

## Conception d'un étage amplificateur de puissance fonctionnant en classe A à 2,45 GHz (technologie 0.35um AMS)

### Cahier des charges :

- Puissance de sortie maximale sur 50  $\Omega$ ,  $P_{\max} = 14$  dBm
- Gain en puissance  $G_p > 8$  dB.
- Stabilité inconditionnelle ( $K_f > 1$  et  $\text{Béta} < 1$ , quelle que soit la fréquence)
- Rendement  $> 35\%$

Le fonctionnement en classe A de l'ampli est rappelé sur la figure ci-dessous :

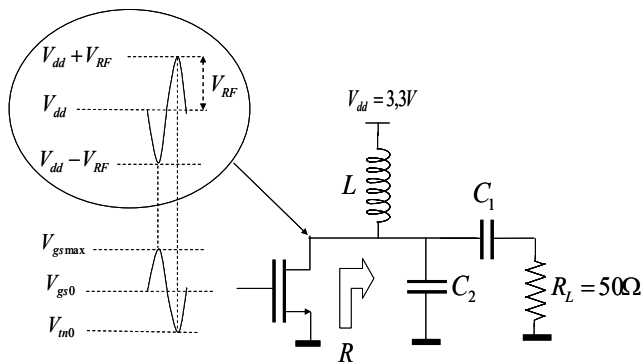


Figure 1. Principe de l'ampli de puissance, fournir le maximum de courant RF dans la charge  $R_L$

### Travail de préparation :

Effectuer les pré-calculs sur 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 vérifié en début de séance.

#### 1- Calcul du réseau d'adaptation. On fixe $L = 2nH$ (Spiral 4M : SP020S250T)

- a) Exprimer  $R$  en fonction de l'amplitude maximale  $V_{RF}$  de la tension RF au drain du MOS et de  $P_{\max}$ . Calculer la valeur de  $R$  pour avoir  $P_{\max} = 14$  dBm et pour  $V_{RF} = 2,9V$ .

$$P_{\max}(W) = 10^{\frac{P_{\max}(dBm) - 30}{10}} \quad \text{et} \quad R = \frac{V_{RF}^2}{2P_{\max}(W)} \quad \rightarrow \text{solutions calcul p3}$$

- b) Exprimer le coefficient de surtension  $Q$  du réseau d'adaptation en fonction de  $R$  et de  $R_L$ . Calculer la valeur de  $Q$ . Attention à la formule si  $Q < 3$ .

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_L} - 1}$$

- c)  $(C'_1, R)$  est le réseau parallèle équivalent au réseau série  $(C_1, R_L)$ . Exprimer  $C'_1$  en fonction de  $C_1$  et de  $Q$ . Calculer les valeurs de  $C_1$  et  $C'_1$ .

$$C_1 = \frac{1}{Q \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R_L} \text{ et } C_1' = C_1 \frac{Q^2}{1+Q^2}$$

- d) Exprimer  $C_2$  en fonction de  $L$  et de  $C_1'$  pour que l'impédance présentée au drain du transistor soit réelle et égale à  $R$ . Calculer la valeur de  $C_2$ .

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} - C_1'$$

## 2- Calcul des courants dans le MOS et du rendement théorique

- a) Exprimer le courant de polarisation  $I_{DC}$  en classe A en fonction de  $V_{dd}$  et de  $R$ . Calculer  $I_{DC}$

$$I_{DC} = \frac{V_{dd}}{R}$$

- b) Exprimer l'amplitude  $I_{RF}$  du courant RF en fonction de  $V_{RF}$  et de  $R$ . Calculer  $I_{RF}$

$$I_{RF} = \frac{V_{RF}}{R}$$

- c) Exprimer l'amplitude maximale  $I_{max}$  du courant total en fonction de  $I_{DC}$  et  $I_{RF}$ . Calculer  $I_{max}$

$$I_{max} = I_{RF} + I_{DC}$$

## 3- Calcul du dimensionnement $W$ du MOS, de la tension de polarisation de grille $V_{gs0}$ et du rendement.

- a) Exprimer le courant  $I_{DC}$  en fonction de la tension de polarisation correspondante  $V_{gs0}$  et du  $W/L$  du MOS (on considèrera qu'au point de polarisation le MOS est en région active).

$$I_{DC} = K_n \frac{W}{L} (V_{gs0} - V_{th0})^2$$

- b) Calculer la tension drain minimale lorsque le courant est à sa valeur maximale  $I_{max}$ .

$$V_{dsmin} = V_{dd} - V_{RF}$$

- c) Exprimer le courant  $I_{max}$  en fonction de la tension  $V_{gsmax} = 2V_{gs0} - V_{th0}$  et du  $W/L$  du MOS (on considèrera que le MOS est alors dans sa région ohmique).

$$I_{max} = 2K_n \frac{W}{L} (2V_{gs0} - V_{th0}) V_{dsmin}$$

- d) En utilisant les deux relations précédentes en déduire la tension  $V_{gs0}$ , le  $W/L$  du MOS et son  $g_m$ .

$$V_{gs0} = V_{th0} + 4 \frac{I_{DC}}{I_{max}} V_{dsmin} \text{ et } \frac{W}{L} = \frac{I_{DC}}{K_n (V_{gs0} - V_{th0})^2}$$

- e) Donner l'expression du rendement  $\eta$  en fonction de  $P_{max}$ ,  $I_{DC}$  et  $V_{dd}$ . Calculer sa valeur.

$$\eta = \frac{P_{max}}{V_{dd} \cdot I_{DC}}$$

**Solutions des calculs précédents :**

f0	2,45E+09	Kn	8,00E-05
Vdd	3,30E+00	Vtn0	0,57
RL	5,00E+01	Lmin	3,50E-07
Pmax (dBm)	1,40E+01		
Pmax W)	2,51E-02		
VRF	2,90E+00		
L	2,00E-09		

**Calcul du réseau**

R	1,67E+02
Q	1,532345034
C1	8,47867E-13
C'1	5,95E-13
C2	1,52E-12

**Calcul des courants**

IDC	1,97E-02
IRF	1,73E-02
Imax	3,70E-02

**Calcul de Vgs0 et de W(MOS)**

Vdsmin	4,00E-01
Vgs0	1,42E+00
W/Lmin	3,40E+02
W	1,19E-04
$\eta$	39%

**Travail pratique sur l'outil Virtuoso de Cadence.**

- a) Réaliser une vue *schematic* du PA avec le MOS issu de la bibliothèque PRIMLIBRF (ajuster le nombre de doigts des NMOSRF pour arriver à un W effectif proche de celui visé) et les composants passifs issus de la bibliothèque *analoglib*. La charge sera une résistance de 50  $\Omega$ . Ajouter en entrée sur la grille du MOS un générateur de tension DC égal à  $V_{gs0}$  pour polariser le MOS en classe A. Ainsi qu'un port paramètre S représentant le générateur RF (vsin) d'impédance interne 50  $\Omega$ , de fréquence  $f_0$ . Penser à découpler les sources.

- W=120  $\mu\text{m}$ .

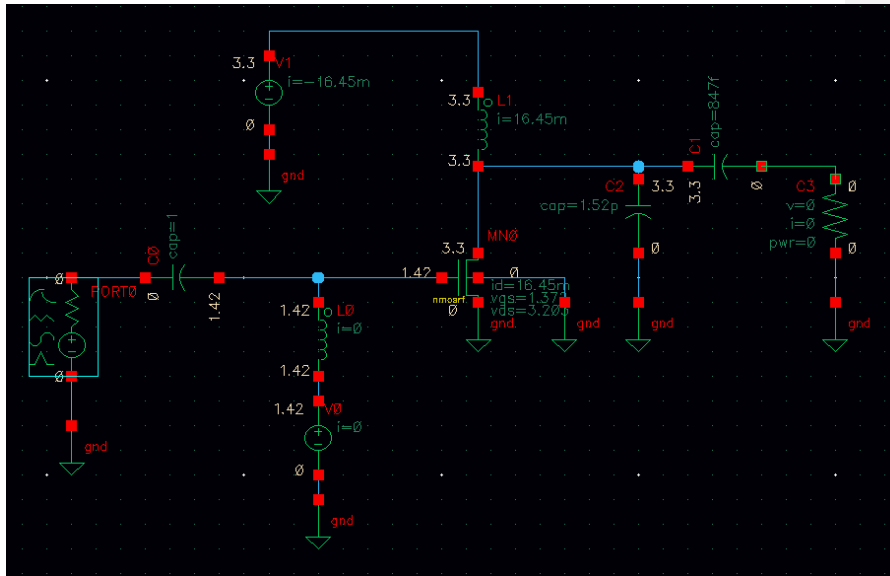


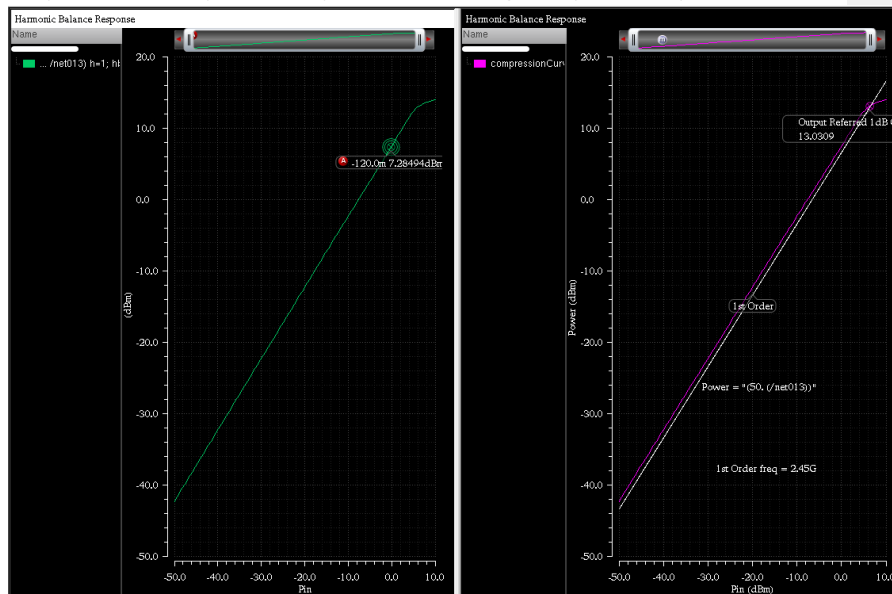
Figure 2. Montage amplificateur sur Virtuoso.

- b) Vérifier par une simulation DC que le courant de polarisation  $I_{DC}$  est proche de celui visé et noter la valeur du  $r_{ds}$  du transistor.

- $I_{ds} = 16,37 \text{ mA}$  (OK  $I_{DC}=19.8\text{mA}$ )
- $g_{ds}=1,733 \text{ mS} \Leftrightarrow r_{ds}=577 \Omega$ .
- $G_m=27\text{ms}$  au lieu de  $46\text{ms}$
- Avec un  $K_n$  de  $70^{\circ}-6$  on serait à  $W=136$  et  $I_d=18\text{mA}$  et  $g=30\text{ms}$ . Ca serait mieux ...

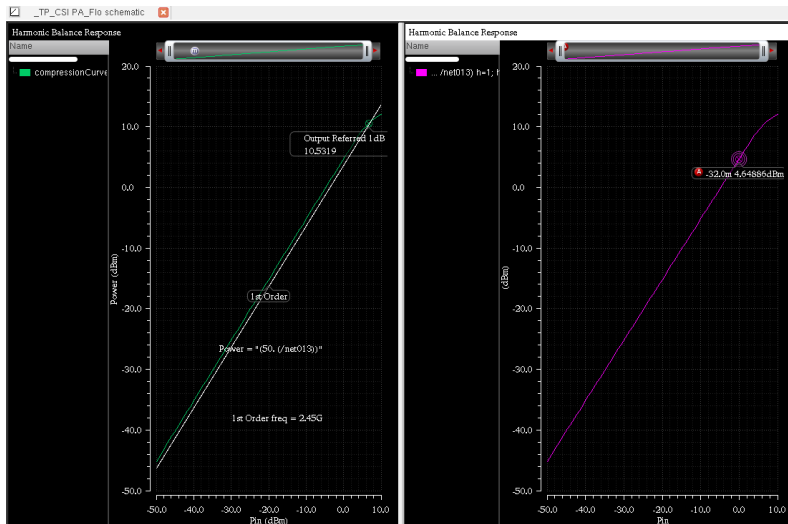
Results Display Window@cimepe37	
Window Expressions Info Help	
qbs	0
qds	1.733m
gm	27.03m
gmbs	6.341m
gmoverid	1.651
i1	16.37m
i3	-16.37m
i4	0
ibd	0
ibs	0
ibulk	0
id	16.37m
ids	16.37m
igb	0
igcd	0

- c) **Simulation HB pour visualiser la compression.** Paramétrer le port d'entrée pour faire varier la puissance ( $P_0$ ) en dBm. En faisant varier  $P_0$ , visualiser à l'aide d'une simulation hb (harmonique balance) la puissance de sortie à 2,45 GHz sur la charge. Déterminer le niveau maximal que l'on peut attendre, le point de compression à 1 dB et le gain en puissance  $G_p$ .



$G_p=7.2\text{dB}$  (4,7dB avec nouveau DK),  $\text{OCP1dB}=13\text{dBm}$  (13,46 dBm),

- d) Remplacer l'inductance idéale par une inductance du DK (SP020S250T) et refaire la même simulation. Qu'observe-t-on. Que peut-on conclure.



**Gp=4.6dB, OCP1dB=10.5dBm.** La compression et le gain chute. Les pertes dans l'inductance limitent la puissance de sortie.

- e) Afin d'analyser la perte de puissance on fait une analyse transitoire. Remettre l'inductance idéale. Paramétrer le port d'entrée pour avoir une amplitude égale à  $V_0 = V_{GS0} - V_t$ . **Pensez aussi que  $V_0$  doit être réduite (d'un facteur 2) pour tenir compte du fait que le port  $50\Omega$  ne débite pas sur une charge  $50\Omega$  mais sur une forte impédance.** A l'aide d'une simulation en transitoire, **mesurer** l'amplitude du signal sur la grille et le drain ( $V_{RF}$ ). A quoi peuvent être dues les différences malgré l'utilisation d'une inductance idéale ? Mesurer le signal sur la charge et déduire la puissance de sortie.

**$V_{RF} = 5.079/2 = 2.5$  au lieu de 2.9. Les différences sont dues au  $r_{ds}$  qui est en // du  $R' = 167$  mais aussi au  $g_m$  qui est un peu faible. On a 13,4 dBm au lieu de 14.**

**$V_{load} = 2.74/2 = 1.37$   $P_{load} = 1.37^2/100 = 0.019 = 2.5^2/(2 \cdot 167)$  (12.4dBm)**



- f) **Option** : Compenser les pertes et l'erreur du gm en remontant W à 135um (valeur théorique pour  $K_n=70^{-6}$  qui semble meilleure) et en augmentant le  $V_{GS0}$  à 1.65V ?

$$P_{load} = 1.32^2 / 100 = 0.0174 = 2.45^2 / (2 * 167) \quad (13.9 \text{ dBm})$$

- g) Remplacer L idéale par celle du DK et re-simuler en transiant. Mesure la tension sur le drain et évaluer l'impact sur la puissance de sortie. Expliquer ce que vous observez en proposant un modèle électrique de la maille de sortie.

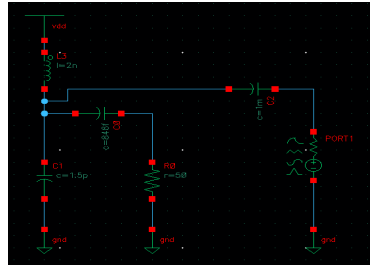
$$P_R = (4.48/2)^2 / (2 * 167) = 11.76 \text{ dBm}$$

Source ID // Rds // RL // R'

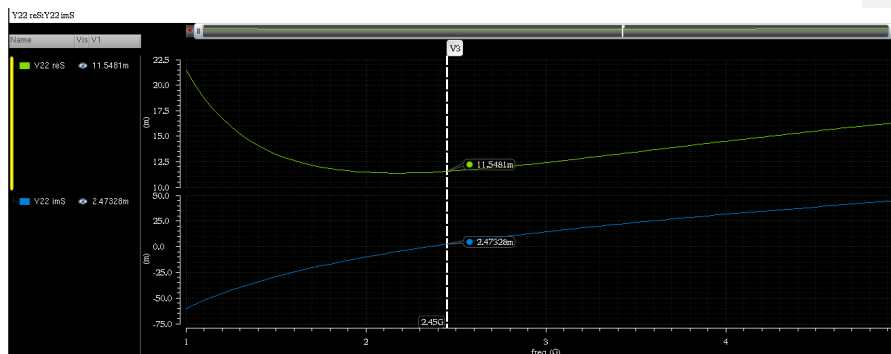
- h) Placer un port de mesure sur le drain du MOS en série avec une capacité de forte valeur (par ex. 1mF) pour bloquer la tension continue (voir Figure 2, partie grisée à droite à connecter sur le drain). Faire une simulation « paramètres S » dans un domaine de fréquence incluant la fréquence  $f_0$ . Mesurer les parties réelle et imaginaire de l'admittance  $Y_{22}$  à  $f_0$ . Que constatez-vous ? Estimez la valeur totale des pertes.

Pour vous assurer de la validité de votre réseau théorique d'adaptation de sortie, vous pouvez en utilisant le même test bench que précédemment mesurer uniquement la charge idéale sur le drain (on prendra une inductance idéale).

A quoi sont dues les différences observées sur  $Y_{22}$  entre la charge réelle et la charge théorique ?

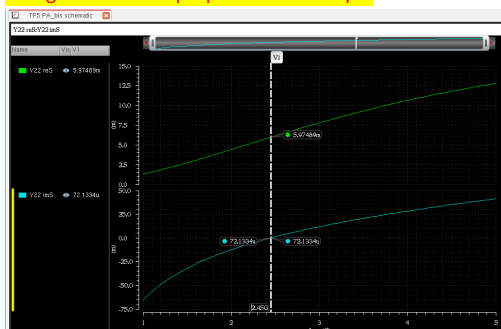


### Charge réelle



- $\text{Real}(Y_{22}) = 11,6 \text{ mS} = 85 \Omega$  !!! => Les pertes font environ 170 ohm !!! ( $170/167=85$ )
- $\text{Imag}(Y_{22}) = 2,5 \text{ mS}$

### Charge calculée en préparation théorique

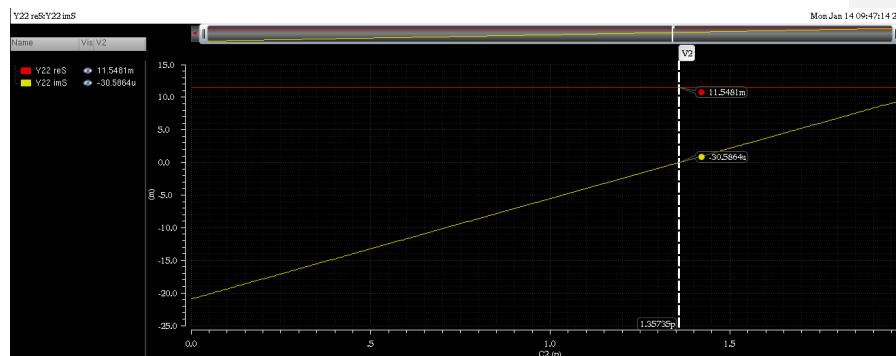




- $\text{Real}(Y_{22})=5,97 \text{ mS} \Leftrightarrow R=167 \Omega$
- $\text{Imag}(Y_{22})=-0.07 \text{ mS}$  (soit  $\pm 0$ )

- i) Reconnectez la charge réelle en sortie du drain du MOS. Modifiez la capacité  $C_2$  (on pourra faire une simulation paramétrique) jusqu'à ce que la partie imaginaire de l'admittance  $Y_{22}$  soit proche de celle visée à  $f_0$ .

- $C_2=1.36 \text{ pF}$



- j) Remplacer la charge fixe  $50 \Omega$  en sortie par un port de sortie paramètre S. C'est ce dernier qui va permettre de représenter la charge  $50 \Omega$  en sortie tout en permettant une mesure facile du transfert de puissance entre les ports entrée-sortie. Faire une simulation « paramètres S » sur une gamme de fréquence comprise entre 1 MHz et 10 GHz et tracer les parties réelle et imaginaire de l'admittance d'entrée  $Y_{11}$  ainsi que le coefficient de stabilité Kf (stability factor). Que constatez-vous ? A quoi cela est-il dû ?

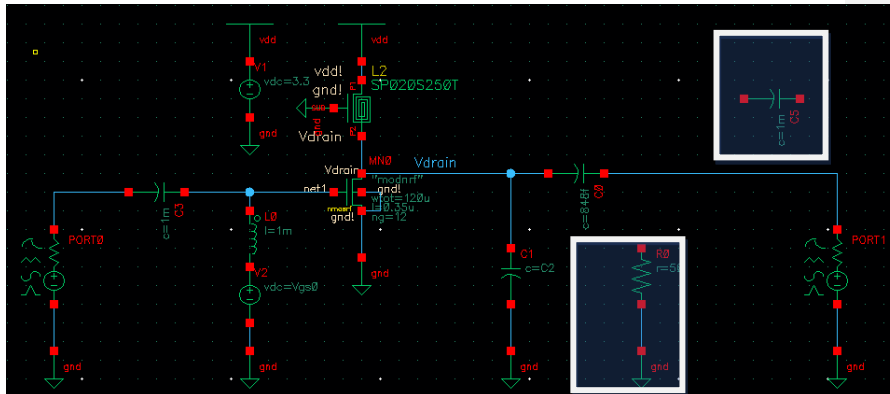
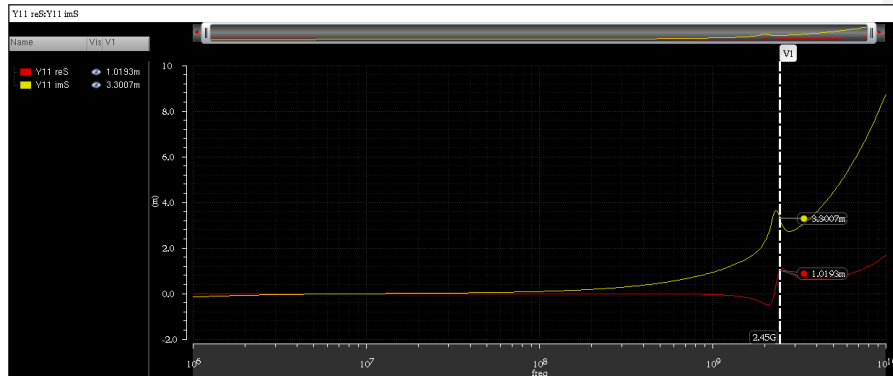


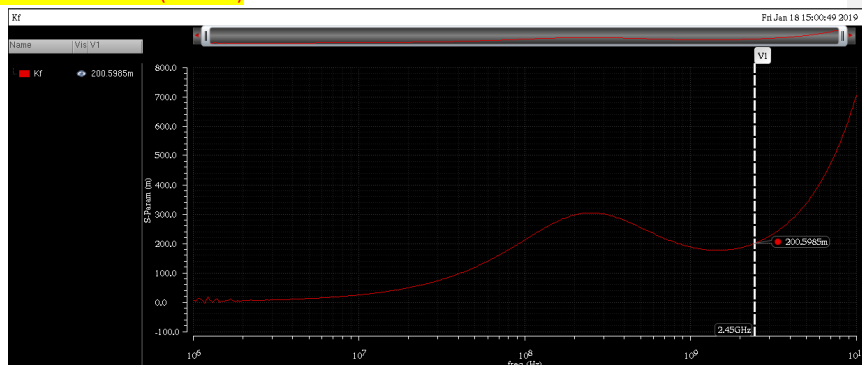
Figure 3. Transfert de puissance

Analyse de  $Y_{11}$



- $\text{Real}(Y_{11}) = 1 \text{ mS}$  à 2,45 GHz. Surtout  $\text{Real}(Y_{11}) < 0$  entre 1 et 2 GHz, source d'instabilité.
- $\text{Imag}(Y_{11}) = 3.3 \text{ mS}$  à 2,45 GHz. Il faut viser 0 mS (annulation de la partie imaginaire)

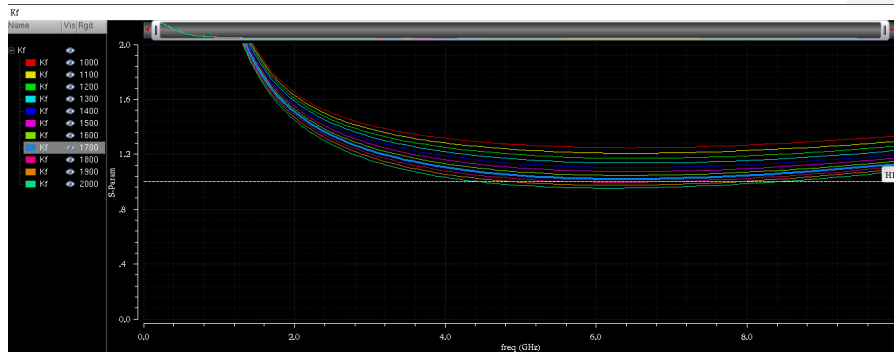
#### Analyse du coefficient Kf (stabilité)



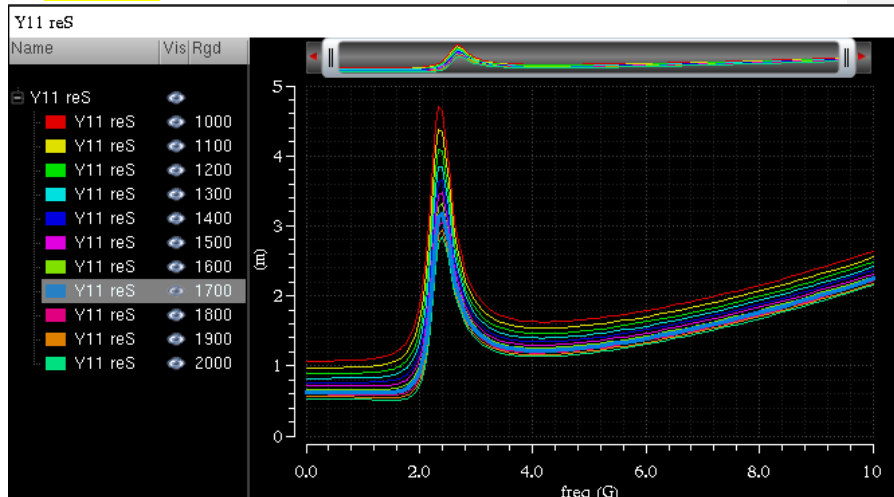
$K_f < 1$  à 2,45 GHz  $\Rightarrow$  ampli non stable, va osciller. De plus  $K_f < 1$  sur toute la bande 1M-10G considérée.  $\Rightarrow$  ampli peut osciller à n'importe quelle fréquence.

- k) Placer entre le drain et la grille du MOS une résistance  $R_{gd}$  à faire varier de 1k $\Omega$  à 10k $\Omega$  (analyse paramétrique). Ajuster la valeur minimale de cette résistance pour que, quelle que soit la fréquence, la partie réelle de l'admittance d'entrée soit toujours positive et que le coefficient Kf soit toujours  $> 1$ . Expliquer l'effet de la résistance et conclure.

S'assurer que les élèves raffinent entre 1 et 2 k $\Omega$  de façon à avoir le  $R_{gd}$  le plus grand possible :



- $R_{gd}=1,7 \text{ k}\Omega \Rightarrow K_f > 1$  quelle que soit la fréquence tout en conservant la plus forte valeur de  $R_{gd}$  possible.



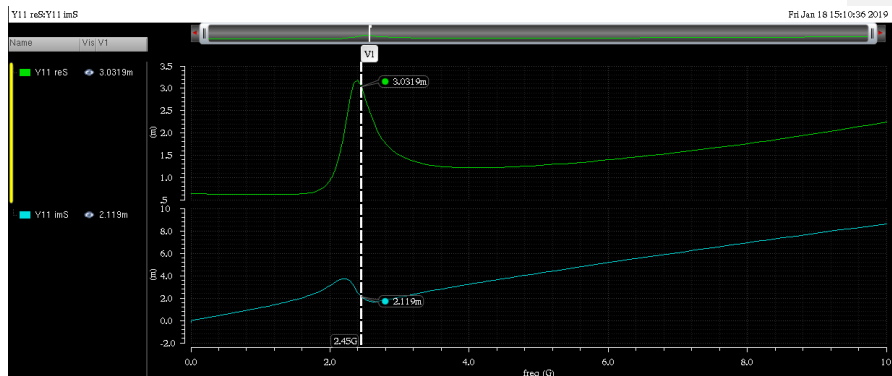
- $R_{gd}=1,7 \text{ k}\Omega \Rightarrow \text{Real}(Y_{11}) > 0$  quelle que soit la fréquence

Rôle de la résistance  $R_{gd}$  ramenée par effet Miller en entrée qui vient compenser notamment entre 1 et 2 GHz la partie réelle négative de façon à ce qu'elle soit positive.

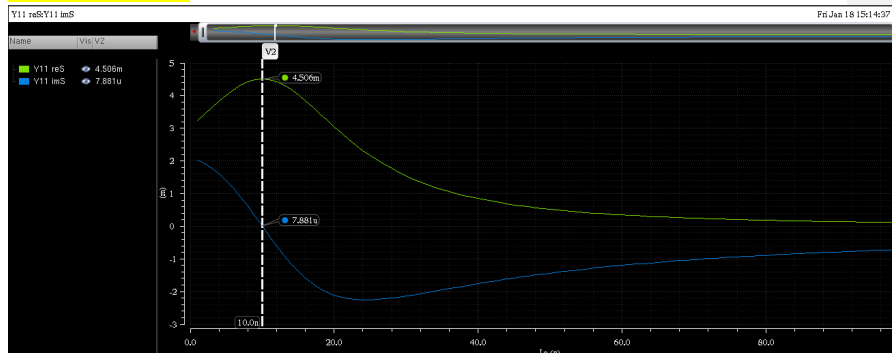
**Commenté [p1]:** A part dire ça, dur (pour moi) d'expliquer pourquoi ça améliore le  $K_f$  en 2 mots

- Rajouter  $R_{gd}$ . Estimer la valeur de l'inductance  $L_e$  qui annule la partie imaginaire de l'admittance d'entrée à la fréquence  $f_0$ .

$\text{Imag}(Y_{11})$  sans  $L_e = 2,1 \text{ mS} \neq 0$



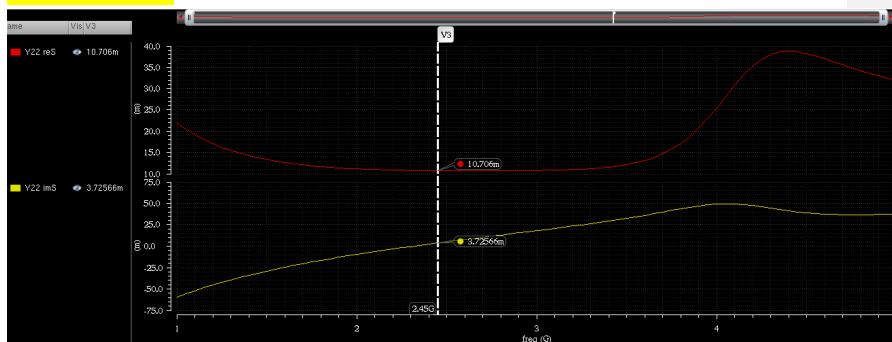
### Détermination de $L_e$



- $L_e = 10$  nH  $\Rightarrow$   $\text{Imag}(Y_{11}) = 0$ , pas de stockage réactif, toute la puissance rentre dans l'ampli.

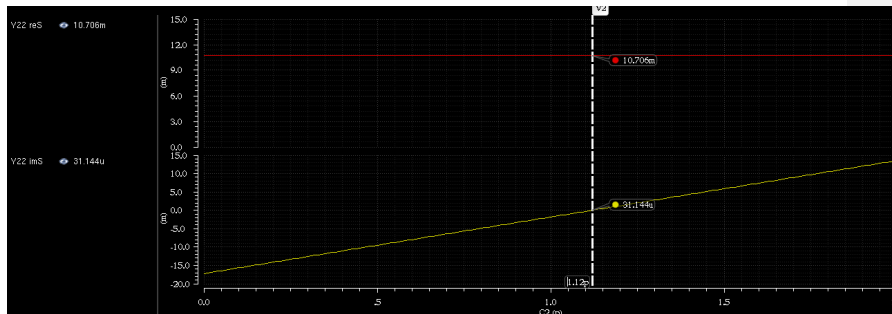
m) Rajouter  $L_e$  en série avec le port d'entrée. Vérifier  $Y_{22}$ . Réadapter si nécessaire. Commentaire.

### Vérification de $Y_{22}$



- $\text{Imag}(Y_{22}) = 3.7$  mS  $\Rightarrow$  remodifier C2.

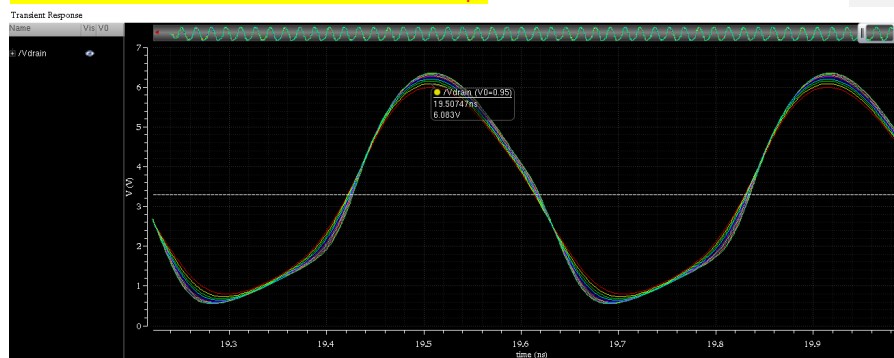
Modifier C2 pour avoir  $\text{Imag}(Y_{22}) = 0$



- $C2=1.12 \text{ pF}$

n) Refaites une simulation en transitoire. Au besoin réaliser une étude paramétrique sur  $V_0$ .

Simulation en transitoire avec  $L_e=10 \text{ nH}$  et  $C2=1.12 \text{ pF}$



$V_0=850 \text{ mV} \Rightarrow V_{RF}=6-3,3=2,7 \text{ V}$ . On est en dessous des  $2,9 \text{ V}$ .

$V_0=1150 \text{ mV} \Rightarrow V_{RF}=6,2-3,3=2,9 \text{ V}$ . Toutefois la distorsion sur le signal RF sur la charge  $50 \Omega$  est déjà forte.

o) Modifier le réglage sur le port d'entrée (paramètre  $P_0$  à la place de  $V_0$ ). Reprendre la question d). En faisant varier  $P_0$ , visualiser à l'aide d'une simulation hb (harmonique balance) la puissance de sortie à  $2,45 \text{ GHz}$  sur la charge. Déterminer le niveau maximal que l'on peut atteindre, le point de compression à  $1 \text{ dB}$  et le gain en puissance  $G_p$ .

$P_0=0 \text{ dBm} \rightarrow P_{out}=9 \text{ dBm}$  ;  $G_p=9 \text{ dB}$

$P_0=2,1 \text{ dBm} \rightarrow$  Compression à  $1 \text{ dB}$ .

