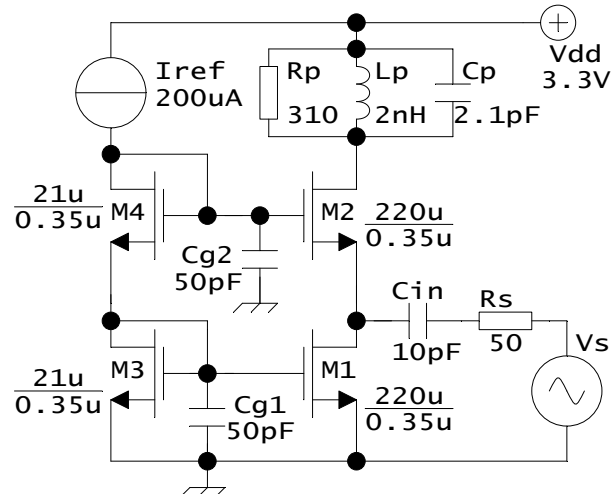


Progettazione di circuiti integrati analogici

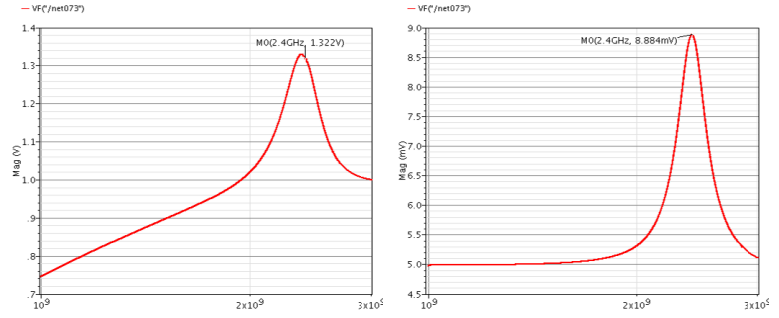
HOMEWORK 2, GRUPPO: MARCO PIOVESAN, MATTEO RIGO

Si vuole progettare un amplificatore a basso rumore (LNA) in configurazione gate comune, si sceglie di usare la configurazione *cascode* dello specchio di corrente come visibile sotto. Per prima cosa si nota il vincolo riguardante il parametro di scattering S_{11} : $\Gamma_{in, dB} < -10$ dB quindi $\Gamma_{in} = 10^{\frac{\Gamma_{in, dB}}{20}} \cong 0.316$. In condizioni di adattamento ovvero per $\Gamma_0 = R_{in} = 50 \Omega$ si può ricavare un vincolo sul valore massimo di capacità che può assumere l'ingresso (vedi appendice) e si ricava $C_{in, MAX} = \frac{1}{\pi f R_{in}} \sqrt{\frac{\Gamma_{in}}{1-\Gamma_{in}}} = 1.8$ pF. Al nodo di ingresso al source vi sono i contributi capacitivi del MOS in C.G.

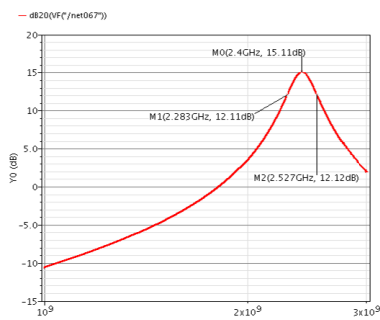
e del MOS che lo polarizza in corrente, brevemente le capacità si possono riassumere come $C_{in} = C_{db1} + C_{gd1} + C_{gs2} + C_{sb2}$ e tali valori possono essere espressi in termini di W nel modo seguente $C_{in, MAX} = 2 \cdot (C_{ox} \cdot L + C_{GS0} + C_{sb(n)}) \cdot W \cong 1.8$ pF e quindi si ricava il vincolo $W_{MAX} = 285 \mu m$. Nella configurazione C.G. è noto che l'impedenza d'ingresso in prima approssimazione è quella vista dal source di M2 che vale $R_{IN} = g_{m2}^{-1}$ e imponendo $R_{IN} = 50 \Omega$ per avere l'adattamento con il carico risulta $g_{m2} = 20$ mS. Fissato il g_m si trova la corrente minima. Questo valore deve tenere conto della condizione di debole inversione che impone un vincolo sul fattore di merito $\frac{g_m}{I_D}$, nel caso specifico si sceglie $\frac{g_m}{I_D} = 10$ e quindi con $g_m = 20$ mS si ha $I_{D, min} = 2$ mA. Come scelta progettuale si assume $L = L_{min} = 0.35 \mu m$ per ridurre le capacità parassite. Dalla formula in appendice si ricava $W = \frac{L \cdot g_m^2}{2 \mu C_{ox} I_D} \cong 210 \mu m$. Nel **tank RLC** la frequenza di accordo del filtro risonante è di $\omega_0 = 2\pi \cdot 2.4$ GHz, si sa dalla specifica che $\frac{\omega_{\pm 3 dB}}{\omega_0} = 0.1 = Q^{-1}$ quindi è noto il valore del fattore di qualità $Q = 10$. Sempre dalle specifiche si desidera un guadagno di $(A_v)_{dB} = 15$ dB quindi $A_v = 10^{\frac{15}{20}} = 5.623$, da questo si può usare il fatto che il guadagno intrinseco risulta $A_v = g_m \cdot R_{out}$ quindi è necessario avere $R_{out} = \frac{A_v}{g_{m2}} = A_v \cdot R_{IN} \cong 282 \Omega$. Sapendo che $R_{out} = R_P || r_0$ risulta $R_P = \frac{r_0 \cdot R_{out}}{r_0 - R_{out}} \cong 310 \Omega$, il MOS ha infatti dalla simulazione un valore $r_0 = 3.42 K\Omega$. A questo punto si può calcolare il valore di C_P perché è stato fissato il valore di R_P e la banda passante a -3 dB vale $\omega_{\pm 3 dB} = [R_P \cdot C_{\bar{p}}]^{-1}$ e quindi $C_{\bar{p}} = [R_P \cdot \omega_{\pm 3 dB}]^{-1} = 2.15$ pF. Infine troviamo il valore di induttanza L con $\omega_0 = [\sqrt{LC_{\bar{p}}}]^{-1} \Rightarrow L = [C_{\bar{p}} \cdot \omega_0^2]^{-1} = [2.15 \cdot 10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 2.4 \cdot 10^9)^2]^{-1} \cong 2$ nH. La capacità $C_P = C_{\bar{p}} - C_{parassite} = 2.1$ pF perché da una simulazione in frequenza risulta un valore di $C_{parassite} \cong 50$ fF. Per separare la corrente di polarizzazione dal segnale di ingresso è opportuno dimensionare un **condensatore di disaccoppiamento** C_f da porre in serie all'ingresso. Il condensatore in condizione di adattamento si trova in serie in prima approssimazione alla $R_{IN} = 50 \Omega$ dell'ingresso e anche alla R_{OUT} della sorgente formando un filtro passa alto; in condizioni di adattamento la pulsazione di taglio a -3 dB si trova a $\omega_0 = (2R_{IN} \cdot C_f)^{-1}$ quindi $C_{f, min} = (2R_{IN} \cdot \omega_0)^{-1} \cong 4.6$ pF. È opportuno scegliere un valore più grande rispetto a $C_{f, min}$ in modo da garantire che l'attenuazione dovuta a questa capacità sia trascurabile e per questo motivo si sceglie un valore di $C_f = 10$ pF, in questo modo nella banda interessata si può considerare in prima approssimazione come un cortocircuito. La **polarizzazione** del MOS in configurazione C.G. è fatta con uno specchio di corrente. I due MOS sono polarizzati dalla serie di due mos in cascata entrambi chiusi a diodo con un generatore di corrente. Questa soluzione semplice è sufficiente in quanto non ci sono valori molto stretti in termini di V_{DS} e V_{OV} . Al fine di risparmiare potenza si riducono tutte le grandezze nel ramo di riferimento di un fattore 10 quindi $I_{REF} = 200 \mu A$, $W_{M3} = W_{M4} = 21 \mu m$ con $L = 0.35 \mu m$. Dopo il ridimensionamento però risulta un valore di g_m ridotto di circa il 10%, per riportarci dentro le specifiche è sufficiente un aumento del W dei MOS M1 e M2 del 4%, risulta allora $W_{M1} = W_{M2} = 220 \mu m$. **Simulazioni:** dalla simulazione si scopre un problema interessante (riportato nella fig. a sinistra) nel momento in cui c'è lo scaling per i valori di W nel ramo con I_{REF} . Il problema in questione riguarda l'impedenza dei nodi di gate: si scopre che alla frequenza di risonanza la tensione sale a circa 1.32 V contrariamente a quanto ci si aspetta dalla teoria che considera questi nodi connessi a massa nel modello ai piccoli segnali. I feedback



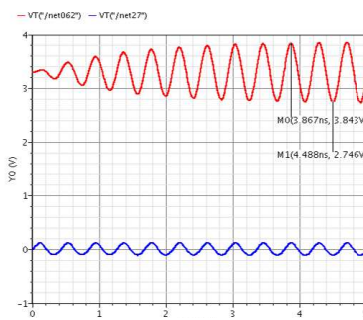
capacitivi dovuti a C_{gs} nel C.G. e C_{gd} infatti non sono più trascurabili e le conseguenze sono due: la riduzione del guadagno A_V di circa 4 dB e l'abbassamento dell'impedenza d'ingresso. La soluzione che si adotta per riportare a massa i gates è l'aggiunta di un condensatore connesso tra gate e massa che permette di ottenere



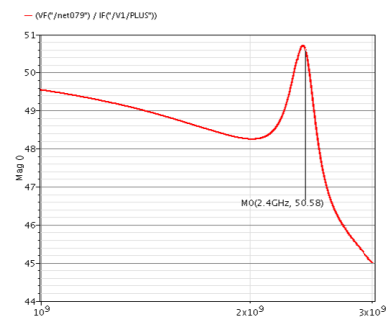
un partitore capacitivo. Si sceglie $C_G = 50$ pF, in questo modo il guadagno e l'impedenza d'ingresso si riportano automaticamente ai valori previsti dai calcoli precedenti e infatti dalla fig. a destra si vede che la tensione al gate scende a 8.8 mV. **Risultati della simulazione: l'impedenza d'ingresso** (fig.c) vale $Z_{in} = 50.58\Omega$ con un errore di 1.1%. La **frequenza di risonanza** (fig.a) $\omega_0 = 2.402$ GHz, quindi l'errore rispetto alla specifica è di +0.083% e il **guadagno** vale 15.11dB cioè con un errore di +0.7%. La **banda a -3 dB** vale $\omega_{\pm 3dB} = 244$ MHz $> \omega_{\pm 3dB_{min}} = 2.4$ GHz $\cdot 10\% = 240$ MHz con un errore di +1.6%. Il **parametro di scattering** $S_{11} < -12$ dB su tutta la banda, il limite della specifica a -10 dB è in corrispondenza a $f = 3.984$ GHz come visibile in fig.d. La **figura di rumore** vale $F = 5.122$ dB, fig.e. Nella **risposta al transitorio** si osserva in fig.b che ponendo in ingresso una sinusoidale $v_{in}(t) = V_M \sin(2\pi ft)$ con $V_M = 100$ mV e $f = 2.4$ GHz si ha in uscita un valore $V_{OUT} = \frac{(v_{MAX} - v_{min})}{2} + V_{DD} = \frac{(3.843 - 2.746)}{2} + 3.3 = 5.485 \cdot V_M \sin(2\pi ft) + 3.3$ V dove $k = 5.69$ (con la funzione più precisa rispetto al cursore: $y_{max} - y_{min}$ di *Virtuoso*) è il guadagno e $V_{DD} = 3.3$ V è la posizione del punto di lavoro al drain del MOS. Il **valore medio** del segnale è 3.3 V, l'**ampiezza** del segnale d'uscita è $\frac{(v_{MAX} - v_{min})}{2} = 569$ mV. Questo risultato si spiega considerando una sovrapposizione degli effetti al nodo di uscita: il termine costante è dovuto al fatto che a DC l'induttanza ha impedenza nulla e quindi è paragonabile a un cortocircuito, di conseguenza il nodo di uscita si porta a V_{DD} ; il termine sinusoidale è invece il contributo dell'amplificazione, infatti alla frequenza di risonanza porta il nodo di uscita a oscillare con legge sinusoidale come all'ingresso ma con valore massimo amplificato per un fattore k in quanto è presente l'effetto della sola R_P . **Potenza assorbita** dal circuito: $P = V_{DD} \cdot (I_{REF} + I_{C.G.}) = 3.3$ V $\cdot (0.2 + 1.943)$ mA = 7.07 mW. La **frequenza di transizione** ω_T (ovvero quando il guadagno scende a $A_V(\omega_T) = 0$ dB = 1) è stata valutata togliendo il circuito dal tank L e C: risulta $\omega_T = 17.29$ GHz come visibile in fig.f; da questo parametro abbiamo la conferma che l'amplificatore lavora nel modo corretto nella banda assegnata.



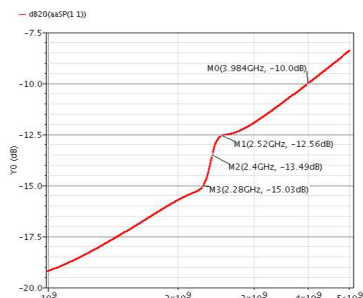
(a) $A_V(j\omega)$



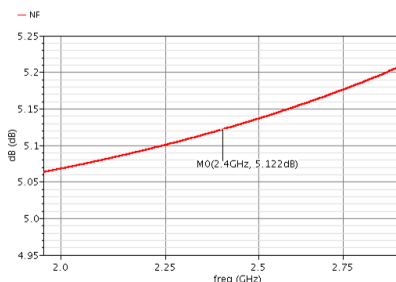
(b) $V_{OUT_{tran}}(t)$



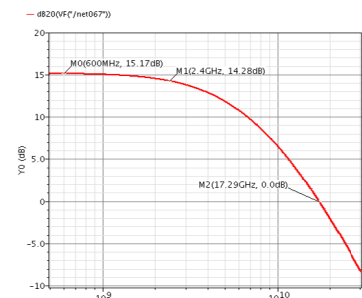
(c) $Z_{IN}(j\omega)$



(d) $S_{11}(j\omega)$



(e) Noise Figure



(f) $\omega_T, A_V(j\omega)$ senza LC

Appendice:

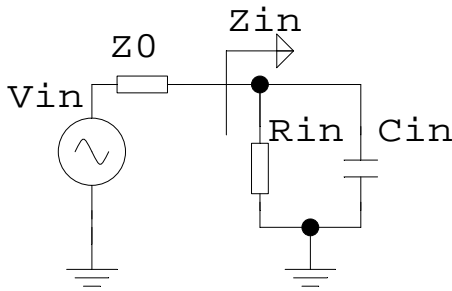
punti di lavoro dei MOS (tutti i valori sono presi in modulo):

	W [μm]	L [μm]	I_D [mA]	g_m [mS]	g_{mbs} [mS]	$g_{m_{overid}}$ [S]	V_{gs} [mV]	V_{ds} [mV]	V_{dsat} [mV]	V_{th} [mV]
NMOS1	220	0.35	1.94	15.67	3.95	8.062	778	799	172	569
NMOS2	220	0.35	1.94	16.6	2.93	8.54	918	2501	171	732
NMOS3	21	0.35	0.2	1.494	0.37	7.47	778	778	183	550
NMOS4	21	0.35	0.2	1.53	0.28	7.64	939	939	194	718

	g_{ds} [μS]	r_0 [K Ω]	C_{gs} [fF]	C_{gd} [fF]	C_{jd} [fF]	C_{js} [fF]
NMOS1	267.0	3.7	247	50.60	81.70	131.7
NMOS2	292.0	3.42	247	33.34	58.61	102.4
NMOS3	26.9	37.2	23.1	4.57	9.74	15.2
NMOS4	30.7	32.6	22.8	4.45	8.33	11.9

Dimostrazione di alcune formule usate:

prendendo per modello l'ingresso dell'LNA come parallelo tra una resistenza R_{in} e una capacit  C_{in} secondo lo schema in figura risulta un limite per la capacit  di ingresso che deriva da:



Modello del circuito d'ingresso.

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + sRC},$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0},$$

$$\Gamma_{in} = \frac{\frac{R}{1+sRC} - Z_0}{\frac{R}{1+sRC} + Z_0},$$

$$|\Gamma_{in}|^2 = \frac{(\frac{R}{Z_0} - 1)^2 + (\omega RC)^2}{(\frac{R}{Z_0} + 1)^2 + (\omega RC)^2}.$$

Imponendo $Z_0 = R_{IN}$, ovvero la condizione di adattamento, risulta:

$$|\Gamma_{in}|^2 = \frac{(\omega RC)^2}{4 + (\omega RC)^2},$$

$$C_{in_{MAX}} = \frac{1}{\pi f R_{in}} \sqrt{\frac{\Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}} = 1.8 \text{ pF}.$$

L'altra formula dimostrata   usata per esprimere W in funzione di I_D e g_m :

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} I_D \frac{W}{L}},$$

$$W = \frac{L \cdot g_m^2}{2\mu C_{ox} I_D} \cong 210 \mu\text{m}.$$