Il MOS  $M3$  e la resistenza  $R_{ref}$  consentono di realizzare una specchio di corrente con cui impostare, variando il valore di  $R_{ref}$  la corrente di polarizzazione del Drain dei MOS  $MN1$  e  $MN2$  che costituiscono lo stadio Cascode a singola terminazione.

I risultati delle simulazioni sono stati ottenuti utilizzando le correnti di polarizzazione di 5 mA e 10 mA. Il circuito d’ingresso è impostato per poter realizzare il ‘Matching’ Integrato utilizzando gli induttori  $L_S$  per la degenerazione induttiva e  $L_G$  per eliminare come già sappiamo la parte immaginaria dell’impedenza d’ingresso del LNA. I condensatori ‘DC\_Block’ sono ideali e servono solo per eliminare la componente continua. Il parallelo

$L_3 // C_1$  sintonizza l'uscita sulla frequenza di  $5\text{ GHz}$ , valore unico per tutte le simulazioni.



**Figura 79**

Gli strumenti ' $I_{Probe}$ ' non interferiscono col circuito e servono per misurare la corrente nei rami in cui sono stati inseriti. I MOS  $MN1$  e  $MN2$  saranno dimensionati nello stesso modo e per essi è possibile utilizzare una larghezza di Gate  $W$  il cui valore può variare nell'intervallo  $10\ \mu\text{m} \leq W \leq 200\ \mu\text{m}$  con passi di larghezza da  $10\ \mu\text{m}$  ciascuno ottenendo un numero massimo di Gate pari a 20 ( $ng=20$ ) per singolo MOS; per dimensioni di  $W$  maggiori occorre collegare uno o più MOS in parallelo.

Utilizzando la formula  $W_{opt,P_D} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega R_S C_{ox} L} \frac{1}{Q_{S,opt,P_D}}$  e ricordando che

a pagina 80 fu trovato  $Q_{S,opt,P_D} = \sqrt{3} \sqrt{1 - 2|c| \sqrt{\frac{5\gamma}{\delta\alpha^2} + \frac{5\gamma}{\delta\alpha^2}}} \geq 2,598$

avendo scelto due livelli di potenza  $P_D$  per il LNA rispettivamente di  $P_D = 15\text{mW}$  e di  $P_D = 30\text{mW}$  è possibile prevedere a livello teorico quanto deve essere largo il MOS ossia quanto vale la larghezza ottimale  $W_{opt,P_D}$  per avere la  $NF_{min,P_D}$  rispettando i vincoli di potenza richiesti e l'adattamento di impedenza in ingresso al LNA. In Figura-58 si vide che  $Q_{S,opt,P_D} \cong 4,5$  per

avere  $NF_{\min, P_D}$ . Nel caso particolare di impedenza di sorgente pari a  $R_S = 50 \Omega$  utilizzando i dati disponibili è possibile prevedere la  $W_{opt, P_D}$ ; sostituendo i valori si ha

$$W_{opt, P_D} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega R_S C_{ox}} \frac{1}{L Q_{S, opt, P_D}} = \frac{3}{2} \frac{1}{(2\pi \cdot 5 \cdot 10^9) \cdot 50 \cdot 0,0045 \cdot (0,35 \cdot 10^{-6})} \frac{1}{4,5}$$

e ottengo  $W_{opt, P_D} = 134,73 \mu m$  per cui il numero di Gate dei MOS  $MN1$  e  $MN2$  da impostare per realizzare il progetto del LNA sarà  $ng = 13$  (o al più  $ng = 14$ ). In Figura-80 è possibile vedere come varia  $W_{opt, P_D}$  in funzione del valore assunto da  $R_S$  quando  $Q_{S, opt, P_D} = 4,5$  e quando  $R_S = 30; 50; 75; 100 \Omega$ . Questo grafico suggerisce che per realizzare MOS con  $W_{opt, P_D}$  di piccole dimensioni sembrerebbe preferibile utilizzare valori di  $R_S$  elevati

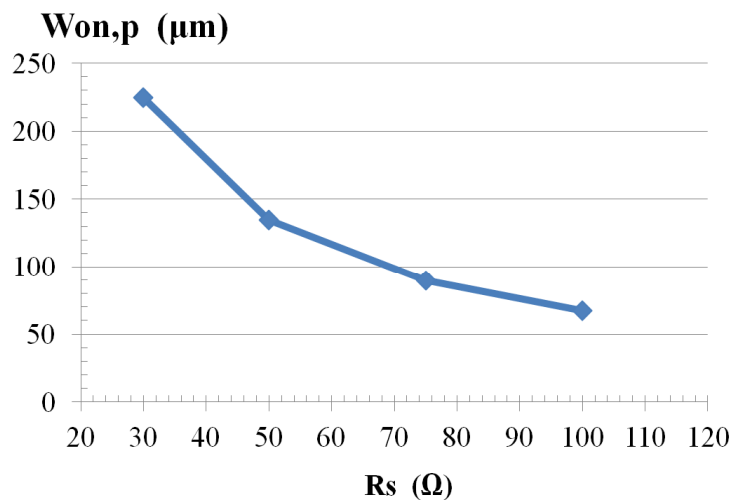


Figura 80

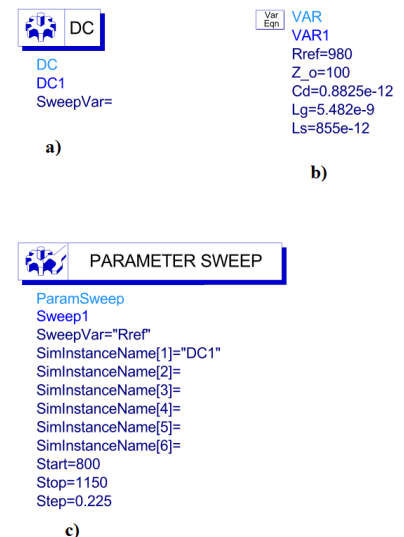
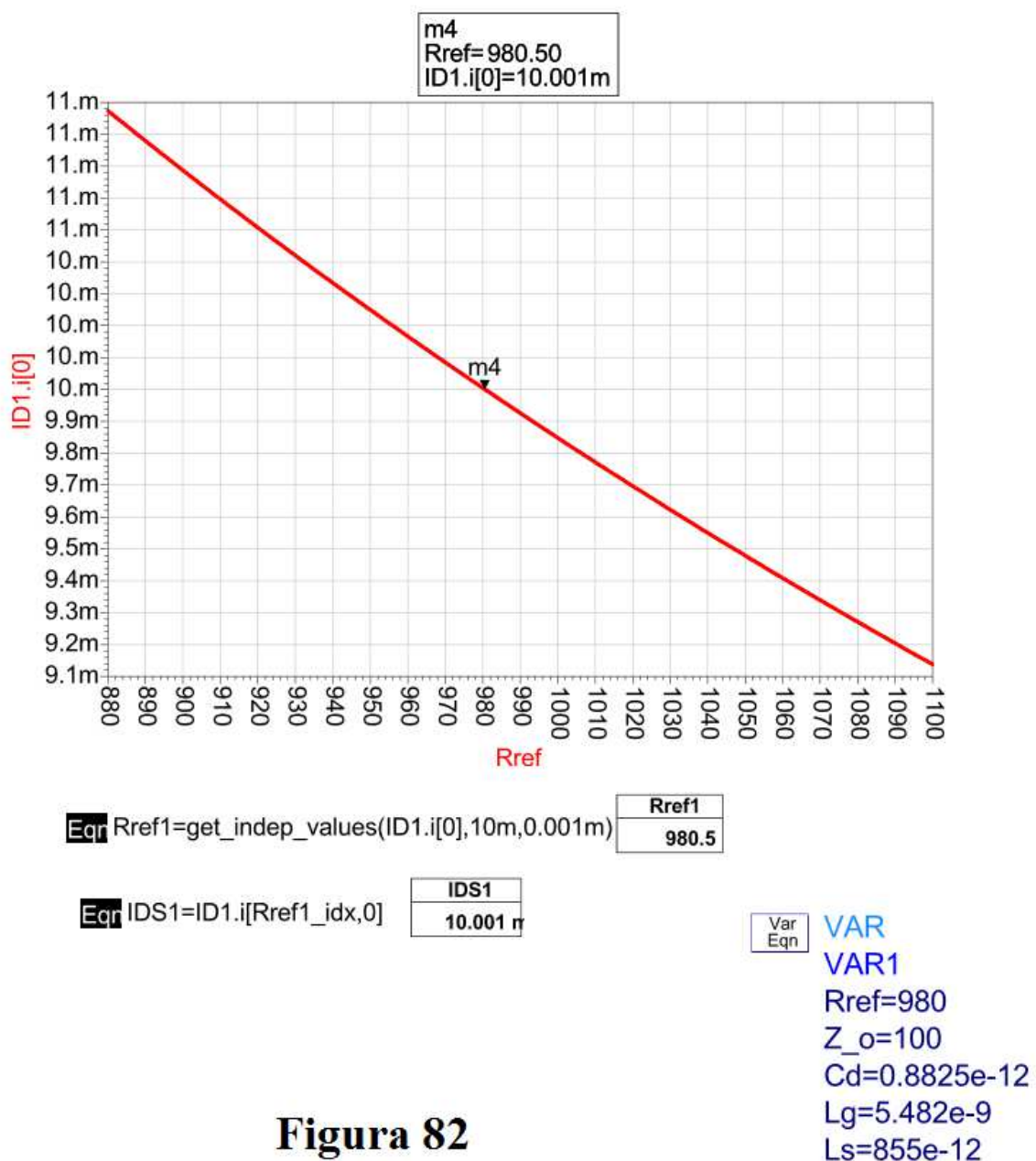


Figura 81

Le simulazioni sono state effettuate utilizzando per l'impedenza di sorgente  $R_S$  i seguenti valori:  $R_S = 30; 50; 75; 100 \Omega$ . Effettuando le simulazioni mantenendo fissa la corrente di Drain del MOS  $MN1$ , occorre valutare per quale valore di larghezza di Gate  $W$  si ottiene la  $NF_{\min, P_D}$  per il LNA di Figura-79.

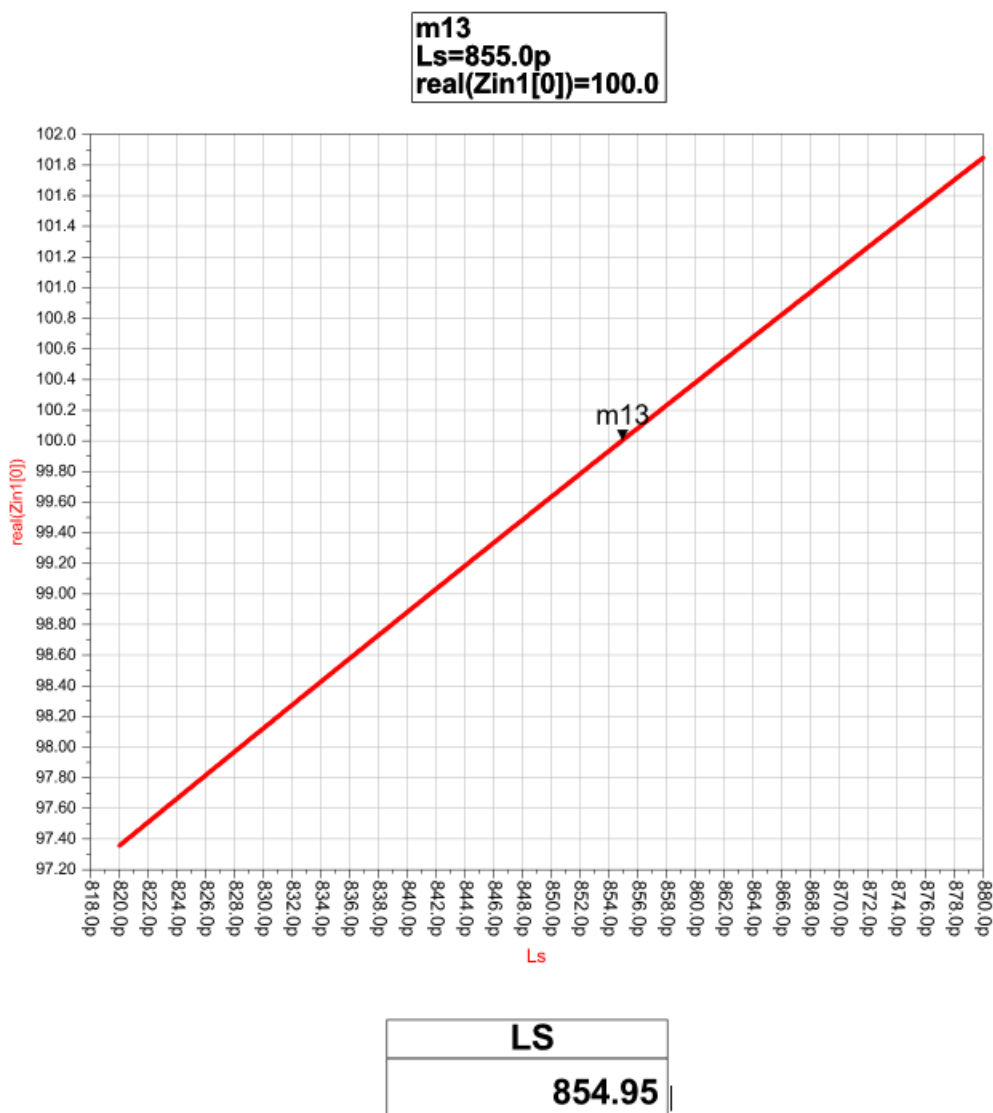
Prima di procedere con l'esposizione dei risultati ottenuti conviene elencare la procedura seguita per ottenerli. La prima operazione da fare è di inserire il valore della resistenza di sorgente  $R_S$  che si desidera utilizzare e di variare la larghezza di Gate  $W$  dei MOS  $MN1$  e  $MN2$  impostando il valore del numero di

Gate  $ng$  sulla base del valore teorico di  $W_{opt,P_D}$  che è stato ricavato. Adesso occorre ricavare il valore da far assumere alla resistenza  $R_{ref}$  dello specchio di corrente per ottenere il valore desiderato della corrente di Drain  $I_D$  del MOS  $MN1$ . Si tratta di una simulazione di tipo DC (Figura-81\_a)) con cui, attraverso l'uso di una funzione denominata 'Parameter Sweep' (Figura-81\_c)) è possibile far variare il parametro  $R_{ref}$  dichiarato nella funzione 'VAR-Variable Equation' (Figura-81\_b)) nell'intervallo tra 'Start' e 'Stop' con piccoli incrementi 'Step' del valore di  $R_{ref}$  che consentano di ottenere il risultato con la risoluzione voluta.



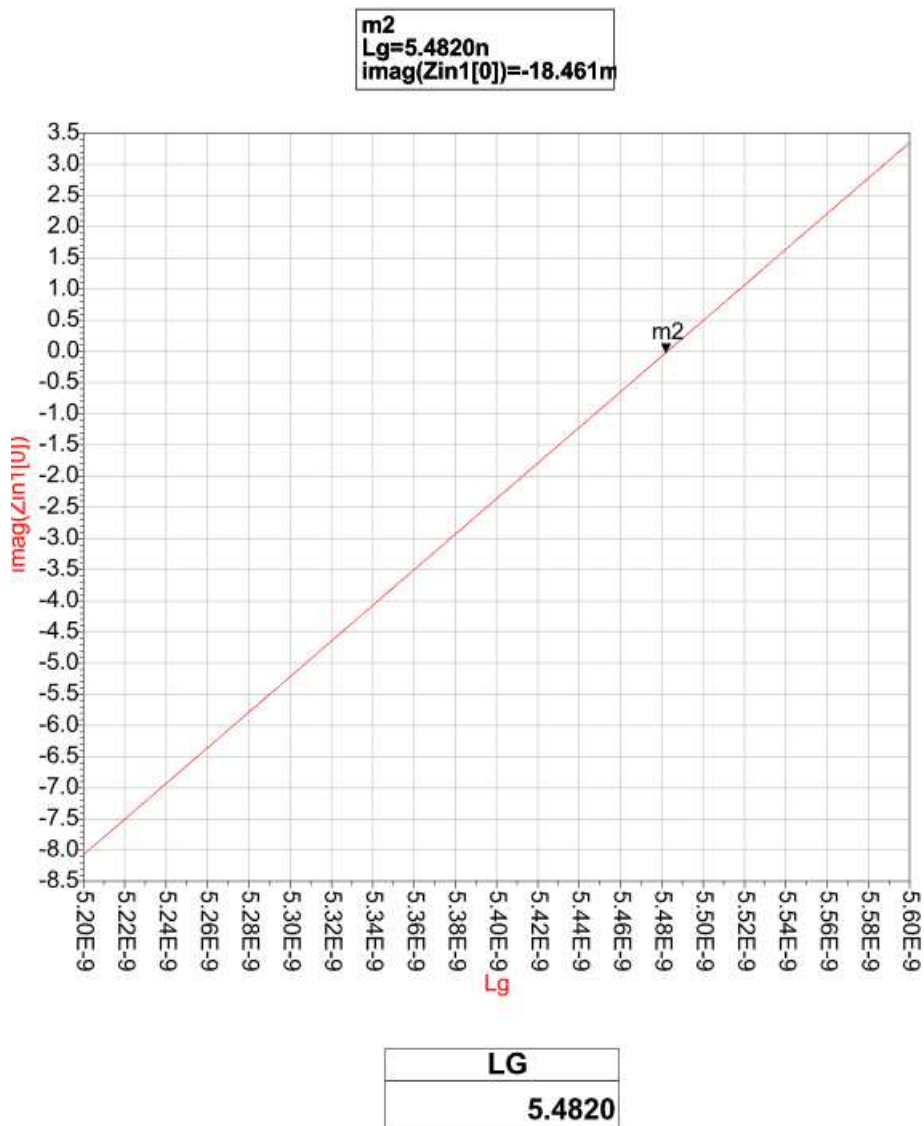
**Figura 82**

Avviando la simulazione si ottiene ad esempio il risultato riportato in Figura-82 dove si vede anche l'uso delle equazioni. Il valore di  $R_{ref}$  trovato per ottenere  $I_D = 10 \text{ mA}$  viene inserito nella funzione 'VAR-Variable Equation'. Il passo successivo richiede di ottenere il 'Matching' Integrato. Conoscendo il valore di  $R_S$  con la simulazione di tipo a parametri S è possibile ricavare che valore deve assumere  $L_S$  per avere la parte reale dell'impedenza d'ingresso del LNA pari a  $R_S$  ossia  $\text{Re}\{Z_{in}\} = R_S$ . Anche in questo caso si è fatto uso della funzione 'Parameter Sweep' per far variare  $L_S$ . In Figura-83 il risultato della



**Figura 83**

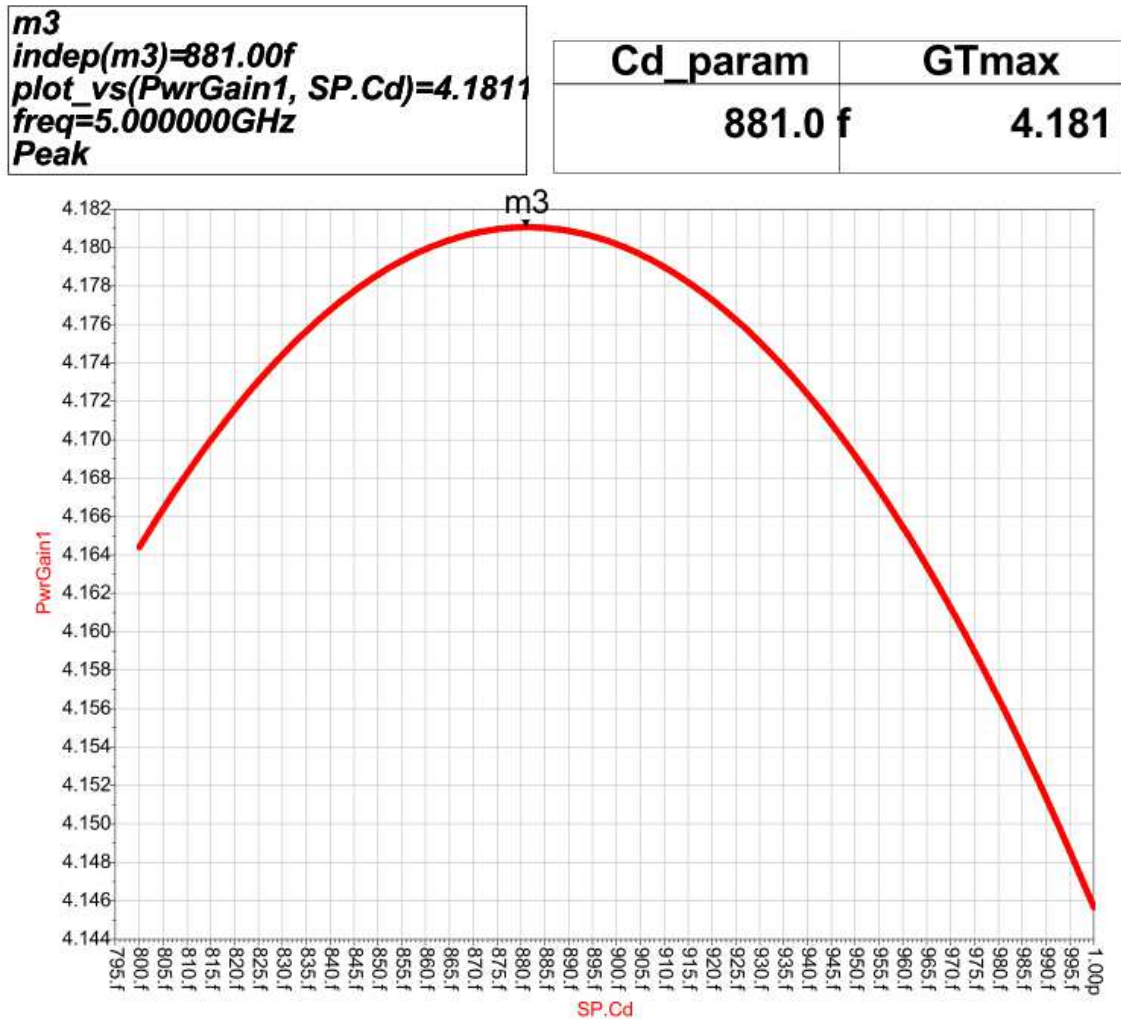
simulazione che viene aggiornato nella funzione 'VAR'. Per rendere la parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso del LNA nulla ossia  $\text{Im}\{Z_{in}\}=0$  occorre trovare con quale valore di  $L_G$  ciò accade. Ripetendo quanto fatto per  $L_S$  con  $L_G$  la simulazione restituisce il risultato di Figura-84 che viene aggiornato nella funzione 'VAR'.



**Figura 84**

Per ottenere un risultato ottimale per il 'Matching' occorre ripetere le simulazioni per ricavare  $L_S$  e  $L_G$  tenendo conto dei valori trovati nelle simulazioni precedenti fino ad ottenere valori stabili per entrambe le induttanze.

A questo punto occorre ricavare la  $C_1$  a cui è associata la variabile  $C_{res}$ ; questo valore serve per sintonizzare il gruppo LC d'uscita così da avere il massimo trasferimento di potenza sul carico. Anche in questo caso si è fatto uso della funzione 'Parameter Sweep' per far variare  $C_{res}$ .



**Figura 85**

In Figura-85 è possibile vedere come varia la potenza al variare di  $C_{res}$  e per quale valore di  $C_{res}$  si ottiene il massimo guadagno di potenza  $G_{T_{max}}$ . Ottenuto  $C_{res}$  occorre ripetere le simulazioni per ricavare  $L_S$  e  $L_G$  tenendo conto dei valori trovati nelle simulazioni precedenti per verificare se valori che erano stati ottenuti sono rimasti invariati; di solito occorre aggiustare il valore di  $L_S$ . Completato il 'Matching' Integrato e ricavato il valore di  $C_{res}$  il progetto è

completo ed è allora possibile attraverso la simulazione ricavare la Cifra di Rumore in uscita al LNA. In Figura-86 la Cifra di Rumore in uscita al LNA è indicata con  $nf(2)$ ; in essa si vede anche la massima potenza in uscita e l'impedenza d'ingresso la cui parte immaginaria ha valore prossimo a zero. A questo punto è possibile anche valutare quanto vale la Cifra di Rumore minima quando la terminazione della sorgente è quella ottima come si vede in Figura-87.

freq	Zin1
5.000 GHz	100.0 - j18.46m

freq	nf(2)
5.0000 GHz	2.0465

freq	PwrGain1
5.0000 GHz	4.1811

Figura 86

freq	Zopt1
5.000 GHz	116.5 - j10.64

freq	NFmin
5.0000 GHz	2.0269

Figura 87

Come si vede in Figura-88 in cui i due valori sono messi a confronto, la differenza tra i due casi è di circa 0,02 dB, risultato che si discosta poco da quello ottimale. Con le tabelle dei risultati delle simulazioni sarà possibile valutare meglio tale differenza nelle condizioni in cui  $nf(2)$  è minima.

freq	nf(2)
5.0000 GHz	2.0465

freq	NFmin
5.0000 GHz	2.0269

Figura 88

La larghezza di Gate  $W_{opt,P_D}$  ricavata a livello teorico non è detto che sia veramente quella che consente la minima Cifra di Rumore; occorre allora indagare per verificare che lo sia veramente. Per far questo si modifica la larghezza di Gate dei MOS  $MN1$  e  $MN2$  facendola variare nell'intorno di  $W_{opt,P_D}$  per verificare se tale valore è realmente ottimale per la Cifra di Rumore minima, nelle varie condizioni di terminazione di ingresso e con il vincolo di 'Matching' Integrato. Per impostare la potenza  $P_D$  come dato di progetto occorre mantenere fisso il valore della corrente di polarizzazione di Drain  $I_D$  di  $MN1$ . Osserviamo adesso i risultati ottenuti nei vari casi.



- $I_D = 5 \text{ mA}$  (per cui  $P_D = 15 \text{ mW}$ )

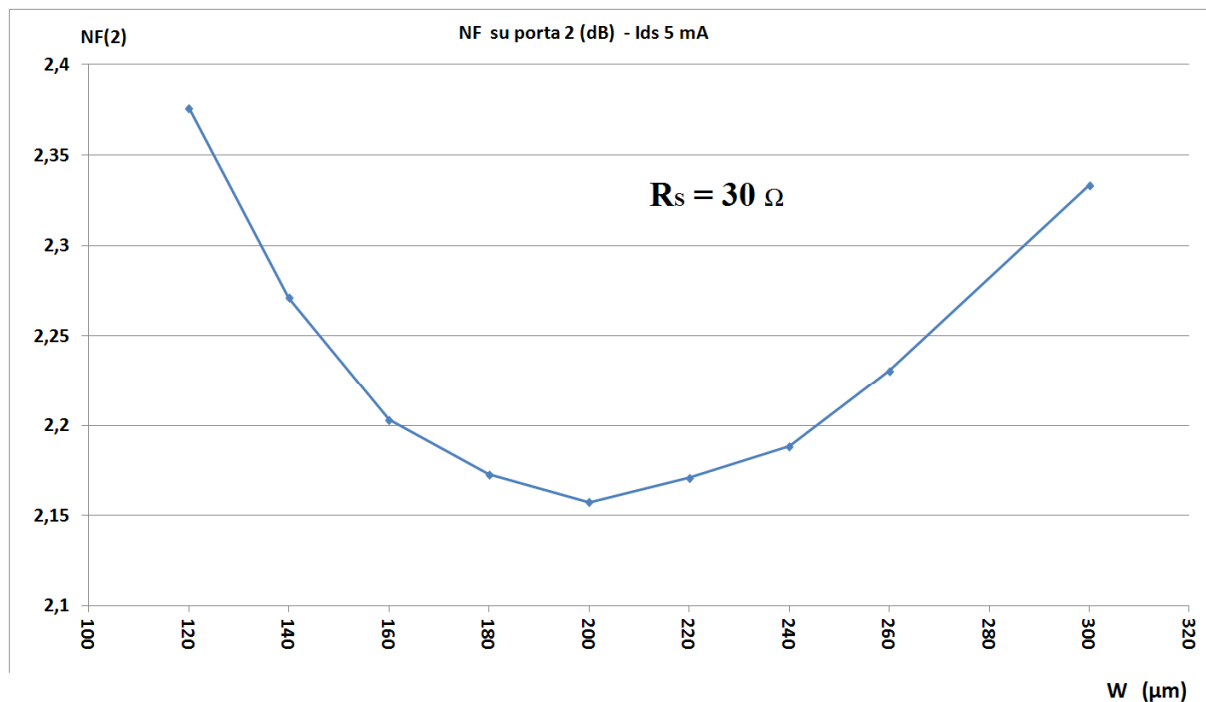
### Caso con $R_S = 30 \Omega$

La tabella-5 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $30 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore si ottiene quasi nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato.

Frequenza (GHz)	$R_S (\Omega)$	$Q_{sp}$	$W_{on,p}$ ( $\mu\text{m}$ ) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	$R_{specchio} (\Omega)$	$L_s$ (pH)	$L_g$ (nH)	$C_d$ (pF)	Zin	NF su porta 2 (dB)	$G_r$ (dB)	Zopt	NF min (dB)
2 MOS in parallelo													
5	30	4,5	224,56 / 120	12	1767	69,85	6,0125	0,896	$30 + j 0,02515$	2,3759	14,05	$98,39 + j 12,3$	1,5866
5	30	4,5	224,56 / 140	14	2127	104,5	5,1475	0,872	$30 + j 0,03745$	2,2711	13,56	$86,56 + j 10,58$	1,6357
5	30	4,5	224,56 / 160	16	2494	133,6	4,495	0,864	$30 - j 0,0123$	2,2029	13,24	$77,83 + j 9,249$	1,6825
5	30	4,5	224,56 / 180	18	2868	156,4	3,9925	0,84	$30 + j 0,02796$	2,1728	12,774	$70,56 + j 7,927$	1,7474
5	30	4,5	224,56 / 200	20	3246	176,5	3,5925	0,836	$29,99 + j 0,0761$	2,1574	12,5	$65,02 + j 6,83$	1,805
5	30	4,5	224,56 / 220	22	3630	193,3	3,2633	0,812	$30 + j 0,01155$	2,1708	12,05	$60,16 + j 5,878$	1,8805
5	30	4,5	224,56 / 240	24	4020	208,7	2,9933	0,8045	$30 + j 0,00109$	2,1885	11,78	$56,39 + j 5,04$	1,9463
5	30	4,5	224,56 / 260	26	4412	222,1	2,765	0,8	$30 - j 0,01567$	2,2304	11,344	$52,95 + j 4,244$	2,0308
5	30	4,5	224,56 / 300	30	5212	246,2	2,408	0,8	$30 + j 0,01304$	2,3334	10,78	$47,74 + j 2,846$	2,1962

**Tabella 5**

La Figura-89 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate  $W$ .



**Figura 89**

## Caso con $R_s = 50 \Omega$

La tabella-6 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $50 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore si ottiene proprio nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato e posso usare sia  $ng=13$  che  $ng=14$  dato che la differenza è sulla quarta cifra decimale; ovviamente la scelta cade su  $ng = 13$ .

Frequenza (GHz)	Rs ( $\Omega$ )	Qsp	Won,p ( $\mu\text{m}$ ) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	R specchio ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Lg (nH)	Cd (pF)	Zin	NF su porta 2 (dB)	$G_f$ (dB)	Zopt	NF min (dB)
5	50	4,5	134,73 / 50	5	574	10	13,93	0,956	54,59 + j 0,01578	2,89	10,67	201,7 + j 20,41	1,73
5	50	4,5	134,73 / 60	6	735	48	11,79	0,953	50,01 + j 0,00849	2,6357	10,958	179 + j 18,34	1,6841
5	50	4,5	134,73 / 70	7	900	106,2	10,177	0,94	49,99 - j 0,00465	2,4727	10,72	161 + j 16,4	1,6783
5	50	4,5	134,73 / 80	8	1068	153,4	8,94	0,9365	49,99 + j 0,0283	2,3555	10,507	146,9 + j 14,64	1,6826
5	50	4,5	134,73 / 90	9	1238	190,53	7,952	0,924	50 + j 0,01412	2,2797	10,22	134,9 + j 13,27	1,7069
5	50	4,5	134,73 / 100	10	1411	222,5	7,162	0,922	50 - j 0,00043	2,2233	10	125,4 + j 11,97	1,703
5	50	4,5	134,73 / 110	11	1586	248,6	6,516	0,91	50 + j 0,00688	2,1923	9,746	146,9 - j 14,64	1,7687
5	50	4,5	134,73 / 120	12	1763	272,35	5,9775	0,906	50 + j 0,000813	2,1696	9,555	110 + j 9,552	1,8018
5	50	4,5	134,73 / 130	13	1941	291,2	5,523	0,896	49,87 + j 0,01836	2,1657	9,314	103,7 + j 8,439	1,848
5	50	4,5	134,73 / 140	14	2121	311,6	5,135	0,8915	50 - j 0,00588	2,1651	9,131	98,61 + j 7,05	1,8874
5	50	4,5	134,73 / 150	15	2303	328,2	4,8	0,8810	50 + j 0,008592	2,1806	8,892	93,84 + j 6,47	1,9397
5	50	4,5	134,73 / 160	16	2487	344,2	4,51	0,8780	50 + j 0,0016	2,194	8,734	89,96 + j 5,602	1,9827
5	50	4,5	134,73 / 170	17	2672	358,4	4,2533	0,8690	50 - j 0,01849	2,2227	8,500	86,23 + j 4,76	2,0391
5	50	4,5	134,73 / 180	18	2857	372,4	4,03	0,8645	50 - j 0,02277	2,2464	8,360	83,2 + j 3,975	2,0849
5	50	4,5	134,73 / 190	19	3046	384,9	3,8283	0,8570	49,99 - j 0,05651	2,285	8,140	80,23 + j 3,241	2,1444
5	50	4,5	134,73 / 200	20	3235	397,7	3,655	0,8525	50 + j 0,001552	2,3165	8,000	77,82 + j 2,459	2,1927

Tabella 6

La Figura-90 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate W.

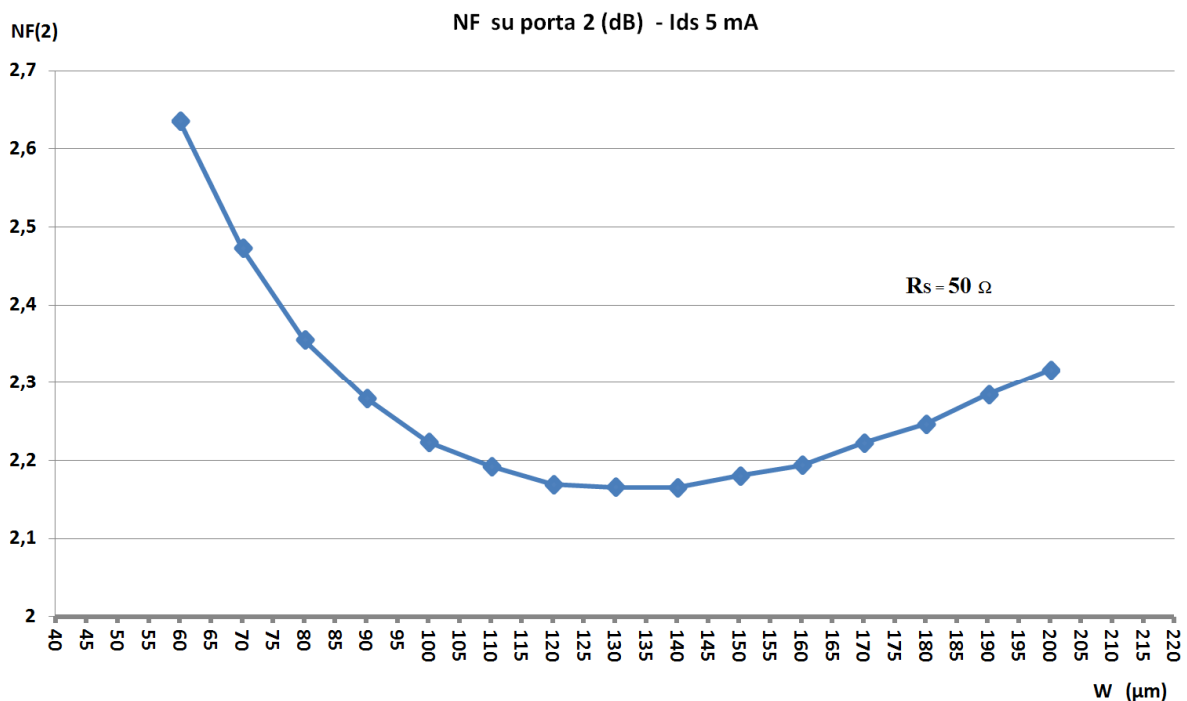


Figura 90

## Caso con $R_s = 75 \Omega$

La tabella-7 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $75 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore si ottiene proprio nelle stesse condizioni di  $W_{opt,P_D}$  calcolato e posso usare sia  $ng=9$  che  $ng=10$  dato che la differenza è sulla seconda cifra decimale; la scelta cadrebbe su  $ng=9$  che ha anche un  $G_T$  di poco superiore.

Frequenza (GHz)	$R_s (\Omega)$	$Q_{sp}$	$W_{on,p}$ ( $\mu m$ ) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	Rspecchio ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$L_g$ (nH)	$C_d$ (pF)	$Z_{in}$	NF su porta 2 (dB)	$G_T$ (dB)	$Z_{opt}$	NF min (dB)
5	75	4,5	89,82 / 50	5	574	224,83	13,847	0,959	$75 - j 0,006323$	2,3461	7,566	$204,4 + j 19,39$	1,7487
5	75	4,5	89,82 / 60	6	735	308,6	11,72	0,956	$75 + j 0,090$	2,1733	7,4679	$182,6 + j 16,64$	1,7112
5	75	4,5	89,82 / 70	7	900	367,6	10,127	0,9425	$75 - j 0,01927$	2,0731	7,2523	$165,1 + j 14,33$	1,7124
5	75	4,5	89,82 / 80	8	1069	416,4	8,9133	0,9395	$75 + j 0,04027$	2,01	7,043	$151,5 + j 12,22$	1,7245
5	75	4,5	89,82 / 90	9	1239	455,7	7,96	0,9275	$75 + j 0,103$	1,9839	6,79	$140 + j 10,18$	1,7581
5	75	4,5	89,82 / 100	10	1411	490,3	7,2	0,923	$75 + j 0,02653$	1,9723	6,581	$131 + j 8,383$	1,7915
5	75	4,5	89,82 / 110	11	1586	520,2	6,58	0,9125	$75 + j 0,07406$	1,9854	6,336	$123 + j 6,576$	1,8423
5	75	4,5	89,82 / 120	12	1762	547,6	6,08	0,908	$75 + j 0,1948$	2,0031	6,14	$116,7 + j 4,8$	1,8882
5	75	4,5	89,82 / 130	13	1942	572,2	5,6467	0,8975	$75 + j 0,06406$	2,0414	5,9	$110,9 + j 3,3$	1,9504
5	75	4,5	89,82 / 140	14	2122	596	5,2933	0,8945	$75 + j 0,06406$	2,0786	5,726	$110,9 + j 3,3$	2,0054
5	75	4,5	89,82 / 150	15	2303	617,8	4,9853	0,884	$75 - j 0,03042$	2,1339	5,5	$102,2 + j 0,3663$	2,0759
5	75	4,5	89,82 / 160	16	2487	640,2	4,7347	0,8795	$74,99 - j 0,03248$	2,1855	5,533	$98,97 + j 1,096$	2,1383
5	75	4,5	89,82 / 170	17	2672	654,2	4,5135	0,8705	$74,99 - j 0,031142$	2,2292	5,1483	$96,16 - j 2,529$	2,1905
5	75	4,5	89,82 / 180	18	2858	683,7	4,329	0,8675	$75 - j 0,032$	2,3176	4,9429	$93,48 - j 3,844$	2,2857

Tabella 7

La Figura-91 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate  $W$ .

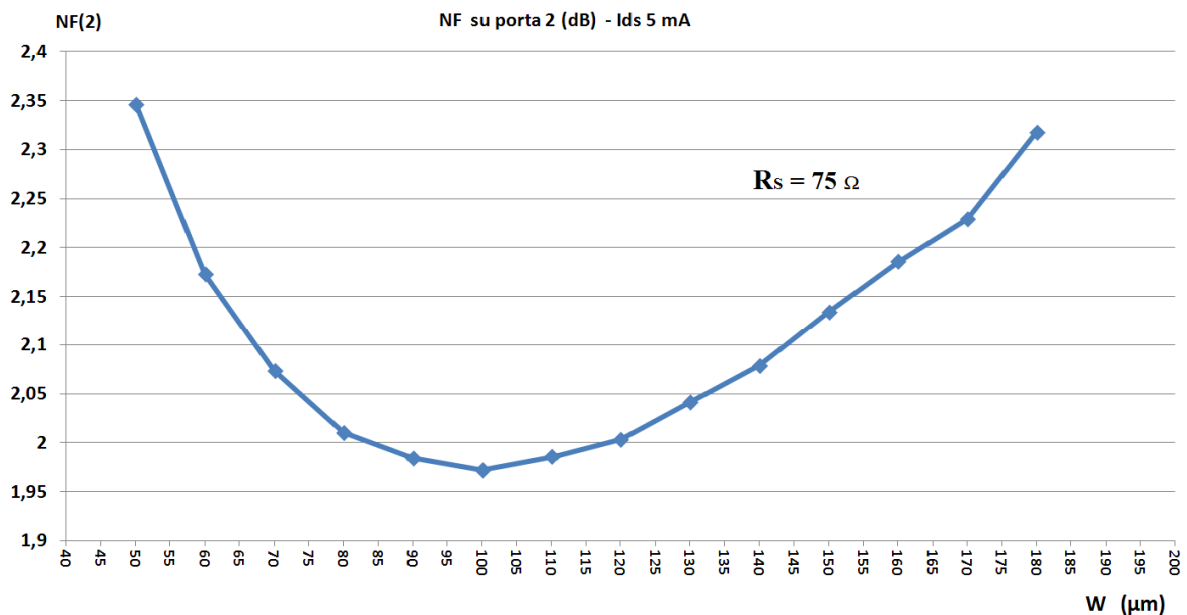


Figura 91

## Caso con $R_s = 100 \Omega$

La tabella-8 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $100 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore si ottiene quasi nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato e posso usare sia  $ng = 7$  che  $ng = 8$ ; la scelta cadrebbe su  $ng = 7$  che ha anche un  $G_T$  di poco superiore.

Frequenza (GHz)	$R_s (\Omega)$	$Q_{sp}$	$W_{on,p} (\mu m)$ calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	$R_{specchio} (\Omega)$	$L_s (pH)$	$L_g (nH)$	$C_d (pF)$	Zin	NF su porta 2 (dB)	$G_T (dB)$	$Z_{opt}$	NF min (dB)
5	100	4,5	67,36 / 30	3	260	151,3	23,62	0,9785	100 - j 0,105	2,5952	4,9981	279,9 + j 25,24	1,9256
5	100	4,5	67,36 / 40	4	415	372,25	16,98	0,974	100 + j 0,02127	2,2913	5,1022	237,5 + j 20,72	1,834
5	100	4,5	67,36 / 50	5	574	484,25	13,815	0,96	100 - j 0,002355	2,0924	5,053	208 + j 17,36	1,7731
5	100	4,5	67,36 / 60	6	735	564,5	11,73	0,957	100 - j 0,0007	1,97	4,9537	186,8 + j 14,04	1,7423
5	100	4,5	67,36 / 70	7	900	625	10,175	0,944	100 - j 0,04354	1,9144	4,748	169,8 + j 11,05	1,7518
5	100	4,5	67,36 / 80	8	1069	675,8	9	0,941	100 - j 0,269	1,8915	4,533	156,9 + j 8,351	1,7741
5	100	4,5	67,36 / 90	9	1238	720	8,092	0,929	100 - j 0,002992	1,9029	4,2872	146,1 + j 5,47	1,8199
5	100	4,5	67,36 / 100	10	1411	759,2	7,385	0,9245	100 - j 0,08936	1,9275	4,0645	137,9 + j 2,855	1,8679
5	100	4,5	67,36 / 110	11	1586	796	6,808	0,9125	100 - j 0,01791	1,9771	3,8195	130,7 + j 0,286	1,9354
5	100	4,5	67,36 / 120	12	1763	831,3	6,364	0,9095	100 - j 0,01786	2,0316	3,6	125,3 - j 2,286	2
5	100	4,5	67,36 / 130	13	1941	855	5,987	0,899	100 - j 0,01725	2,0796	3,4	120,8 - j 4,759	2,057
5	100	4,5	67,36 / 140	14	2121	902,4	5,704	0,8945	100 - j 0,01725	2,185	3,1391	120,8 - j 4,759	2,1671

Tabella 8

La Figura-92 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate  $W$ .

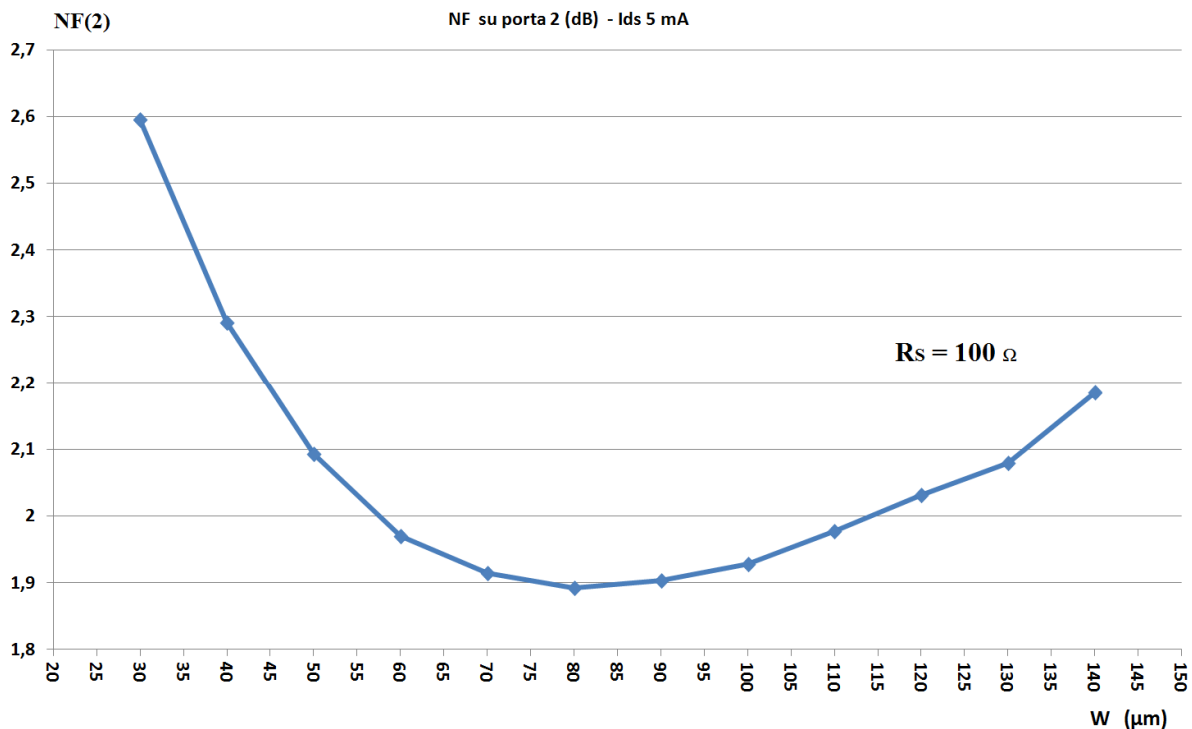


Figura 92

- $I_D = 10 \text{ mA}$  (per cui  $P_D = 30 \text{ mW}$ )

### Caso con $R_S = 30 \Omega$

La tabella-9 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $30 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore si ottiene quasi nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato e posso usare due MOS in parallelo sia con  $ng=11$  che  $ng=12$ ; la scelta cadrebbe su  $ng=11$  dato che la differenza è sulla terza cifra decimale.

Frequenza (GHz)	Rs ( $\Omega$ )	Qsp	Won,p ( $\mu\text{m}$ ) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	Rspecchio ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Lg (nH)	Cd (pF)	Zin	NF su porta 2 (dB)	Gr (dB)	Zopt	NF min (dB)
2 MOS in parallelo													
5	30	4,5	224,55 / 160	16	1068	124,7	4,445	0,86	$30 + j 0,103$	2,0976	14,651	$75,53 + j 7,737$	1,5368
5	30	4,5	224,55 / 180	18	1238	144,7	3,96	0,836	$30 + j 0,103$	2,0452	14,234	$75,53 + j 7,737$	1,5786
5	30	4,5	224,55 / 200	20	1411	160,1	3,57	0,828	$29,99 + j 0,08438$	2	14	$69,72 + j 6,748$	1,6161
5	30	4,5	224,55 / 220	22	1586	174	3,2475	0,808	$30 - j 0,02969$	1,9982	13,612	$64,64 + j 5,876$	1,6685
5	30	4,5	224,55 / 240	24	1763	186,6	2,9825	0,8	$29,97 + j 0,03658$	1,9936	13,4	$101,3 + j 10,23$	1,7136
5	30	4,5	224,55 / 260	26	1941	197,5	2,7613	0,776	$30 - j 0,01197$	2,0082	12,995	$57 + j 4,237$	1,7725
5	30	4,5	224,55 / 280	28	2122	207,8	2,5738	0,768	$30 + j 0,06122$	2,0234	12,8	$91,8 + j 9,3$	1,8223
5	30	4,5	224,55 / 300	30	2303	217	2,41	0,748	$30 + j 0,01699$	2,0558	12,4	$51,43 + j 2,863$	1,8859
5	30	4,5	224,55 / 320	32	2486	225,7	2,27	0,744	$29,99 + j 0,04962$	2,0843	12,221	$84,18 + j 8,351$	1,9389

Tabella 9

La Figura-93 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate W.

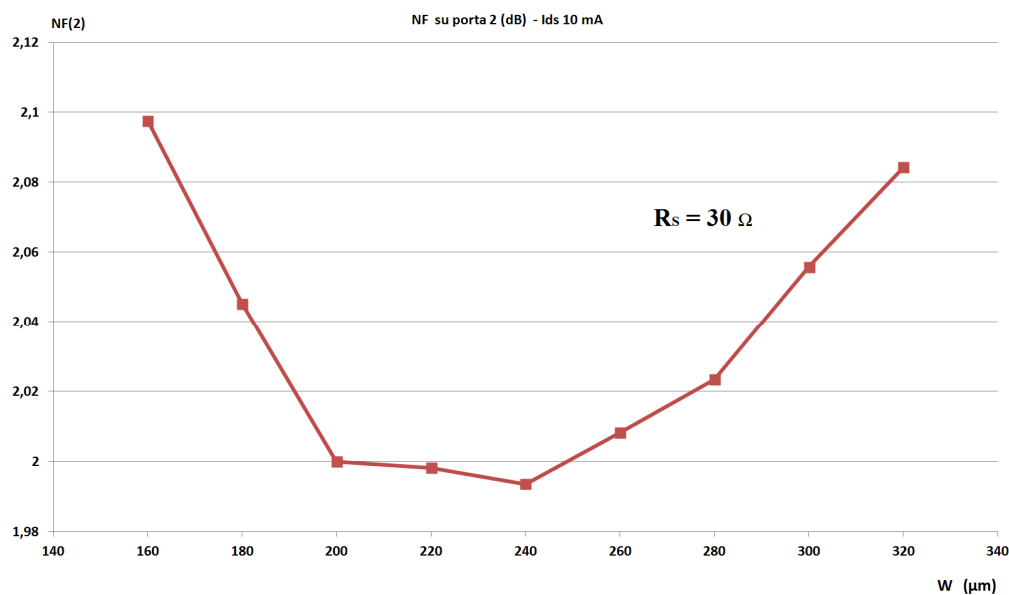


Figura 93

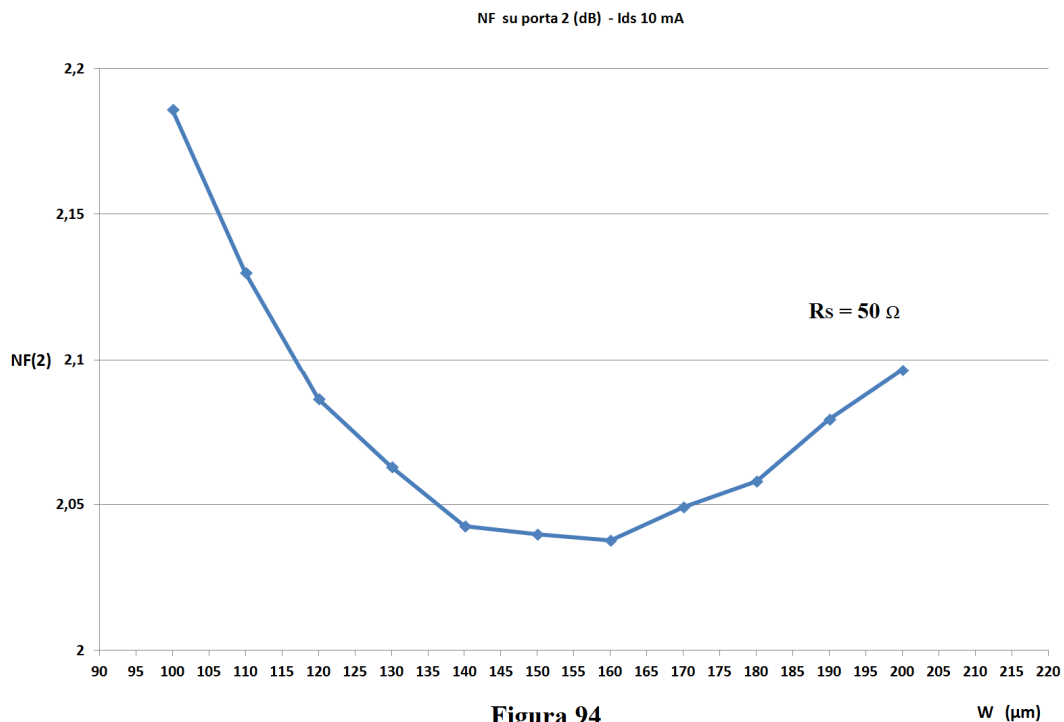
## Caso con $R_S = 50 \Omega$

La tabella-10 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $50 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore che si ottiene in questo caso non è proprio nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato ma è necessario incrementare la larghezza di Gate di circa 8%. Posso usare sia  $ng = 15$  che  $ng = 16$  dato che la differenza è sulla terza cifra decimale; naturalmente la scelta cade su  $ng = 15$ .

Frequenza (GHz)	Rs ( $\Omega$ )	Qsp	Won,p ( $\mu\text{m}$ ) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	Rspecchio ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Lg (nH)	Cd (pF)	Zin	NF su porta 2 (dB)	G <sub>r</sub> (dB)	Zopt	NF min (dB)
5	50	4,5	134,73 / 60	6	195	61,6	11,308	0,95	49,997 - j 0,001954	2,6702	11,026	179 + j 18,34	1,7243
5	50	4,5	134,73 / 70	7	253	112	9,6853	0,938	49,995 - j 0,00638	2,4933	11,083	161 + j 15,57	1,6916
5	50	4,5	134,73 / 80	8	311	153,5	8,4775	0,934	49,997 + j 0,02529	2,3631	11,06	148,7 + j 14,28	1,6761
5	50	4,5	134,73 / 90	9	370	184,9	7,5815	0,922	50 + j 0,003486	2,2665	10,962	134,9 + j 13,27	1,6755
5	50	4,5	134,73 / 100	10	429	212,1	6,892	0,918	49,99 - j 0,00024	2,1858	10,927	129 + j 11,56	1,6715
5	50	4,5	134,73 / 110	11	489	233,6	6,328	0,906	50 + j 0,0101	2,13	10,8	121,2 + j 10,25	1,6824
5	50	4,5	134,73 / 120	12	550	252,25	5,846	0,902	49,97 + j 0,03961	2,0863	10,73	114,6 + j 9,148	1,693
5	50	4,5	134,73 / 130	13	611	268,6	5,431	0,892	49,98 + j 0,000424	2,0628	10,556	108,6 + j 8	1,7183
5	50	4,5	134,73 / 140	14	897	283,9	5,07	0,8885	50 - j 0,01608	2,0425	10,45	103,8 + j 7,127	1,7366
5	50	4,5	134,73 / 150	15	980	297,3	4,755	0,878	50 + j 0,0178	2,0397	10,26	98,95 + j 6,154	1,7706
5	50	4,5	134,73 / 160	16	1064	310,3	4,48	0,875	50 + j 0,03877	2,0376	10,13	94,97 + j 5,28	1,7988
5	50	4,5	134,73 / 170	17	1149	322,1	4,2347	0,8645	50 + j 0,02392	2,0491	9,933	91,14 + j 4,447	1,8384
5	50	4,5	134,73 / 180	18	1233	333,5	4,0187	0,8615	50 - j 0,005834	2,058	9,813	87,97 + j 3,693	1,8704
5	50	4,5	134,73 / 190	19	1318	344	3,8267	0,8525	50 + j 0,0058	2,0792	9,626	87,97 + j 4,2	1,9134
5	50	4,5	134,73 / 200	20	1405	354,55	3,6547	0,8495	50 - j 0,014	2,0963	9,5	82,31 + j 2,217	1,9484

Tabella 10

La Figura-94 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate W.



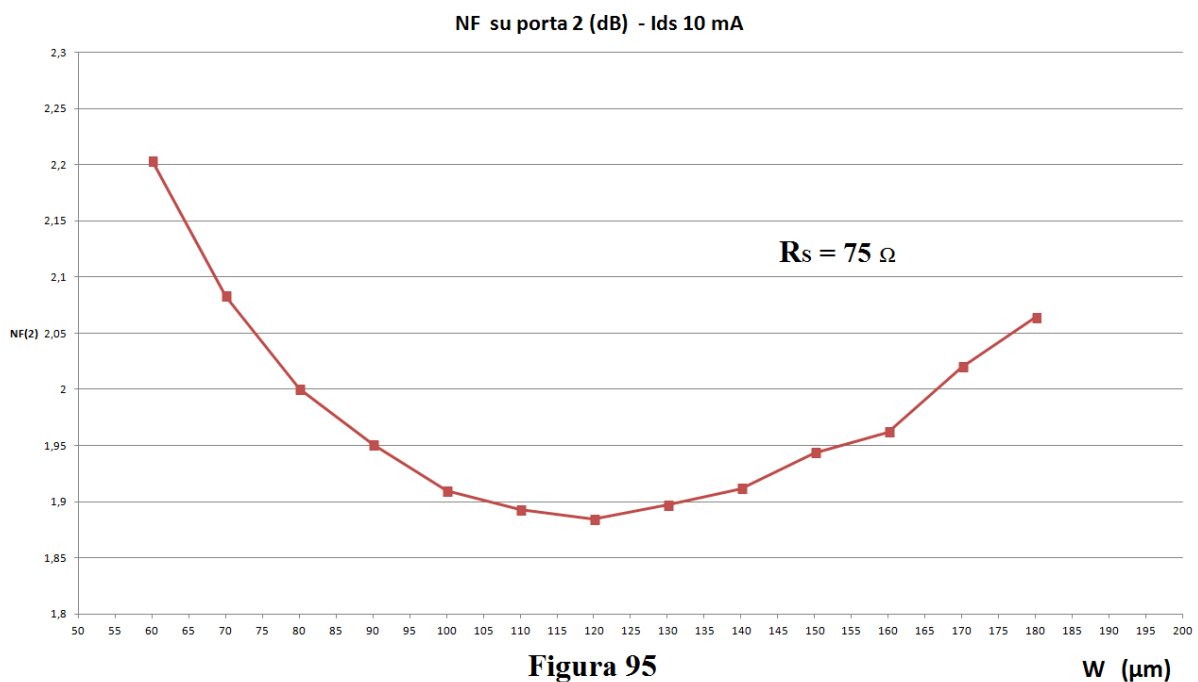
## Caso con $R_s = 75 \Omega$

La tabella-11 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $75 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore che si ottiene in questo caso non è proprio nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato ma è necessario incrementare la larghezza di Gate di circa 7,5% . Posso usare sia  $ng=11$  che  $ng=12$  dato che la differenza è sulla seconda cifra decimale; naturalmente la scelta cade su  $ng = 11$  .

Frequenza (GHz)	$R_s (\Omega)$	Qsp	Won,p (um) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	Rspecchio ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Lg (nH)	Cd (pF)	Zin	NF su porta 2 (dB)	$G_r$ (dB)	Zopt	NF min (dB)
5	75	4,5	89,82 / 60	6	260	321,5	11,247	0,9545	$75 + j 0,05681$	2,2031	7,556	$181,3 + j 14,87$	1,7446
5	75	4,5	89,82 / 70	7	337	366,7	9,6533	0,941	$75 - j 0,06737$	2,0828	7,629	$166 + j 13,35$	1,7169
5	75	4,5	89,82 / 80	8	414	406,4	8,48	0,9365	$75 + j 0,01954$	2	7,6	$153,6 + j 11,56$	1,7067
5	75	4,5	89,82 / 90	9	493	436,6	7,61	0,9245	$75 - j 0,03934$	1,9505	7,526	$142,9 + j 9,73$	1,713
5	75	4,5	89,82 / 100	10	572	462	6,96	0,9215	$75 + j 0,09174$	1,9097	7,4876	$134,5 + j 7,787$	1,7162
5	75	4,5	89,82 / 110	11	652	483,07	6,42	0,9095	$75 + j 0,02587$	1,8926	7,3849	$126,9 + j 6,048$	1,7359
5	75	4,5	89,82 / 120	12	733	503,2	5,97	0,905	$75 - j 0,06819$	1,8844	7,296	$120,8 + j 4,429$	1,756
5	75	4,5	89,82 / 130	13	815	521,8	5,5667	0,8945	$75 - j 0,4783$	1,8967	7,14	$115,1 + j 3,147$	1,7926
5	75	4,5	89,82 / 140	14	897	540,6	5,2583	0,8915	$75 - j 0,01072$	1,9115	7,0159	$110,5 + j 1,24$	1,826
5	75	4,5	89,82 / 150	15	981	558	4,971	0,881	$74,98 - j 0,0028$	1,9433	6,8366	$106,2 + j 0,2225$	1,8739
5	75	4,5	89,82 / 160	16	1064	572,8	4,729	0,8765	$75 - j 0,00769$	1,9619	6,719	$103 - j 1,78$	1,9034
5	75	4,5	89,82 / 170	17	1149	594,4	4,5198	0,8675	$75 - j 0,04641$	2,02	6,5	$99,40 - j 3$	1,9732
5	75	4,5	89,82 / 180	18	1234	614,1	4,35	0,8645	$75 - j 0,04641$	2,0641	6,3538	$99,40 - j 3$	2,0236

Tabella 11

La Figura-95 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate W.



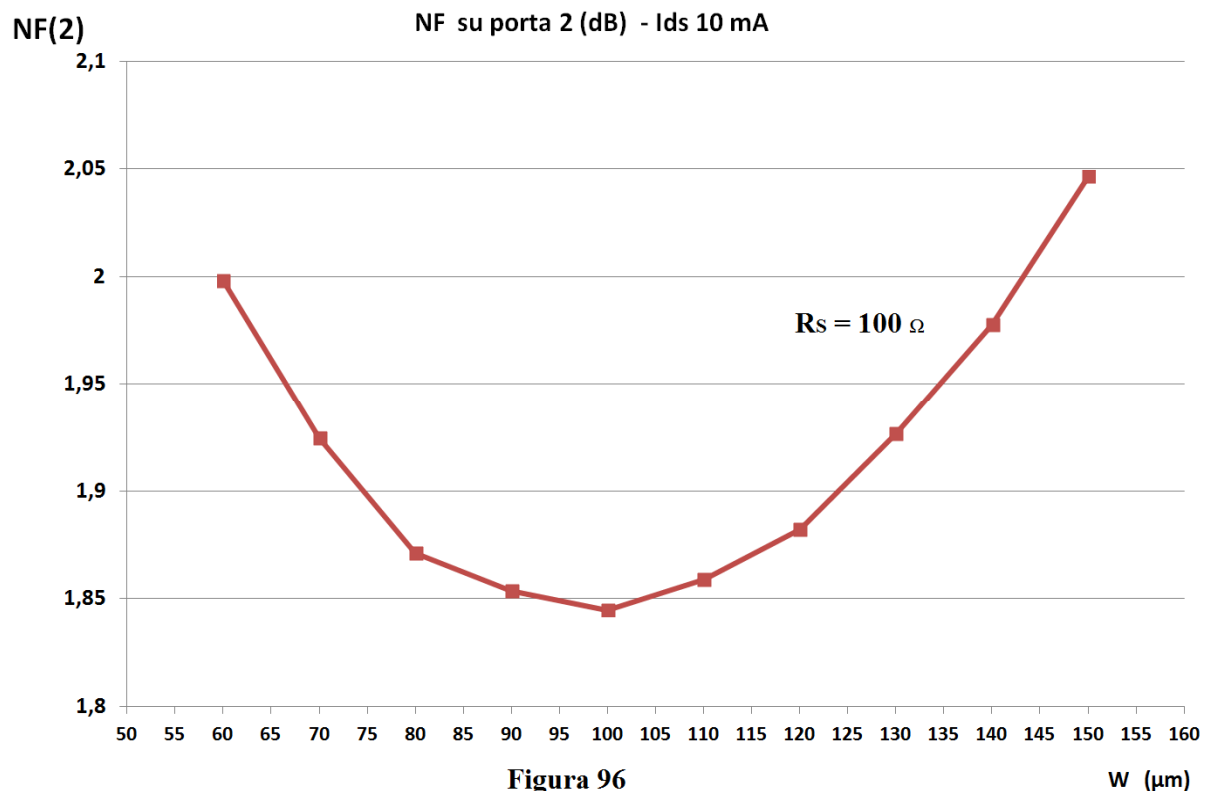
## Caso con $R_s = 100 \Omega$

La tabella-12 illustra i risultati delle simulazioni nel caso di terminazione pari a  $100 \Omega$ . Osservando i dati ottenuti si vede che il valore minimo per la Cifra di Rumore che si ottiene in questo caso non è proprio nelle stesse condizioni di  $W_{opt, P_D}$  calcolato ma è necessario incrementare la larghezza di Gate di circa 7% . Posso usare sia  $ng = 9$  che  $ng = 10$  dato che la differenza è sulla seconda cifra decimale; naturalmente la scelta cade su  $ng = 9$  .

Frequenza (GHz)	$R_s (\Omega)$	$Q_{sp}$	$W_{on,p}$ (um) calcolato/impostato	Numero di Gate (Finger)	$R_{specchio} (\Omega)$	$L_s$ (pH)	$L_g$ (nH)	$C_d$ (pF)	Zin1	NF su porta 2 (dB)	$G_r$ (dB)	Zopt1	NF min (dB)
5	100	4,5	67,36 / 60	6	260	578,2	11,28	0,956	$100 + j 0,03642$	1,998	5,0484	$185,7 + j 11,8$	1,773
5	100	4,5	67,36 / 70	7	337	619,1	9,726	0,9425	$100 - j 0,008742$	1,9248	5,1273	$171 + j 14,86$	1,7541
5	100	4,5	67,36 / 80	8	415	658,5	8,61	0,938	$100 - j 0,024$	1,8713	5,09	$158,8 + j 7,123$	1,7489
5	100	4,5	67,36 / 90	9	493	690	7,785	0,926	$100 + j 0,114$	1,8536	5,0127	$148,6 + j 4,597$	1,7644
5	100	4,5	67,36 / 100	10	572	717	7,18	0,923	$100 + j 0,114$	1,8447	4,9527	$148,6 + j 4,597$	1,7786
5	100	4,5	67,36 / 110	11	652	741,4	6,69	0,911	$100 + j 0,114$	1,8589	4,8451	$148,6 + j 4,597$	1,8108
5	100	4,5	67,36 / 120	12	733	767,5	6,3033	0,9065	$100 + j 0,01246$	1,8824	4,7259	$128,4 - j 3,27$	1,8462
5	100	4,5	67,36 / 130	13	815	793,4	5,96	0,896	$100 - j 0,0529$	1,9269	4,5591	$123,5 - j 5,616$	1,8998
5	100	4,5	67,36 / 140	14	897	825	5,6957	0,893	$100 - j 0,429$	1,9776	4,3852	$119,9 - j 7,953$	1,9553
5	100	4,5	67,36 / 150	15	980	855	5,482	0,8825	$100 - j 0,01846$	2,0465	4,181	$116,5 - j 10,64$	2,0269

Tabella 12

La Figura-96 mostra l'andamento della Cifra di Rumore in funzione della larghezza di Gate  $W$ .





In Figura-97 il confronto dei risultati ottenuti quando la  $I_D = 5 \text{ mA}$

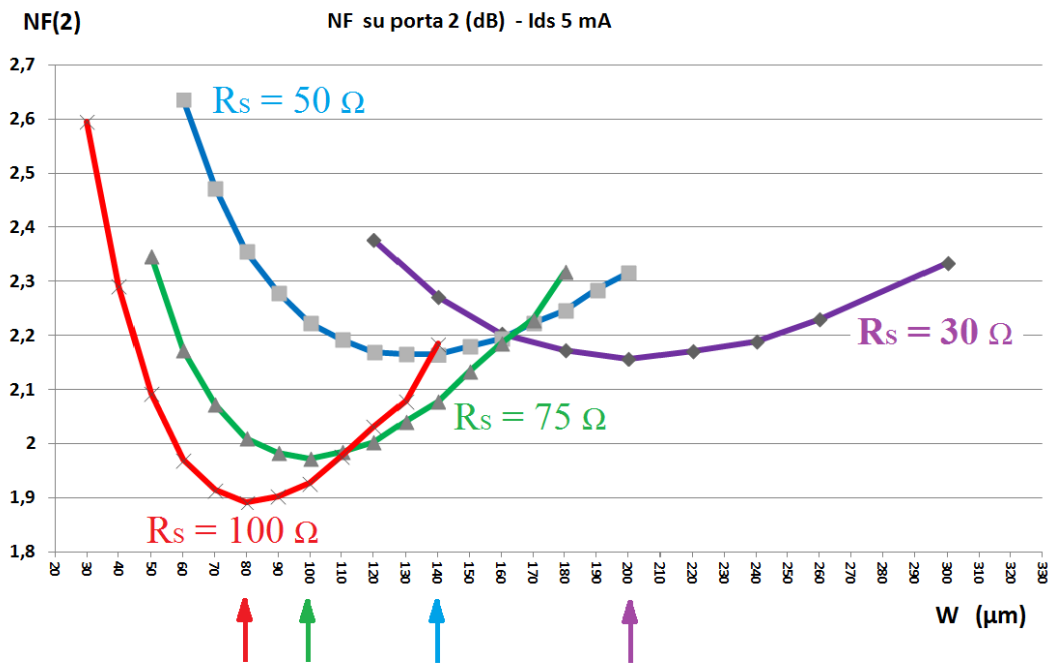


Figura 97

In Figura-98 il confronto dei risultati ottenuti quando la  $I_D = 10 \text{ mA}$

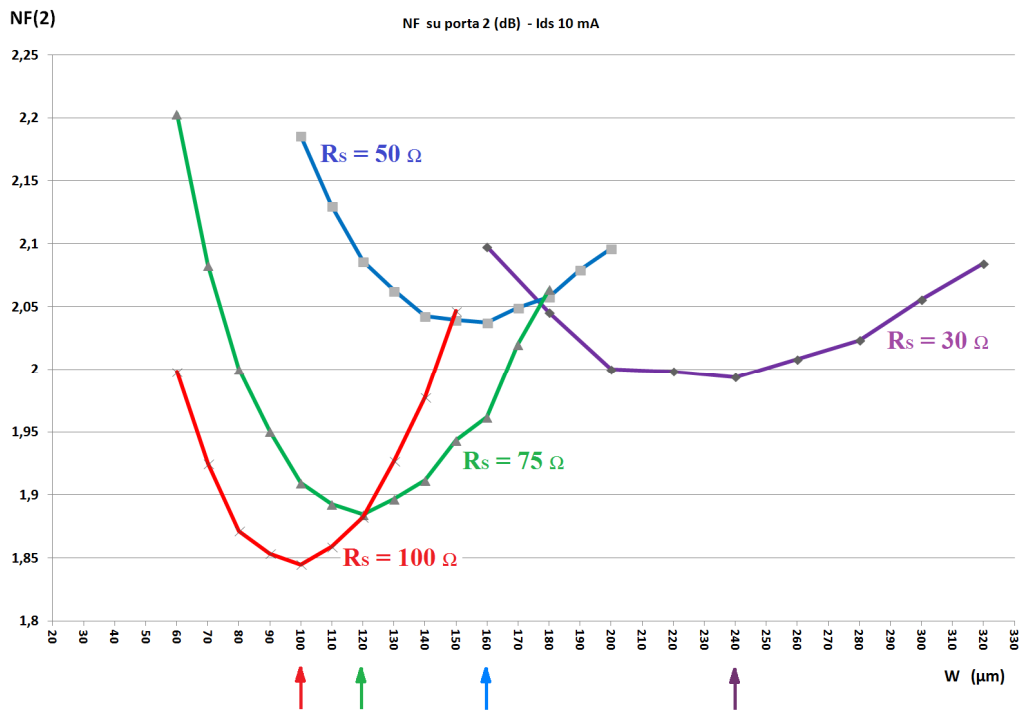


Figura 98

Le Figure 99 ÷ 102 mostrano come varia la  $W_{opt, P_D}$  quando varia la  $I_D$  di polarizzazione a parità di terminazione di ingresso.

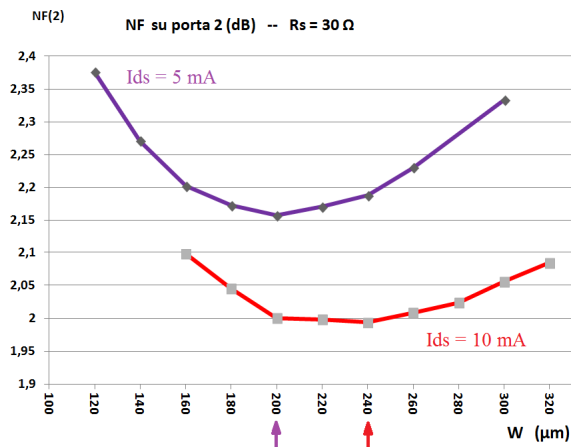


Figura 99

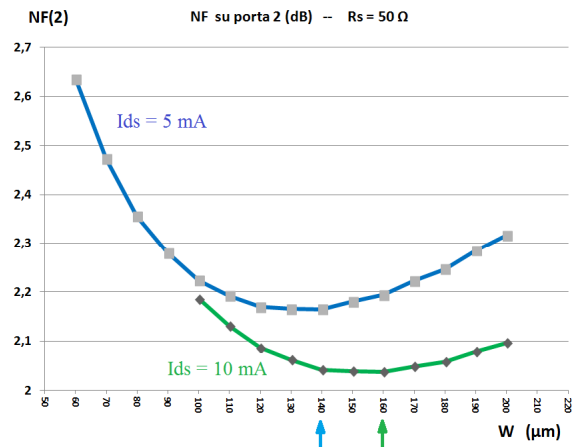


Figura 100

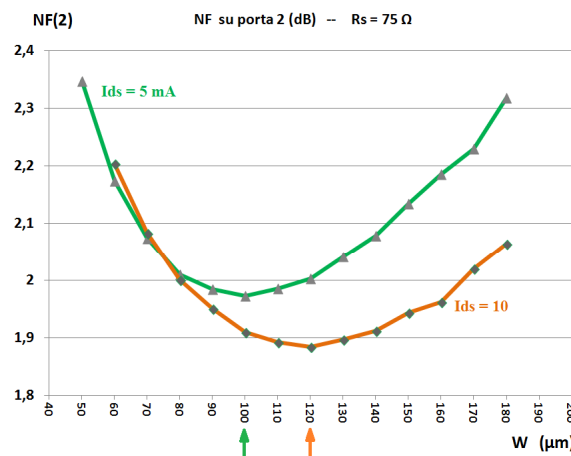


Figura 101

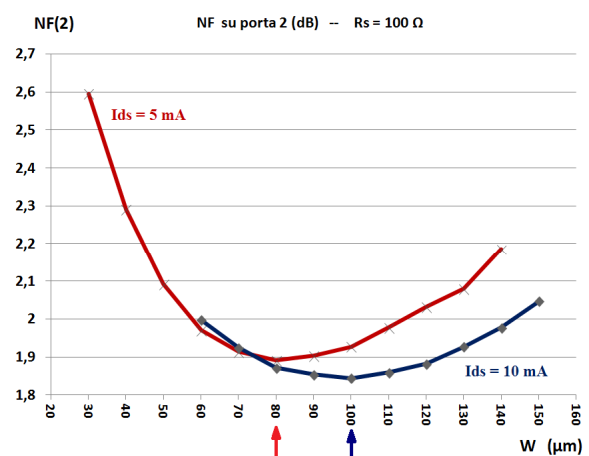
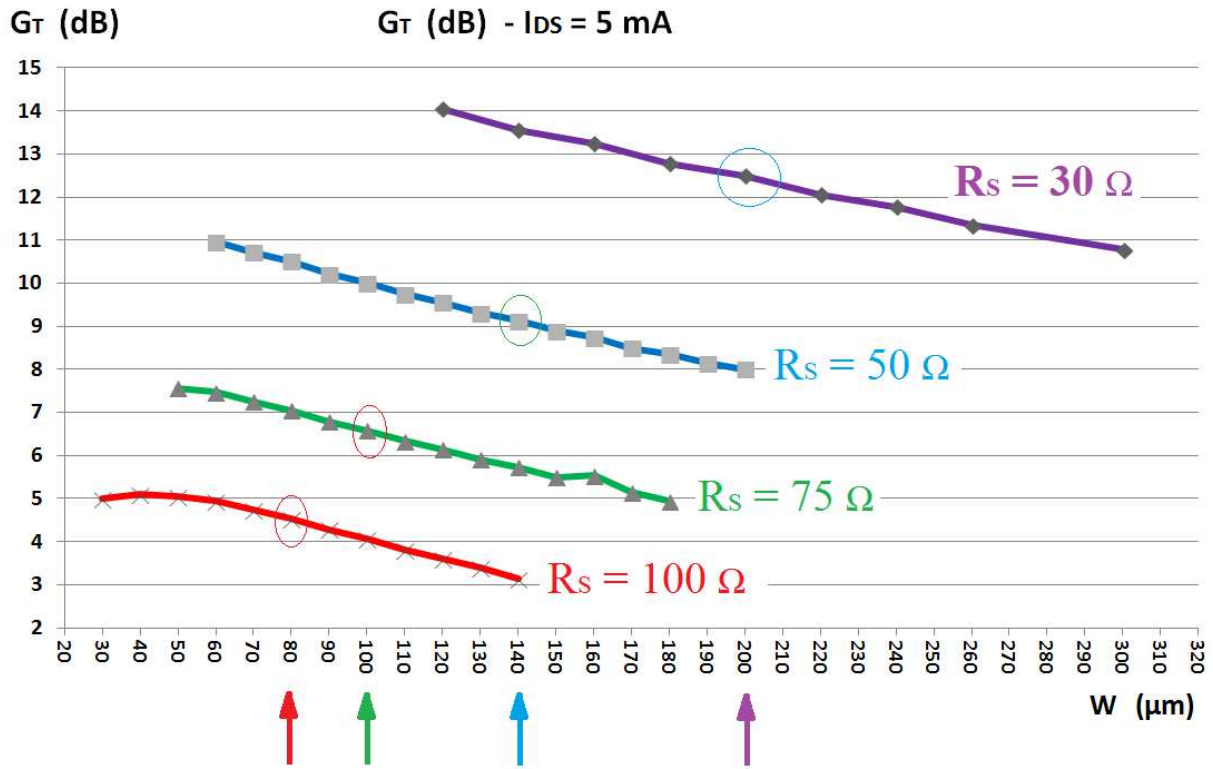


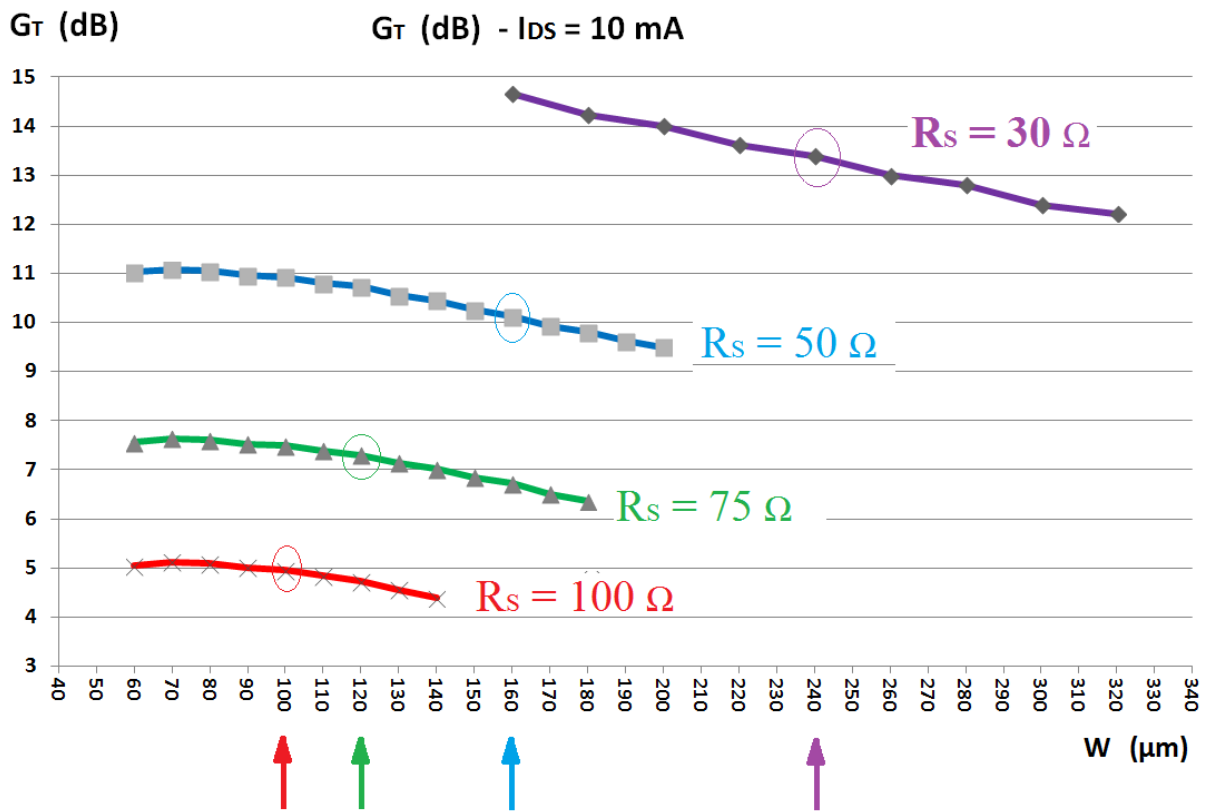
Figura 102

In tutti e quattro i casi focalizzando l'attenzione su  $W_{opt, P_D}$  si vede che con corrente di polarizzazione maggiore si ha una diminuzione della Cifra di Rumore; la Cifra di Rumore decresce anche al crescere della resistenza della sorgente  $R_S$ . I valori della Cifra di Rumore ottenuti con  $W_{opt, P_D}$  al variare di  $R_S$  si mantengono tutti nell'intervallo  $1,8 \text{ dB} < NF < 2,2 \text{ dB}$ .

Altro aspetto interessante è valutare il comportamento del massimo Guadagno di Potenza  $G_{T_{max}}$  (Guadagno di Trasduttore massimo) al variare di  $W$  fissata la resistenza di sorgente  $R_S$ . Le figure 103 ÷ 104 riassumono i risultati ottenuti con le simulazioni nei vari casi. I valori sono quelli delle tabelle da 5 a 12.



**Figura 103**



**Figura 104**

Osservando le figure 103 ÷ 104 si vede che col crescere del valore della terminazione d'ingresso  $R_S$  da  $30 \Omega$  a  $100 \Omega$ , in condizioni di adattamento in ingresso, a parità di segnale fornito dal generatore ideale della sorgente, il massimo Guadagno di Potenza  $G_{T_{max}}$  del LNA diminuisce; inoltre i valori di  $G_{T_{max}}$  decrescono quando  $W_{opt, P_D}$  diminuisce. In tutti i casi di  $R_S$  fissata, la pendenza con cui diminuisce il  $G_{T_{max}}$  al variare di  $W$  è molto simile; per di più i valori assunti da  $G_{T_{max}}$  a parità di  $R_S$  sono poco sensibili alla variazione di corrente di polarizzazione. Appare evidente dai grafici che per avere valori elevati di  $G_{T_{max}}$  occorre utilizzare MOS di grosse dimensioni. Sarà compito del progettista valutare dopo aver scelto  $W_{opt, P_D}$  quale valore di corrente di polarizzazione  $I_D$  utilizzare per mantenere la cifra di rumore al di sotto dei limiti imposti dalle specifiche.

A titolo d'esempio scegliendo una  $R_S = 100 \Omega$  la Cifra di Rumore come si vede in Figura 102 varia pochissimo tra i due valori di corrente e  $G_{T_{max}}$  varia di soli  $0,5 \text{ dB}$  per cui per ridurre il consumo di potenza è preferibile una  $I_D = 5 \text{ mA}$ . Scegliendo una  $R_S = 100 \Omega$  la Cifra di Rumore che si ottiene è la minore tra tutti i casi visti per cui se non interessa ottenere elevati valori di  $G_{T_{max}}$  apparentemente sembrerebbe la soluzione migliore se gli stadi successivi sono anch'essi a basso rumore ( formula di FRIIS a pagina 7).

Altro aspetto interessante riguarda il 'Matching' integrato; per realizzarlo occorre dimensionare correttamente sia l'induttanza di degenerazione  $L_S$  sia l'induttanza di Gate  $L_G$ . Le tabelle 5 ÷ 8 per  $I_D = 5 \text{ mA}$  mettono in evidenza che i valori ottenuti per  $L_S$  quando  $30 \Omega \leq R_S \leq 100 \Omega$  si incrementano ad ogni intervallo circa della quantità assunta quando  $R_S = 30 \Omega$  passando da  $176.5 \text{ pH}$  a  $676 \text{ pH}$  variando molto; per  $L_G$  l'intervallo dei valori va da  $3.59 \text{ nH}$  a  $9 \text{ nH}$  con un incremento minore. Per le tabelle 9 ÷ 12, caso  $I_D = 10 \text{ mA}$ , accade la stessa cosa ottenendo  $187 \text{ pH} < L_S < 717 \text{ pH}$  e  $3 \text{ nH} < L_G < 7 \text{ nH}$ . Occorrerà tener conto di questi valori per valutare lo spazio occupato su Silicio dagli induttori. La capacità  $C_D$  invece varia pochissimo in tutte le condizioni analizzate.

Come spesso accade in fase di progetto sarà necessario trovare un compromesso accettabile tra le possibili soluzioni tecniche.

## Conclusioni

Il lavoro di questa tesi ha avuto come obiettivo la valutazione del comportamento di amplificatori a basso rumore (LNA) a MOS operanti alle frequenze dell'ordine dei GHz, quando si utilizzano terminazioni in ingresso diverse dallo standard di  $50 \Omega$ . Questa scelta è suggerita dall'evoluzione che ha avuto la tecnologia attuale che a frequenze dell'ordine dei GHz, permette l'integrazione su 'chip' del sistema d'antenna, consentendo di esplorare nuovi metodi d'interfacciamento non più rigidamente vincolati alle terminazioni degli standard tradizionali. La possibilità di realizzare entrambi i sistemi, antenna e LNA su 'chip', aggiunge un grado di libertà in più al progettista permettendogli di ottimizzare le prestazioni di entrambi i blocchi sfruttando la flessibilità in fase di progettazione fornita dal sistema antenna integrata. Alla base di tutto troviamo il progetto del MOS, che richiede di essere ottimizzato per consentire al LNA di occupare poco spazio su Silicio, introdurre il minor rumore possibile, permettere di ridurre i consumi del 'Front End' e consentire l'adattamento alla terminazione che sarà a questo punto costituita dal sistema d'antenna integrato. Abbiamo visto che rispetto all'approccio classico in cui si stabilisce a priori il modello con cui ricavare la Cifra di Rumore minima è possibile utilizzare la tecnica per ottimizzare il rumore proposta da Thomas H. Lee chiamata "Progetto Vincolato al Consumo" che in fase di progetto consente, fissato il massimo consumo di potenza  $P_D$  (o il massimo guadagno  $G_m$ ), di bilanciare il rumore, il guadagno, l'adattamento e la potenza. Abbiamo trovato che il "Progetto Vincolato al Consumo" permette di costruire MOS di dimensioni molto inferiori rispetto al caso classico assicurando una Cifra di Rumore comparabile con quella minima ottenibile in condizioni normali ma con consumi decisamente maggiori. Tra le possibili topologie circuitali dei LNA analizzati la scelta è caduta sul Cascode a singola terminazione che ha le prestazioni migliori in condizioni di banda stretta, soluzione circuitale utilizzata per le simulazioni. I quattro casi di terminazione d'ingresso messi a confronto hanno fornito risultati incoraggianti nei confronti del rumore d'uscita del LNA, rumore che rimane all'interno di un intervallo di valori comparabile con lo standard a  $50 \Omega$ . La stessa cosa non si può dire per il guadagno di potenza  $G_{T_{\max}}$  che, quando mi riferisco alla larghezza di Gate  $W_{opt, P_D}$ , varia da un caso all'altro di minimo 2,5 dB e passando da  $R_s = 30 \Omega$  a  $R_s = 100 \Omega$  di ben 8,5 dB.

Un aspetto ancora da esplorare potrebbe essere quello di valutare se i comportamenti riscontrati con la tecnologia  $0,35 \mu m$  possano essere ripetuti con altre tecnologie con dimensioni minori della lunghezza di Gate.

# Elenco delle figure

## Capitolo 1

<i>Figura</i>		pagina
1	Catena di ricezione del Front End .....	6
2	Punto di Compressione ad 1 dB .....	8
3	Punto di intercetta del 3° Ordine .....	8
4	Schema di principio per ricavare il Punto di intercetta del 3° Ordine .....	8
5	Punto di intercetta del 3° Ordine ottenuto col simulatore ADS .....	9
6	Schema elettrico dell' Amplificatore Cascode a singola terminazione ( <i>Cascoded common-source</i> ) .....	10
7	Schema elettrico dell' Amplificatore a reazione con derivazione ( <i>Shunt Feedback Amplifier</i> ) .....	10
8	Schema elettrico dell' Amplificatore cascode ripiegato ( <i>Folded cascode amplifier</i> ) .....	11
9	Schemi elettrici funzionali degli amplificatori di figure 6, 7 e 8 .....	15
10	Cifra di Rumore degli amplificatori di figura 9 .....	16
11	Guadagno di Potenza degli amplificatori di figura 9 .....	17
12	Fattore di Stabilità <i>K</i> degli amplificatori di figura 9 .....	17
13	Immagine del Layout del LNA di figura 14 .....	18
14	LNA cascode ripiegato CMOS realizzato su Silicio .....	18
15	Guadagno di Potenza e Cifra di Rumore al variare della frequenza del LNA di figura 14 .....	19
16	LNA di figura 14: parametri S per il miglior adattamento di impedenza d'ingresso e Punto di intercetta del 3° Ordine ottenuto con due toni da 5,5 GHz e 5,55 GHz .....	19
17	Circuito equivalente d'antenna .....	20
18	Trasformatore simmetrico a spirale su 'chip' (layout) .....	20
19	LNA differenziale MOS ad emettitori accoppiati .....	20
20	LNA a MOS con stadio single-ended e differenziale .....	21
21	Amplificatore differenziale a basi accoppiate ( <i>Base Coupled Differential amplifier (BCD)</i> ) .....	22
22	Amplificatore differenziale ad emettitori accoppiati con BJT	22
23	Topologia ECD ( <i>Emitter Coupled Differential</i> ) e topologia DSD ( <i>Emitter Stage Differential amplifier</i> ) .....	24
24	Layout su 'chip' delle topologie di Figura-21 .....	25

25	Topologia BCD ( <i>Base Coupled Differential amplifier</i> ) utilizzata per le simulazioni	26
26	Risultato di una simulazione nell'intorno della frequenza di 2,44 GHz per valutare il comportamento del segnale d'uscita $V_{out+}$ e $V_{out-}$ rispetto a massa dell'amplificatore BCD differenziale a basi accoppiate di Figura-25	27
27	Modello di un resistore affetto da Rumore <i>Termico</i>	31
28	Spettro di <i>Rumore Bianco</i> (white noise)	31
29	Modello di un diodo affetto da Rumore <i>Shot</i>	33
30	Confronto tra Densità Spettrali di Potenza per sorgenti di rumore Flicker e Termico / Shot	33
31	Modello classico del MOS per bassa frequenza	34
32	Modello del MOS di A. van der Ziel in alta frequenza	35
33	Modello Rumore Termico di Canale	36
34	Natura "distribuita" del dispositivo MOS	37
35	Modello Rumore Termico di Gate	39
36	Trasformazione di generatore di rumore blu in generatore di rumore bianco	40
37	Modello del MOS con generatore di rumore d'ingresso Equivalente bianco dopo la trasformazione del generatore di rumore blu in ingresso.	41
38	Sorgenti di rumore Flicker tra Drain e Source del MOS	42
39	Equivalente di quadripolo rumoroso	43
40	MOS: generatori di rumore interni riportati in ingresso e modello non rumoroso	43
41	Equivalente di Thevenin del rumore in ingresso al MOS	45
42	Parametri di merito ( <i>Figure of Merit</i> ) per dispositivi RF	57
43	Andamento della $f_T$ e di $f_{max}$ del MOS per diverse tecnologie in funzione della densità di corrente di polarizzazione $I_{DS}/W$	57
44	Andamento della $f_T$ del MOS per diverse lunghezze di canale a parità di tecnologia in funzione della densità di corrente di polarizzazione $I_{DS}/W$	58
45	Andamento della $f_T$ del MOS al variare di $V_{DS}$ , temperatura e tensione di soglia $V_T$ a parità di tecnologia in funzione della densità di corrente di polarizzazione $I_{DS}/W$	59
46	Andamento della $NF_{min}$ del MOS al variare della tecnologia e della frequenza in funzione della densità di corrente di polarizzazione $I_{DS}/W$	59

47	Confronto dell'andamento della $f_T$ tra singolo MOS e stadio Cascode e andamento della $NF_{\min}$ al variare della frequenza in funzione della densità di corrente di polarizzazione $I_{DS}/W$ .....	60
----	---	----

## Capitolo 2

<i>Figura</i>		pagina
48	Schema di principio di stadio Cascode per LNA a BJT ..	61
49	Modello per piccolo segnale del transistor per radiofrequenza	61
50	Grafico di $R_{ON}$ del transistor in funzione di $I_C$ .....	63
51	$NF_{\min}$ del transistor in funzione di $J_C$ .....	63
52	Schema elettrico di LNA a BJT con 'Matching' Integrato ...	64
53	Modello a piccolo segnale dello stadio CE del Cascode con induttanze su Base e Emittitore .....	65
54	Schema elettrico di LNA a MOS con 'Matching' Integrato ..	67
55	Modello a piccolo segnale dello stadio CS del Cascode con induttanze su Drain e Source .....	68
56	Modello a piccolo segnale dello stadio di ingresso di LNA Cascode con 'Matching' Integrato e generatori di Rumore .....	71
57	Comportamento di $NF$ quando variano $P_D$ e $\rho$ .....	79
58	Comportamento di $NF$ al variare di $Q_S$ .....	81
59	Comportamento di $P_D$ al variare di $Q_S$ .....	81

## Capitolo 3

60	ADS – Finestra d'avvio per scelta rapida progetto .....	85
61	ADS – Finestra 'Main' con cartelle progetto .....	86
62	ADS – Finestra principale per disegno schema elettrico	86
64	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	87
65	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	87
66	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	87
67	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	88
68	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	88
69	ADS – Dettaglio di Figura-62 .....	88
70	ADS – Esempio di possibili simulazioni attivabili .....	89



71	ADS – Esempio di Schema elettrico con uso di simboli .....	89
72	ADS – ‘Port’ per connessioni con simboli di circuito ed altre funzioni .....	89
73	ADS – Esempio di Schema elettrico con MOS .....	90
74	ADS – Risultato di simulazione con schema di Figura-73 .....	90
75	ADS – Dettaglio di Figura-74 .....	91
76	ADS – Dettaglio di Figura-74 .....	91

## Capitolo 4

77	Immagine del foglio di lavoro utilizzabile per realizzare il progetto dello schema elettrico e per le simulazioni .....	96
78	Schema elettrico LNA progettato per le simulazioni .....	97
79	Schema LNA completo di terminazioni e alimentazione .....	98
80	Comportamento di $Q_{S,opt,P_D}$ al variare di $R_S$ .....	99
81	ADS – Impostazioni per ottenere $R_{ref}$ .....	99
82	ADS – Risultato simulazione per ottenere $R_{ref}$ .....	100
83	ADS – uso della funzione ‘Parameter Sweep’ per far variare $L_S$ .....	101
84	ADS – uso della funzione ‘Parameter Sweep’ per far variare $L_G$ .....	102
85	ADS – uso della funzione ‘Parameter Sweep’ per far variare $C_{res}$ per ottiene il massimo guadagno di potenza $G_{T,max}$ .....	103
86	ADS – uso delle funzioni $Z_{in} - nf(2) - PwrGain$ .....	104
87	ADS – uso delle funzioni $Z_{opt} - NF_{min}$ .....	104
88	Confronto tra i valori trovati per $nf(2)$ e $NF_{min}$ .....	104
89	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 5 mA$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 30 \Omega$ .....	105
90	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 5 mA$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 50 \Omega$ .....	106
91	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 5 mA$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 75 \Omega$ .....	107
92	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 5 mA$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 100 \Omega$ .....	108
93	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 10 mA$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 30 \Omega$ .....	109

94	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 50 \Omega$ .....	106
95	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 75 \Omega$ .....	107
96	Risultato della simulazione quando $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ : nf(2) al variare di W quando $R_S = 100 \Omega$ .....	106
97	Confronto dei risultati delle simulazioni quando $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ : nf(2) funzione di W al variare di $R_S$ .....	113
98	Confronto dei risultati delle simulazioni quando $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ : nf(2) funzione di W al variare di $R_S$ .....	113
99	Come varia la $W_{opt, P_D}$ quando varia la $I_{DS}$ di polarizzazione a parità di terminazione di ingresso $R_S = 30 \Omega$ .....	114
100	Come varia la $W_{opt, P_D}$ quando varia la $I_{DS}$ di polarizzazione a parità di terminazione di ingresso $R_S = 50 \Omega$ .....	114
101	Come varia la $W_{opt, P_D}$ quando varia la $I_{DS}$ di polarizzazione a parità di terminazione di ingresso $R_S = 75 \Omega$ .....	114
102	Come varia la $W_{opt, P_D}$ quando varia la $I_{DS}$ di polarizzazione a parità di terminazione di ingresso $R_S = 100 \Omega$ .....	114
103	Confronto dei risultati delle simulazioni quando $I_{DS} = 5 \text{ mA}$ : $G_{T_{max}}$ funzione di W al variare di $R_S$ .....	115
104	Confronto dei risultati delle simulazioni quando $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ : $G_{T_{max}}$ funzione di W al variare di $R_S$ .....	115

# Elenco delle Tabelle

<i>Tabella</i>		pagina
1	Confronto delle prestazioni di tre LNA in tecnologia CMOS - 90 nm a 5,8 GHz .....	14
2	Confronto delle prestazioni di tre LNA in tecnologia CMOS - 180 nm a 5,9 GHz .....	14
3	Comportamento del LNA di figura 14 quando se ne modifica la polarizzazione .....	18
4	Risultati della simulazione dei tre casi di Figure 23 e 25 .....	27
5	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 30 \Omega$ e $I_{DS} = 5 mA$ .....	105
6	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 50 \Omega$ e $I_{DS} = 5 mA$ .....	106
7	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 75 \Omega$ e $I_{DS} = 5 mA$ .....	107
8	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 100 \Omega$ e $I_{DS} = 5 mA$ .....	108
9	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 30 \Omega$ e $I_{DS} = 10 mA$ .....	109
10	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 50 \Omega$ e $I_{DS} = 10 mA$ .....	110
11	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 75 \Omega$ e $I_{DS} = 10 mA$ .....	111
12	Risultati delle simulazioni quando $R_S = 100 \Omega$ e $I_{DS} = 10 mA$ .....	112

## Bibliografia

- [1] T. H. Lee (2004),  
« *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits* », 2nd edition.
- [2] Derek K. Shaeffer and Thomas H. Lee  
« *A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier* ».  
« *1,5V 1,5 GHz CMOS LNA - Power constraints - Corrections on 1,5V 1,5GHz LNA*».
- [3] Timothy O. Dickson, Kenneth H. K. Yau, Theodoros Chalvatzis, Alain M. Mangan, katerina Laskin, Rudy Beerkens, Paul Westergaard, Mihai Tazlauanu, Ming-Ta Yang, and Sorin P. Voinigescu (2006),  
« *The Invariance of Characteristic Current Densities in Nanoscale MOSFETs and Its Impact on Algorithmic Design Methodologies and Design Porting of Si(Ge) (Bi)CMOS High-Speed Building Blocks* ».
- [4] Giovanni Girlando and Giuseppe Palmisano  
« *Noise Figure and Impedance Matching in RF Cascode Amplifiers* ».
- [5] Kenneth S. Kundert  
« *Introduction to RF Simulation and Its Application* ».
- [6] Michael Angelo G. Lorenzo, Maria Theresa G. de Leon  
« *Comparison of LNA Topologies for WiMAX Applications in a Standard 90-nm CMOS Process* ».
- [7] D. Linten, L. Aspemyr, W. Jeamsaksiri, J. Ramos, A. Mercha, S. Jenei, S. Thijs, R.Garcia, H. Jacobsson, P. Wambacq, S. Donnay and S. Decoutere  
« *Low-power 5 GHz LNA and VCO in 90 nm RF CMOS* ».
- [8] Kavyashree.P, Dr. Siva S Yellampalli  
« *The Design of Low Noise Amplifiers in Nanometer Technology for WiMAX Applications* ».
- [9] S. Di Pascoli, L. Fanucci, B. Neri and D. Zito  
« *Base coupled differential amplifier: a new topology for RF integrated LNA*».
- [10] Aldert van der Ziel  
« *The causes for the increase of the admittances of modern High-Frequency Amplifier Tubes on Short Waves ,Proc .IRE* ».
- [11] A.van der Ziel (1986)  
« *Noise in Solid State Device and Circuit* ».