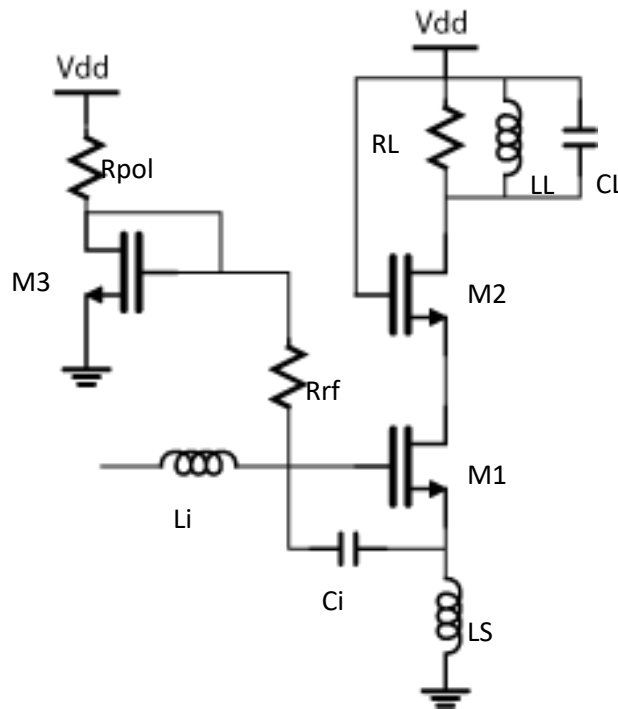


## Conception d'un LNA à 2,45 GHz en Technologie 0.35um AMS

### Cahier des charges :

$G_v=20$  (26dB),  $NF=2.5$ dB (1.78),  $IIP3=-10$ dBm,  $F_o=2.45$ GHz. La sortie du LNA est haute impédance. On choisit  $C_L=1$ pF pour masquer l'effet de la capacité d'entrée du Mixer qui sera placé en sortie du LNA. On vise un coefficient de surtension de  $Q_e=2$  en entrée. On prend  $\gamma=2$ .



### Travail préliminaire :

Faire la conception de ce LNA sur le papier. Il est conseillé d'établir une équation pour chaque caractéristique demandée et de réaliser une feuille excel permettant de calculer tous les éléments. Le travail préliminaire est relevé en début de séance et 4 points lui sont attribué.

- Calculer  $L_I$  pour résonner à 2,45GHz sur une capacité de sortie de 1pF  

$$L_I = 1 / (C_L \cdot \omega_o^2) = 4,22 \text{ nH}$$
- A partir de la figure de bruit, donner  $g_m$ .  

$$g_m = \gamma / [R_o \cdot Q_e^2 \cdot (F-1)] = 12.8 \text{ ms}$$
- A partir du Gain calculer  $R_L$   

$$R_L = G_v / (g_m \cdot Q_e) = 780 \Omega$$
- A partir de  $Q_e$  donner  $C_{tot} = C_i // C_{gs}$   

$$C_{tot} = 1 / (Q_e \cdot R_o \cdot \omega_o) = 650 \text{ fF}$$
- Donner  $L_s$  à partir de la partie réelle du LNA.  

$$R_o = g_m \cdot L_s / C_{tot} \Rightarrow L_s = R_o \cdot C_{tot} / g_m = 2.53 \text{ nH}$$
- En prenant  $C_i=0$ , Exprimer  $C_{gs}(C_{ox}, W, L)$ . Calculer  $W$ . Conclure.

$W=3.C_{gs}/2.C_{ox}.L=557\mu m$ . Trop gros

- g) On rajoute une capacité  $C_i$  pour diminuer la taille du transistor. Cela rajoute un degrés de liberté qui permet de choisir le courant dans le transistor. Pour un budget de consommation de 1,5mA, calculer  $W/L$  du transistor et  $W$ . Ainsi que  $V_{OD}$ .

$$V_{OD}=2I_D/g_m=233mV$$

$$W/L=g_m^2/(4.k_n.I_0)=344 \Rightarrow W=120\mu m$$

- h) En déduire  $C_{gs}$  et  $C_i$ .

$$C_{gs}=(2/3)C_{ox}.W.L.=140fF$$

$$C_i=C_{tot}-C_{gs}=564fF$$

## Travail pratique

### 1/ Transistor seul.

A partir d'un mosrf de la PRIMLIBRF, évaluer  $V_{OD}$  pour avoir le  $g_m$  souhaité sur  $V_{DS}=2.2V$ .

$$V_{OD}=0.15V (V_{gs}=0.56+0.15=710mV)$$

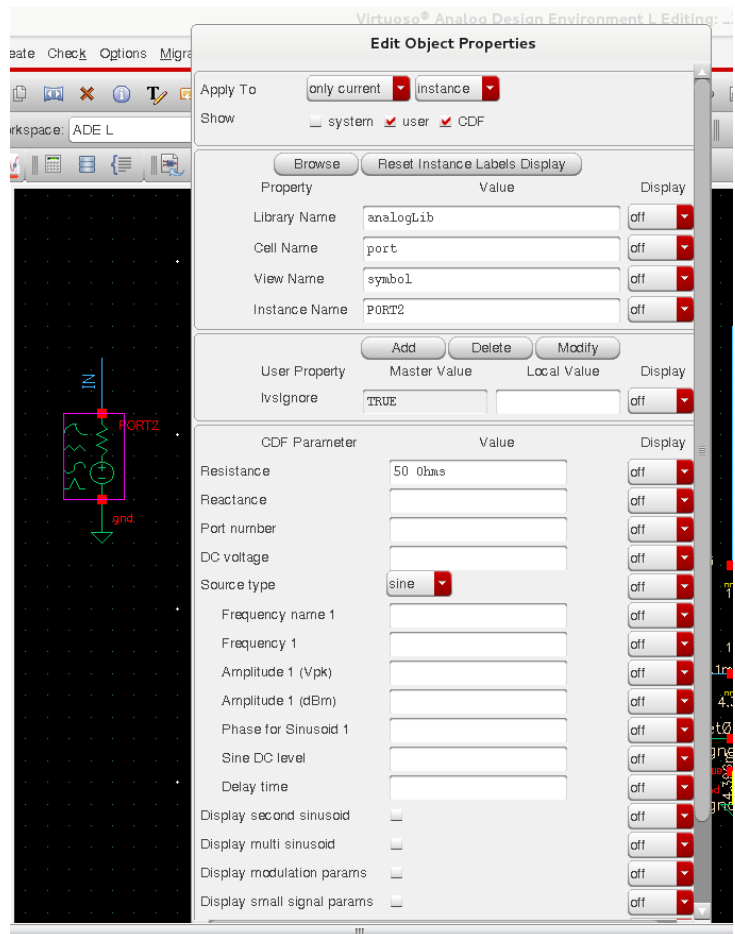
### 2/ Adaptation $Re(Z_{in})$ :

Compléter le circuit avec le résonateur de sortie, Ci et LS. Réaliser un circuit de polarisation simplifié à travers une inductance de forte valeur. Prendre un transistor cascode identique à la source commune. Insérer 1 port en entrée et en sortie qui se trouvent dans l'analoglib.

- Faire une simulation DC et ajuster VOD pour avoir le gm souhaité.

$VOD=0,15$

- Faire une simulation SP pour voir le S11 du LNA ().





A isoler le circuit de polarisation du reste. Le circuit de polarisation est ainsi haute impédance et ne perturbe pas l'entrée. Plus  $R_{rf}$  est grand mieux c'est.

- c) (optionnel car pas bcp d'influence) Quelle est l'effet du circuit de polarisation sur votre LNA ? Corriger cet effet.

Le circuit de polarisation désadapte légèrement le LNA.  $L_s = 2,48nH$

#### 4/ Gain :

Rajouter un port en sortie. L'impédance de sortie du LNA étant très élevée, configurer l'impédance du port à une valeur très élevée (5K par exemple). Faire une simulation SP en rajoutant ce port dans la liste des ports de la fenêtre de configuration de l'analyse SP (ADE>analysis>choose>SP). Afficher S21 en dB20.

Sachant que  $S_{21} = \frac{\sqrt{V_{out}^2 / R_{out}}}{\sqrt{V_{in}^2 / R_{in}}}$ ;  $dB20(S_{21}) = 20 \cdot \log(S_{21})$ ; ; avec  $R_{out}$  et  $R_{in}$  les impédances des

ports

- a)  
b) De combien faut-il remonter la valeur du gain pour obtenir la valeur de  $G_v$  en dB. Donner  $G_v$ .

$$S_{21} = \frac{\sqrt{V_{out}^2 / R_{out}}}{\sqrt{V_{in}^2 / R_{in}}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{out}}} = G_v \cdot \sqrt{10^{-2}}; \quad dB20(S_{21}) = 20 \log(G_v) - 20dB$$

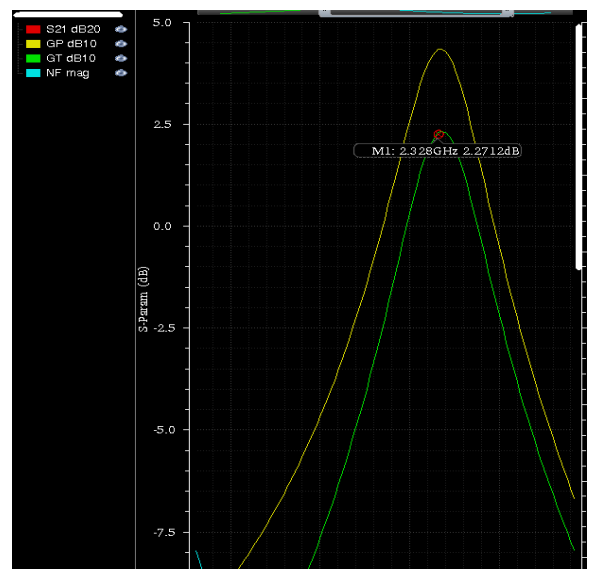
- c) Vérifier avec une simulation AC (option)  
d) Comparer le gain de transmission (GT) et le gain en puissance (GP) et conclure sur l'adaptation.

$$G_p = \frac{1/2 \operatorname{Re}(V_{out} \cdot I_{out}^*)}{1/2 \operatorname{Re}(V_{in} \cdot I_{in}^*)} = \frac{V_{out}^2 |Z_{in}|}{|Z_{out}| V_{in}^2}; \Rightarrow 20 \log\left(\frac{V_{out}^2 |Z_{in}|}{|Z_{out}| V_{in}^2}\right) = 20 \log G_v - 20 \log\left(\frac{|Z_{in}|}{|Z_{out}|}\right);$$

$$P_{available} = \frac{V_{in}^2}{R_{gene}};$$

$$P_{delivered} = 1/2 \operatorname{Re}(V_{in} \cdot I_{in}^*) = \frac{V_{in}^2}{|Z_{in}|};$$

$GP = P_{dl}/P_{din}$  avec  $P_{dl}$  la puissance moyenne délivrée à la charge et  $P_{din}$  la  $P_{moy}$  qui entre dans le dispo (délivrée à l'entrée par la source au dispo).  
 $GT = P_{dl}/P_{avs}$  avec  $P_{avs}$  la puissance disponible à la source. ( $P_{avs}$  c'est la  $p_{max}$  que peut délivrer un géné à une charge, c'est donc la  $p_{moy}$  délivrée à une charge adaptée c'est-à-dire égale à sa résistance interne ( $R_g$ ) :  $P_{avs} = V_s^2 / 4R_g$ ).



*Ici on est haute impédance en sortie et  $R_{out}=|Z_{out}|$ . Donc  $GT=S_{21}$  en dB et  $GP>GT$   
 $GT=2.27dB$  ( $G_v=22.7dB$  au lieu de 26) et  $GP=4.3dB$ .  $GP > GT$  signifie que  $P_{din} < P_{avs}$ . En effet, on n'est pas adapté en entrée.*

*Rq : Gain dispo ( $G_{av}=P_{avo}/P_{avs}$ )*

- e) A quelle fréquence le circuit résonne-t-il ? Que faire.

*Aussi le circuit résonne à 2.3GHz. Il faut ajuster LL.  $LL=4.2nH$*

## 5/ Adaptation Im( $Z_{in}$ ) :

Rajouter Li sur votre montage.

- a) A quoi sert Li ?

*Annuler la partie imaginaire de  $Z_{in}$ .*

- b) Ajuster sa valeur pour être correctement adapter.

*$Li=4.47nH$*

- c) Observer S11 en dB et en Z-Smith et faites le rapprochement. Donner la valeur du S11 en dB si on est parfaitement adapté.

*Sur Smith on est au centre de l'abaque. Ce qui signifie que l'impédance vaut 50Ohm. En dB on tend vers moins l'infini car on trace le module du vecteur qui est représenté sur l'abaque (le module vaut 0 car on est au centre). On voit toute les valeurs (real, imag, mod, phase, ...) sur Z-Smith.*

- d) Observer GT et GP. Conclure.

*GT et GP sont quasi égaux. On est adapté en entrée*

## 6/ Facteur de Bruit :

Mesurer NF(freq) avec une simulation SP. (cocher yes pour « Do Noise » et spécifier les port d'entrée sortie).

- a) Combien vaut NF

*$NF=1.69dB$*

- b) Mesurer le point de compression à 1dB. Pour cela faire une analyse HB avec comme variable la puissance du signal d'entrée. Pour cela mettre  $P_e$  en variable dans le Port 0. Paramétrer HB comme suit et afficher le signal de sortie et le signal d'entrée comme présenté dans la fenêtre direct plot.

*$P_{c1dB}=-6.7dB$*

ld30: ~/PROJET\_AMS

Virtuoso® Analog Design Environment (1) - \_TP\_CSI Ina\_Complet\_V2 schematic

Launch Session Setup Analyses Variables Outputs Simulation Results Tools Help

Design Variables

Name	Value
1 Pe	-30
2 li	4.2n
3 vg	0.56+0.15
4 ls	2.26n
5 vdd	3.3
6 li	4.47n
7 rpol	2K
8 Ci	500f

Analyses

Type	Enable	Arguments
1 sp	<input type="checkbox"/>	1G 10G 200 Linear Number of Steps Start-Stop
2 dc	<input type="checkbox"/>	1 1K 10K 10 Linear Number of Steps Start-Stop
3 ac	<input type="checkbox"/>	100M 10G 100 Logarithmic Points Per Decad...
4 tran	<input type="checkbox"/>	0 1u conservative

Outputs

Name/Signal/Expr	Value	Plot	Save	Save Options
1 S11	wave	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
2 S21 dB20	wave	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
3 GP dB10	wave	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
4 GT dB10	wave	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
5 NF mag	wave	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	

Plot after simulation: Auto Plotting mode: Replace

mouse L: M: R:

2(3) Load State ... Status: Ready T=27 C Simulator: spectre State: Ideal

net014  
net015  
net017  
net019  
net020  
net021

Property Editor

value  
r + j  
mag  
x + j  
x + j

Choosing Analyses -- Virtuoso® Analog Design Environm

psp qps qpac qpnoise  
qpvt qpsp **hb** hbac  
hbnoise hbsp

Harmonic Balance Analysis

Transient-Aided Options

Run transient? **Decide automatically**  
Detect Steady State ☒ Stop Time(stab) auto  
Save Initial Transient Results (saveinit) ☐ no ☐ yes

Tones **Frequencies** Names

Number of Tones **1** 2 3 4  
Tone 1  
Fundamental Frequency 2.45e  
Number of Harmonics auto  
Oversample Factor 1  
Freqdivide Ratio for Tone 1 1

Harmonics **Default**

Accuracy Defaults (emreset)  
☐ conservative ☒ moderate ☐ liberal

Oscillator

Sweep **1** Frequency Variable? ☐ no ☐ yes  
Variable **Pe** Variable Name **Pe**  
Select Design Variable

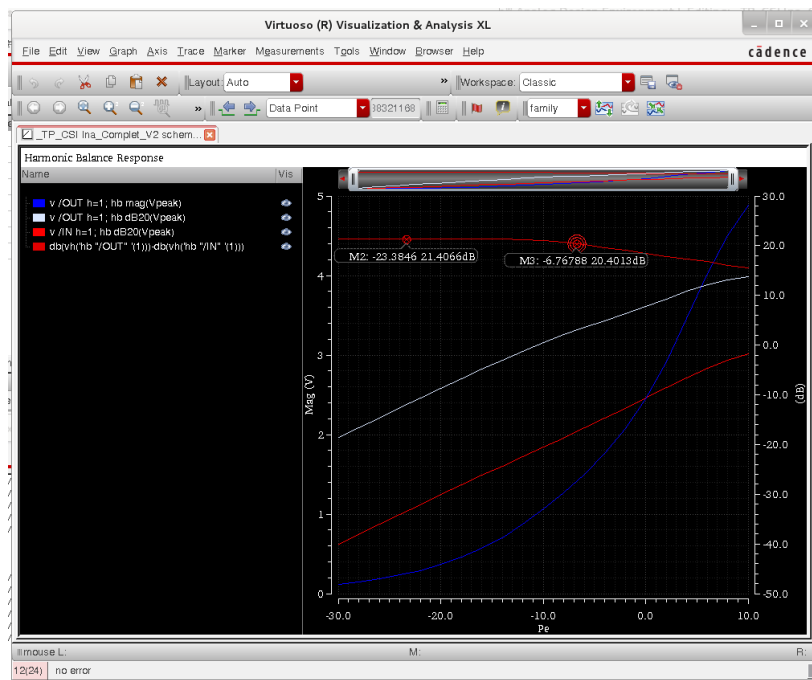
Sweep Range  
☒ Start-Stop Start -30 Stop 10  
☐ Center-Span

Sweep Type  
☒ Linear ☐ Step Size 20  
☐ Logarithmic ☒ Number of Steps

Add Specific Points ☐

net014  
net015  
net017  
net019  
net020  
net021

value  
r + j  
mag  
x + j  
x + j



**Direct Plot Form**

Plotting Mode: Append

**Analysis**

☒ hb

**Function**

☒ Voltage ☐ Current

☐ Power ☐ Voltage Gain

☐ Current Gain ☐ Power Gain

☐ Transconductance ☐ Transimpedance

☐ Compression Point ☐ IPN Curves

☐ Power Contours ☐ Reflection Contours

☐ Harmonic Frequency ☐ Power Added Eff.

☐ Power Gain Vs Pout ☐ Comp. Vs Pout

☐ Node Complex Imp. ☐ THD

Select: Net

**Sweep**

☐ spectrum ☒ variable ☐ time

Signal Level: ☒ peak ☐ rms

**Modifier**

☒ Magnitude ☐ Phase ☐ dB20

☐ Real ☐ Imaginary

Output Harmonic

0	0
1	2.456
2	4.96
3	7.356
4	9.86
5	12.256

Loadpull Contour

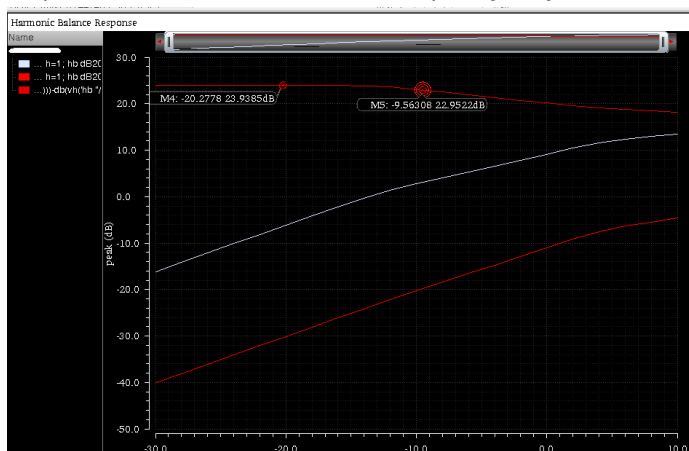
Add To Outputs

Replot

> Select Net on schematic...

OK Cancel Help

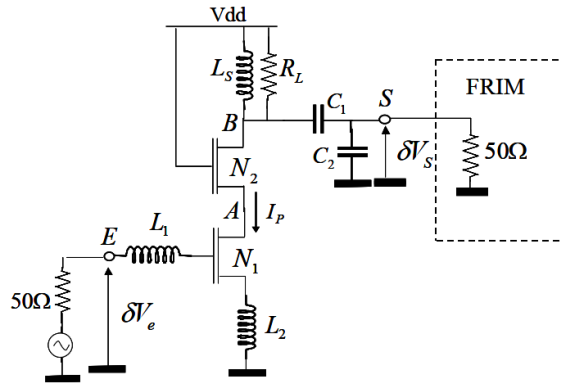
- c) Sur quoi peut-on jouer pour améliorer. Réduisez le NF à 1.5dB et donner la conséquence sur  $IDS_0$  et sur l'adaptation. Expliquer.  
*On peut augmenter le gm mais on va augmenter la conso. On va augmenter  $V_{gs}$  en réduisant  $R_{pola}$ .  $R_{pola}=2K$  et  $V_{Gs}=824mV$ . Et  $IDS_0=2.9mA$ .*
- d) Après avoir ré-adapter, mesure la compression. Conclure  
 *$P_{c1dB}=-9.5dB$ . Le point de compression a diminué car  $V_{OD}$  a augmenté. Il n'est pas possible d'optimiser NF et IIP3 en même temps. Il faut faire un compromis.*



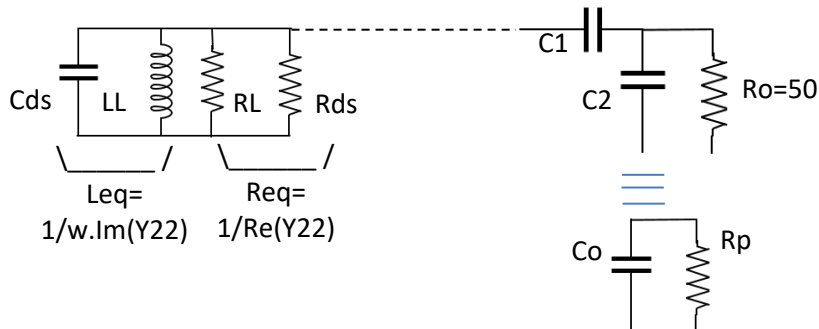
## 7/ Adaptation simultanée :

On veut adapter sur 50 ohm la sortie avec un diviseur capacitif comme représenté ci-dessous.





a) Sachant que la sortie du LNA est équivalente au modèle ci-après, calculer les valeurs de C1 et C2.



$$Co = 1 / (Leq * \omega^2) = C1C2 / (C1 + C2)$$

$$Rp = Ro(1 + C2/C1)^2 = Req$$

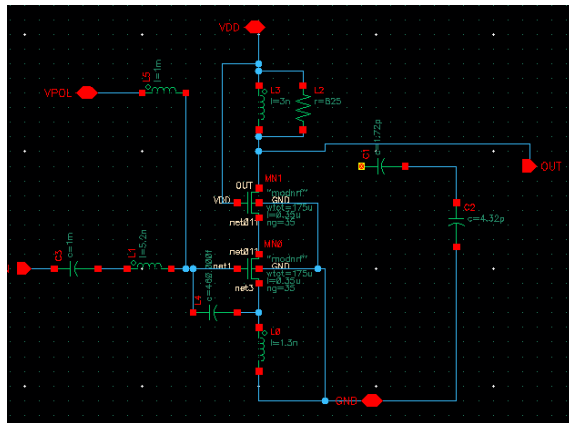
$$\Rightarrow C2/C1 = (RL/Ro)^{1/2} - 1 = X$$

$$C1 = Co(1 + X)/X ; C2 = C1.X$$

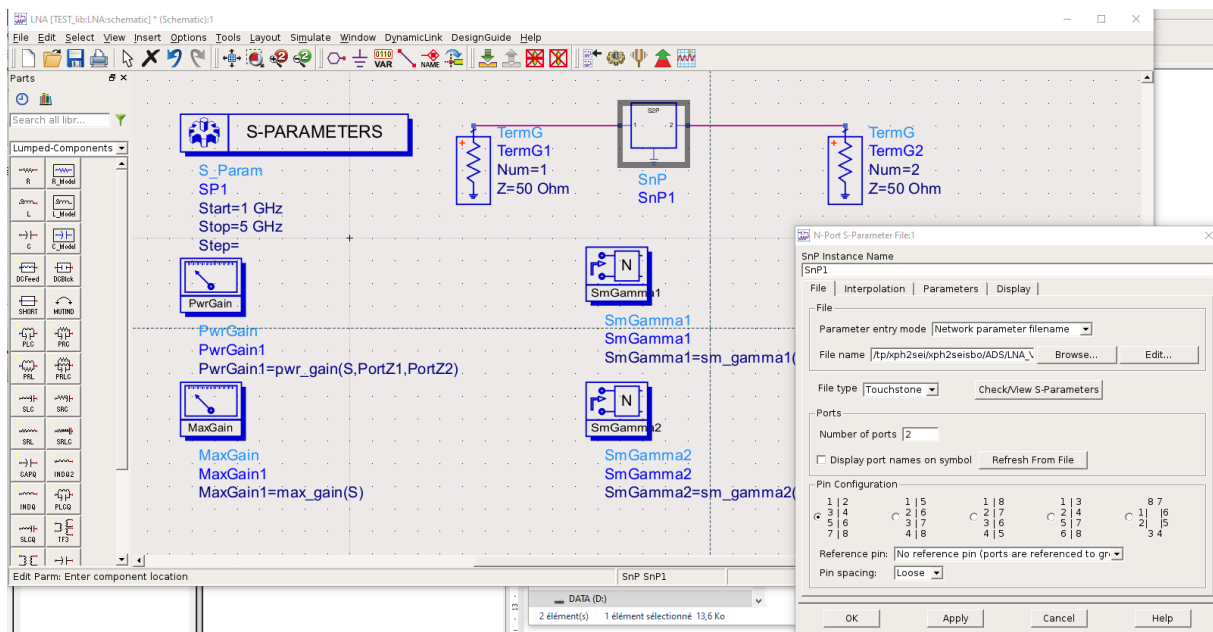
Note : Résultat numériques avec LNA\_V2 (RL=825 et LL=3n)

$$Im(Y22) = -19.4, Re(Y22) = 1.4m \Rightarrow Req = 710 \text{ et } Leq = 3.34n, C1 = 1.72p \text{ et } C2 = 4.76p$$

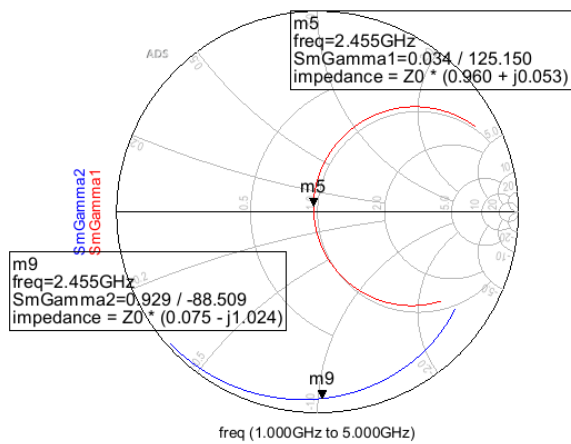
b) Faire une simulation SP du LNA sans le réseau et enregistrer les résultats dans un fichier touchstone. Pour cela, ouvrir les options du simulateur SP dans ADE.



Ouvrir un ADS et faire une feuille avec un SnP (à prendre dans la librairie Data Item) configuré en 2 port avec le fichier touchstone produit par CADENCE. Ajouter des boites SmGamma1 & 2. SmGamma donne le coefficient de réflexion simultané. SmGamma1 c'est le coefficient de réflexion en entrée en supposant que la sortie est adaptée. C'est très pratique dans le cas de quadripôle non-unilatéral.



Vérifier avec SmGamma1 que le LNA est adapté entrée et mesurer l'impédance de sortie du LNA si celui-ci est adapté en entrée.



Le  $S_m \Gamma_2 = 0.93^{-88.5}$  ce qui donne une impédance  $3,75-j50,2$

Sous ADS, prendre un S1P (1 port) et le configurer avec l'impédance obtenue avec  $S_m \Gamma_2$  ( $Z[1]=\text{complex}(3.75, -50.2)$ ) afin d'émuler l'impédance du LNA quand il adapté en entrée. Bâtir ensuite le réseau d'adaptation (C1 et C2). Faire une analyse paramétrique sur C1 puis jouer avec le tuner pour trouver le couple C1/C2. Vérifier avec les valeurs théoriques.

