

## Conception d'un mélangeur à 2,45 GHZ en Technologie 0.35um AMS

Note : On utilise la même structure que celle étudiée en TD avec les mêmes valeurs de gain ( $G_c=10dB$ ). Toutes les valeurs des composants et des performances (gain, bruit) ont déjà été calculée et seront utilisée dans ce TP.

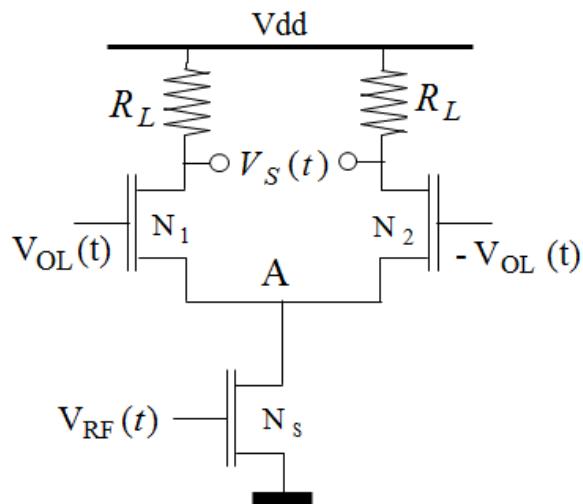
Chemin de la librairie : `xph2seisbo/PROJET_AMS/_TP_CSI/mix_single_ideal (_DC_ GC _hbnoise-AC)`

Les states sont sauvés dans la cellule.

Cahier des charges :

$G=10dB$ ,  $NF<10dB$ ,  $IIP3=0.42Vc$ ,  $Fo=2.45GHz$ . On supposera un rapport cyclique moyen entre l'état commuté ( $N_1$  on et  $N_2$  off) et l'état transitoire ( $N_1$  et  $N_2$  on) de 20%.

On adopte la structure simple équilibrée suivante :



Travail préliminaire (si le TD n'a pas été traité) :

Faire la conception de ce mélangeur 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. On prendra  $K_n=80.10^{-6}$  Le travail préliminaire est relevé en début de séance et 4 points lui sont attribué.

- Pour  $R_l=400\Omega$  calculer  $g_m(N_s)$ .  
 $Gm(N_s)=\pi G_c/2R_l=12.4ms$
- A partir de l'IIP3, calculer  $V_{od}(N_s)$ .  
 $V_{od}=(IIP3/0.64)^2=0.43V$
- Connaissez  $g_m$  et  $V_{od}$  déterminer  $ID_0(N_s)$  et  $W/L(N_s)$  et en déduire  $W$  pour  $L=0.35\mu m$ .  
 $ID_0(N_s)=g_m \cdot V_{od}/2=2.67mA$   
 $W/L=(ID_0)/(K_n \cdot V_{od}^2)=180, W=63\mu m$

- d) On décide de polariser le mélangeur de sorte que le Ns soit en LZA pendant l'état transitoire. Donner la valeur de Vds(Ns) et le W/L(N1,2) pour que N1,2 fournit le courant nécessaire sous cette condition (on prendra VG(N1,2)=1.5V=1/2 de la dynamique du signal d'OL).

$$LZA \Rightarrow V_{ds}(Ns) = V_{gs} - V_{tn} = V_{od} = 0.43$$

$$IDO(N1,2) = IDO(Ns)/2 = Kn(W/L)(Vod(N1,2))^2 ; \quad Vod(N1,2) = (Vgs(N1,2) - Vtn) = (Vg - Vs - Vtn_0 - 0.2Vs)^2 = 1.5 - 0.43 - 0.57 - 0.2 * 0.43 = 0.423 \Rightarrow W/L = (IDSO/2)/(Kn * 0.423^2) = 97 \text{ (avec } Vtn_0 = 0.57)$$

- e) En déduire W pour L=0.35um ainsi que gm(N1,2)

$$W = 34 \mu m \text{ (avec } Vtn_0 = 0.57) \text{ et } gm = 2.IDO(N1,2)/Vod = 6.5 mAV^{-1} \text{ (avec } Vtn_0 = 0.57)$$

- f) Exprimer la DSP de bruit ajoutée en sortie par le mélangeur dans l'état commuté et l'état transitoire.

$$\text{Bruit ajouté quand N1,N2 commutés : } e_{vno\_com}^2 = R_L^2 \cdot I_{nd}^2(Ns) + 8KTR_L = 76 \text{ aV}^2/\text{Hz}$$

$$\text{Bruit ajouté quand N1,N2 en transitoire : } e_{vno\_tran}^2 = 2 \cdot R_L^2 \cdot I_{nd}^2(N_{1,2}) + 8KTR_L = 77 \text{ aV}^2/\text{Hz} \text{ (R}_{ON}\text{ n'intervient pas car } X \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + \omega_A^2})$$

- g) Calculer le facteur de bruit.

$$F = \frac{G_c^2 4KTR_0 + d_{\%} \bar{e}_{vno\_tran}^2 + (1-d_{\%}) \bar{e}_{vno\_com}^2}{G_c^2 4KTR_0}$$

$$F = 1 + \frac{d_{\%} \bar{e}_{vno\_tran}^2 + (1-d_{\%}) \bar{e}_{vno\_com}^2}{G_c^2 4KTR_0}$$

$$F = \frac{G_c^2 4KTR_0 + d_{\%} (R_L^2 I_{nd}^2(N_s) + 8KTR_L) + (1-d_{\%}) (2R_L^2 I_{nd}^2(N_{1,2}) + 8KTR_L)}{G_c^2 4KTR_0}$$

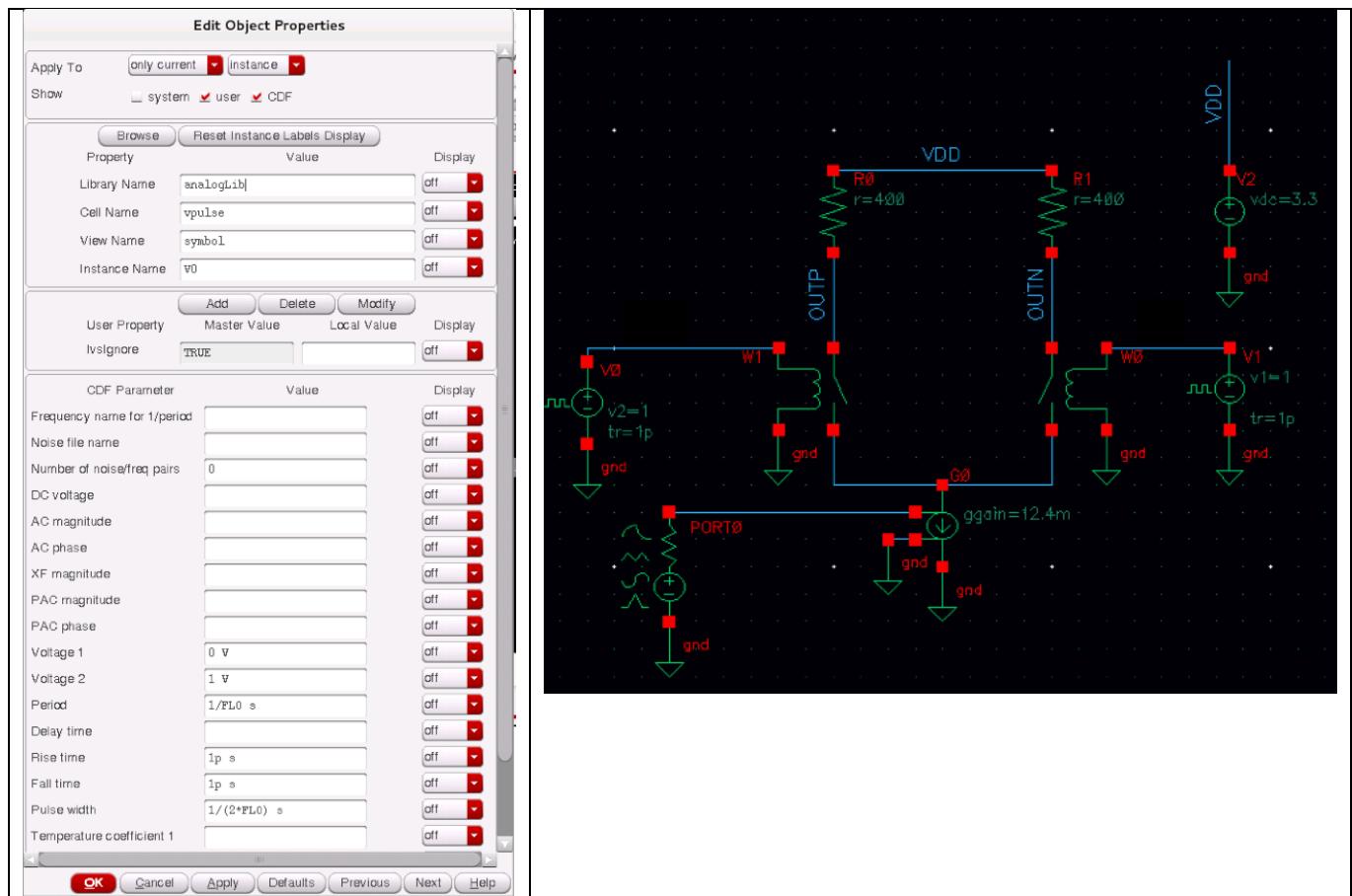
$$F = 1 + \frac{d_{\%} (R_L^2 4KT \cdot \gamma \cdot gm(N_s) + 8KTR_L) + (1-d_{\%}) (2R_L^2 4KT \cdot \gamma \cdot gm(N_{1,2}) + 8KTR_L)}{G_c^2 4KTR_0}$$

$$F = 1 + \frac{d_{\%} (R_L^2 \cdot \gamma \cdot gm(N_s) + 2R_L) + (1-d_{\%}) (2R_L^2 \cdot \gamma \cdot gm(N_{1,2}) + 2R_L)}{\left( \frac{2 \cdot R_L \cdot gm(N_s)}{\pi} \right)^2 R_0}$$

$$F = 10,57 = 10,2 \text{ dB avec } R_0 = 50 \Omega$$

### Mélangeur Idéal :

Réaliser le mélangeur avec des interrupteurs idéaux *switch* (analogLib), un transconducteur idéal ( $gm = 12,4 \text{ ms}$ ) *vccs* (analogLib/sources/dependant/vccs). Commander les interrupteurs avec deux générateurs de signal carré *vpulse* (analogLib/vpulse) en opposition de phase (inverser Voltage 1 et Voltage 2 dans les Properties). Mettre la fréquence de l'OL en variable de design. Le signal Rf est appliqué avec un port. Paramétrier la fréquence RF à 2.45 GHz. L'amplitude importe peu car les composants étant idéaux, il n'y a pas d'effet de non-linéarité.



1) Rappeler l'expression du gain.

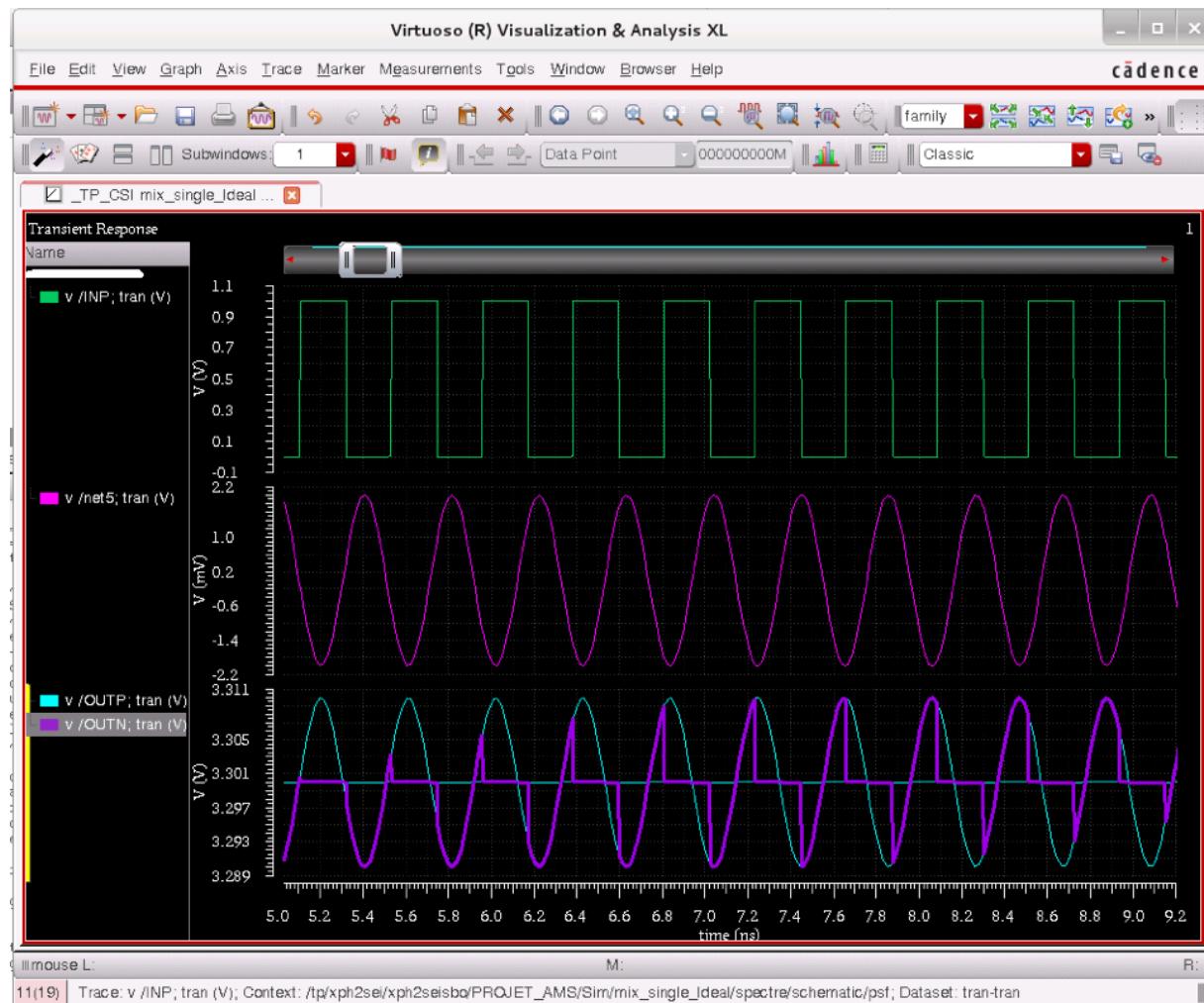
$$G_c = \frac{2}{\pi} g_m R_l$$

2) Quelle est la FOL pour une FI de 100 MHz. Quelle doit être la durée de la simulation pour observer 10 périodes de FI. Faire une simulation transitoire pour une FI de 100 MHz. Observer les deux sorties indépendamment et commenter vos observations.

FOL=2,35 GHz

Durée=1/FI=100ns

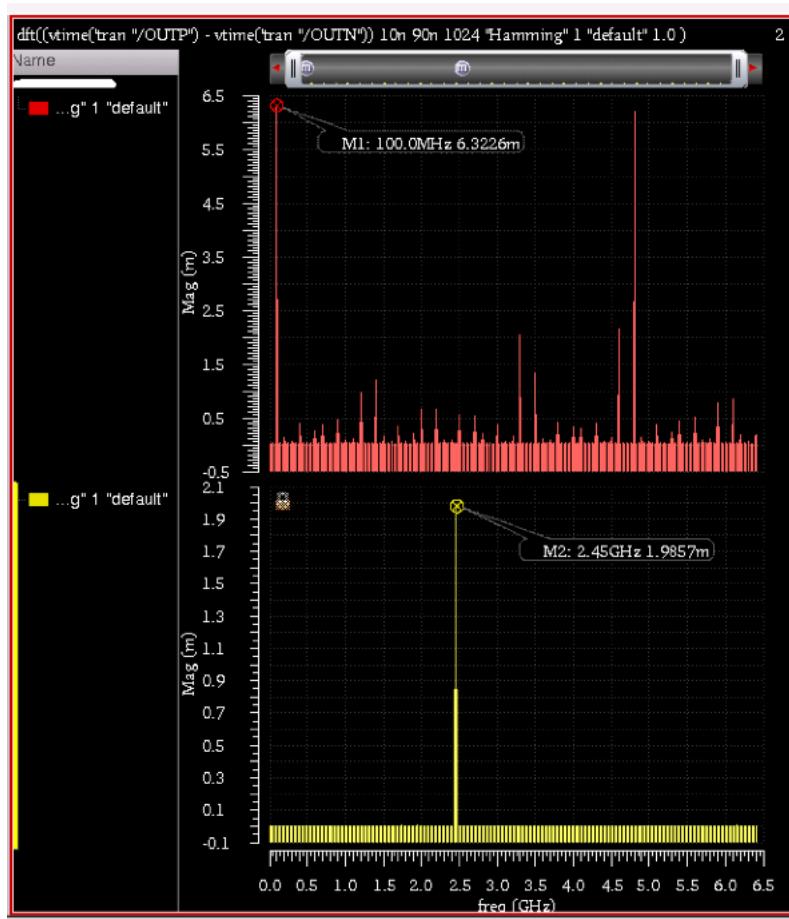
On voit la RF s'inverser au rythme de l'OL. C'est ça le mélange !!!!



- 3) (Facultatif) La mesure de  $G_c$  n'est pas précise en transitoire. Pour cela il faut utiliser une FFT. Faites une FFT (Fast Fourier Transform) du signal d'entrée et de sortie avec l'option *dft* (Direct Fourier Transform) paramétrée comme dans l'exemple ci-dessous afin d'avoir un nombre entier de période du signal à observer. Mesurez  $G_c$ .



$$G_c = \frac{1.987}{6.322} = 3.181 = 10 \text{ dB}$$

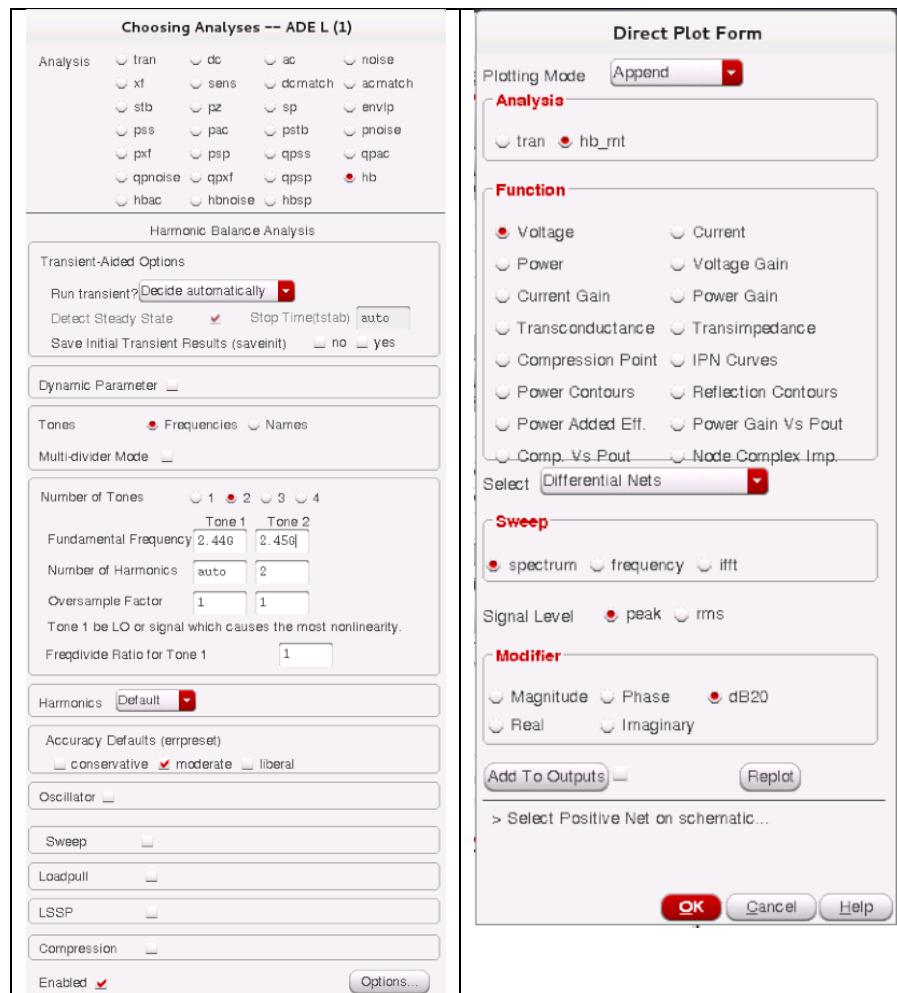


### Simulation HB du mélangeur idéal :

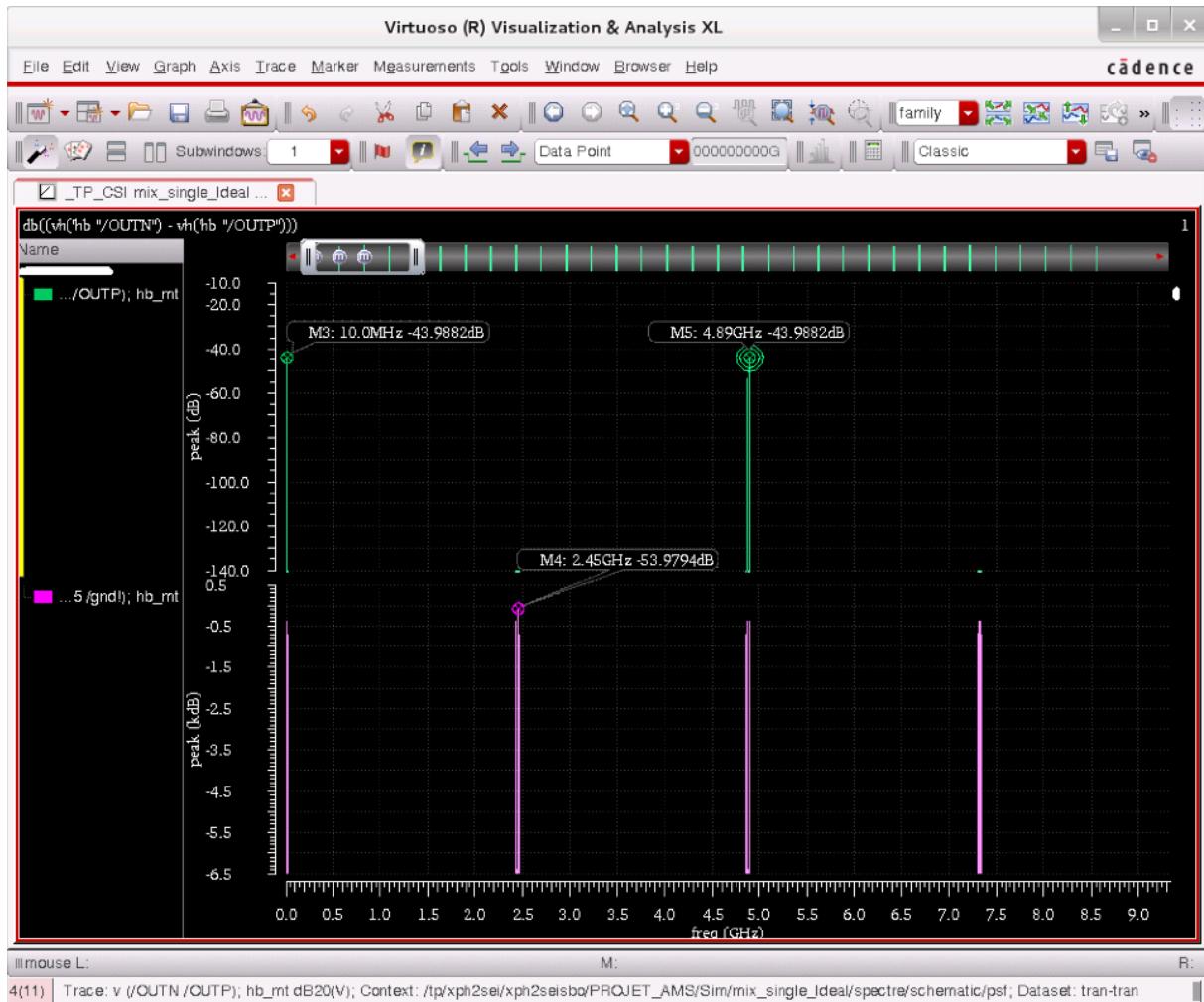
Si l'on désire réaliser une simulation à FI=10MHz, le temps de simulation devient trop grand. On utilise alors l'option de simulation Harmonic Balance (HB) qui est un outil mathématique d'équilibrage harmonique dans le domaine fréquentiel plus efficace que la résolution temporelle, à condition toutefois de conserver des tailles de circuit raisonnables. *Explication de la méthode : on travaille en fréquentiel en considérant un certain nombre de tons et d'harmoniques pour chaque ton puis, sur la base du modèle non linéaire des composants, on équilibre les valeurs de courants et de tensions sur chacune des harmoniques de façon à respecter les lois de Kirchhoff.*

Régler FOL pour avoir une FI à 10 MHz. Paramétrier HB pour simuler deux tons à l'harmonique 1 (fundamental frequency) comme présenté dans l'exemple ci-dessous.

- 4) Afficher le spectre du signal d'entrée et de sortie en tension en utilisant le direct plot. Noter les fréquences en sortie. Ce mélangeur est-il simple équilibré ou double équilibré ? Expliquez. Retrouver le gain.

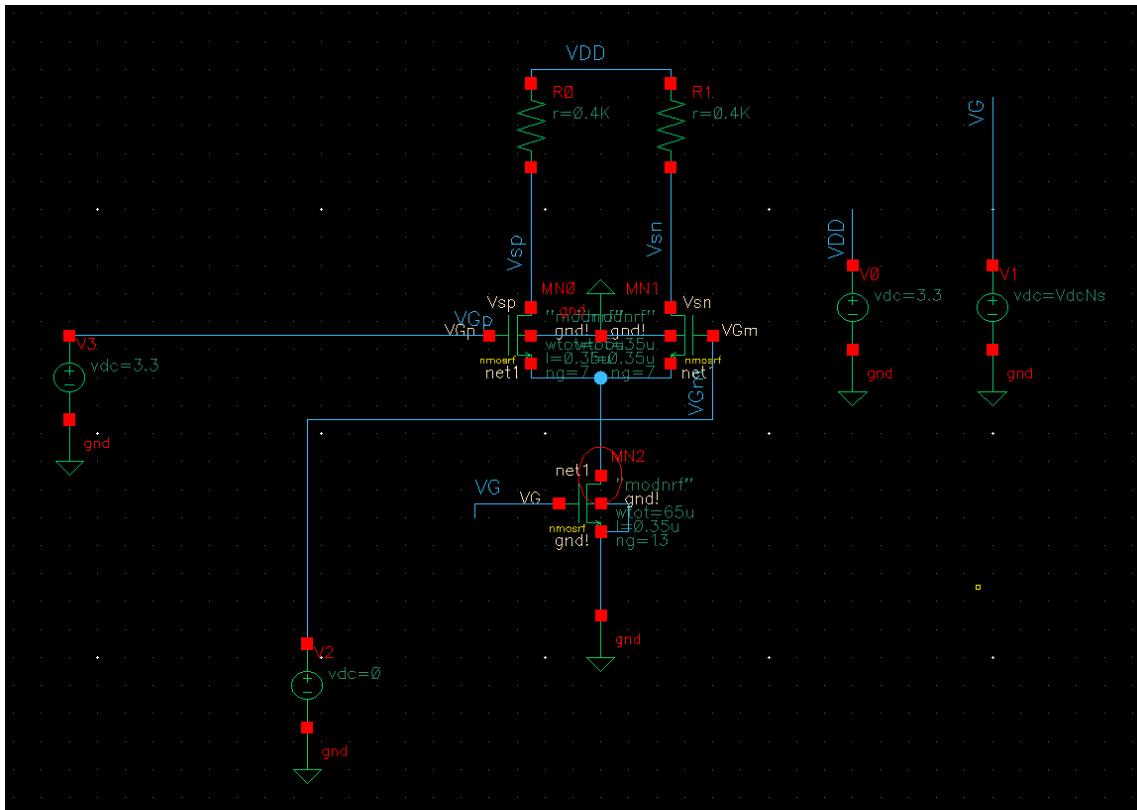


En sortie on observe une raie à 10 Mhz (la raie issue du mélange) mais pas de raies à 2,45 GHz comme on pourrait s'y attendre d'après le cours. Le mélangeur est double équilibré. Cela vient du fait qu'il n'y a pas de courant LO en DC qui passe d'une branche à l'autre au rythme de la LO. C'est ce courant DC qui fait la fuite de l'OL sur la sortie dans la structure simple équilibrée.



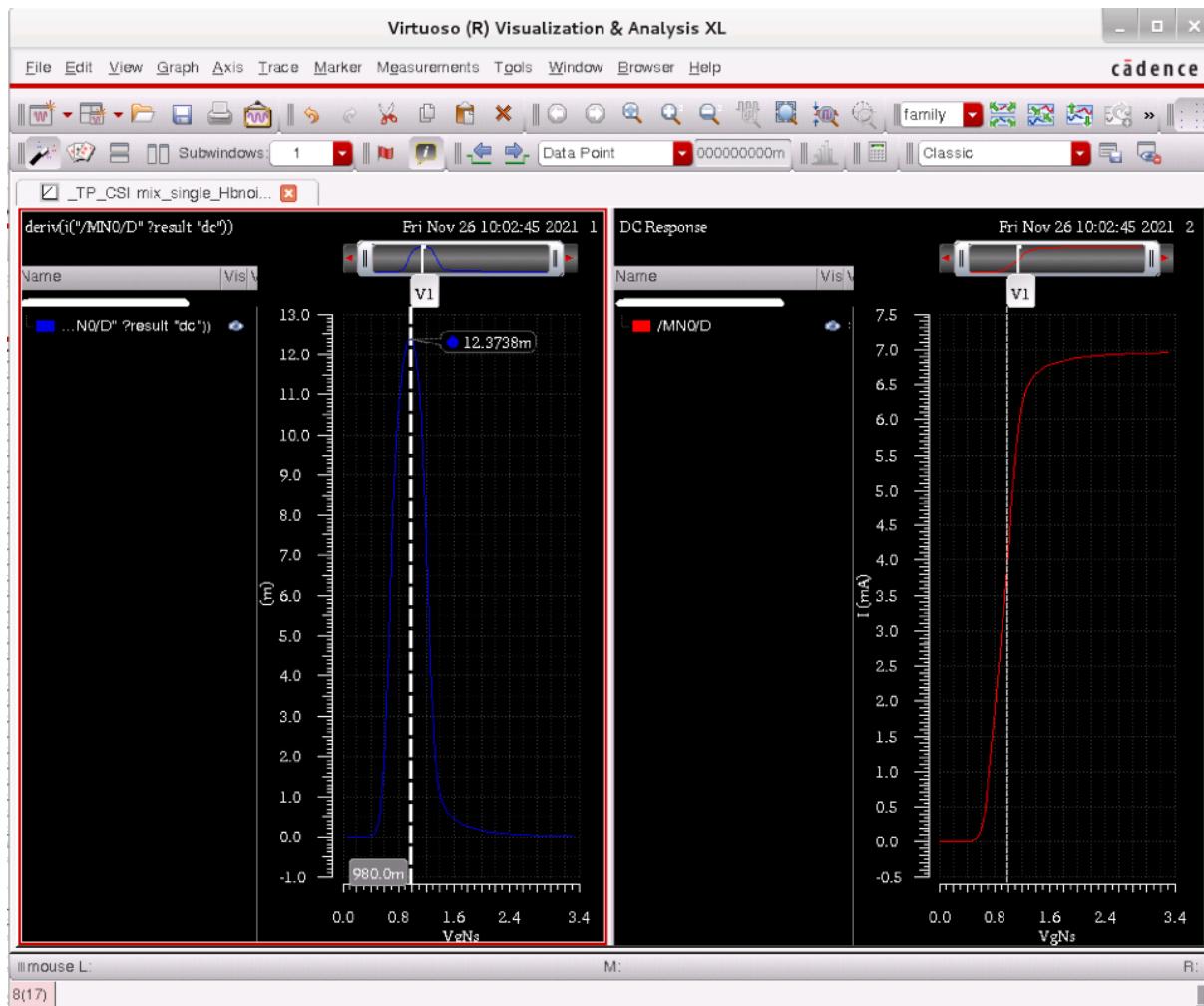
### Mélangeur Réel – Analyse DC

Câbler le mélangeur en reprenant les résultats du TD pour les tailles des transistors. Ajouter des sources DC pour le polariser à l'état commuté et mettre une source variable sur le Vg du transconducteur.



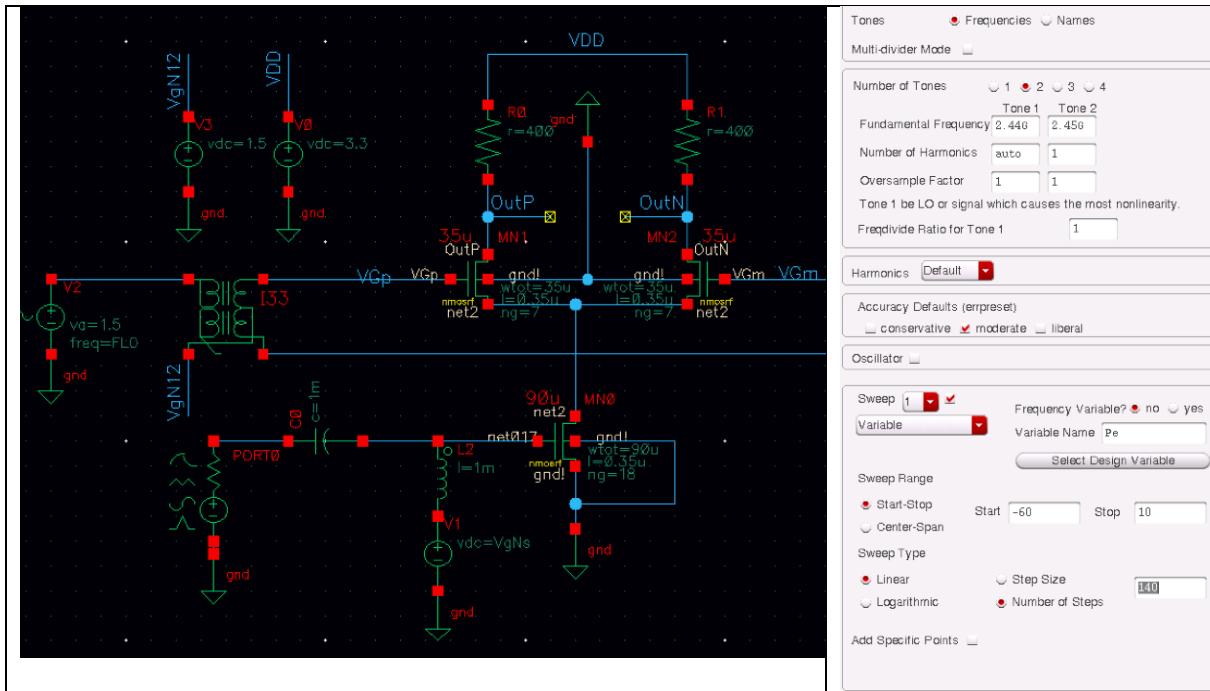
- 5) A partir d'une analyse DC dans l'état commuté, vérifier le point de polarisation pour ajuster finement la valeur de  $V_g$  qui donne le  $g_m$  attendu. Pour cela remplacer les sources d'OL par des sources DC. [Pour tracer  $I_d(V_{polar})$  penser à sélectionner la pin sur laquelle on va regarder et sauvegarder le courant (accessible depuis l'onglet Outputs dans le simulateur]. Pensez à utiliser la calculatrice pour dériver le courant et afficher le  $g_m$ . Ajuster la taille du transconducteur pour atteindre le  $g_m$  souhaité si-nécessaire.

Si on trace le  $g_m$  on voit bien qu'on n'arrive pas à atteindre les 12,4 ms sans augmenter le W de NS. Il faut remonter le W du NS à 90 um ( $Ng=18$ ) avec  $V_{gs}=980mV$  environ au prix d'une conso accrue (4 mA)

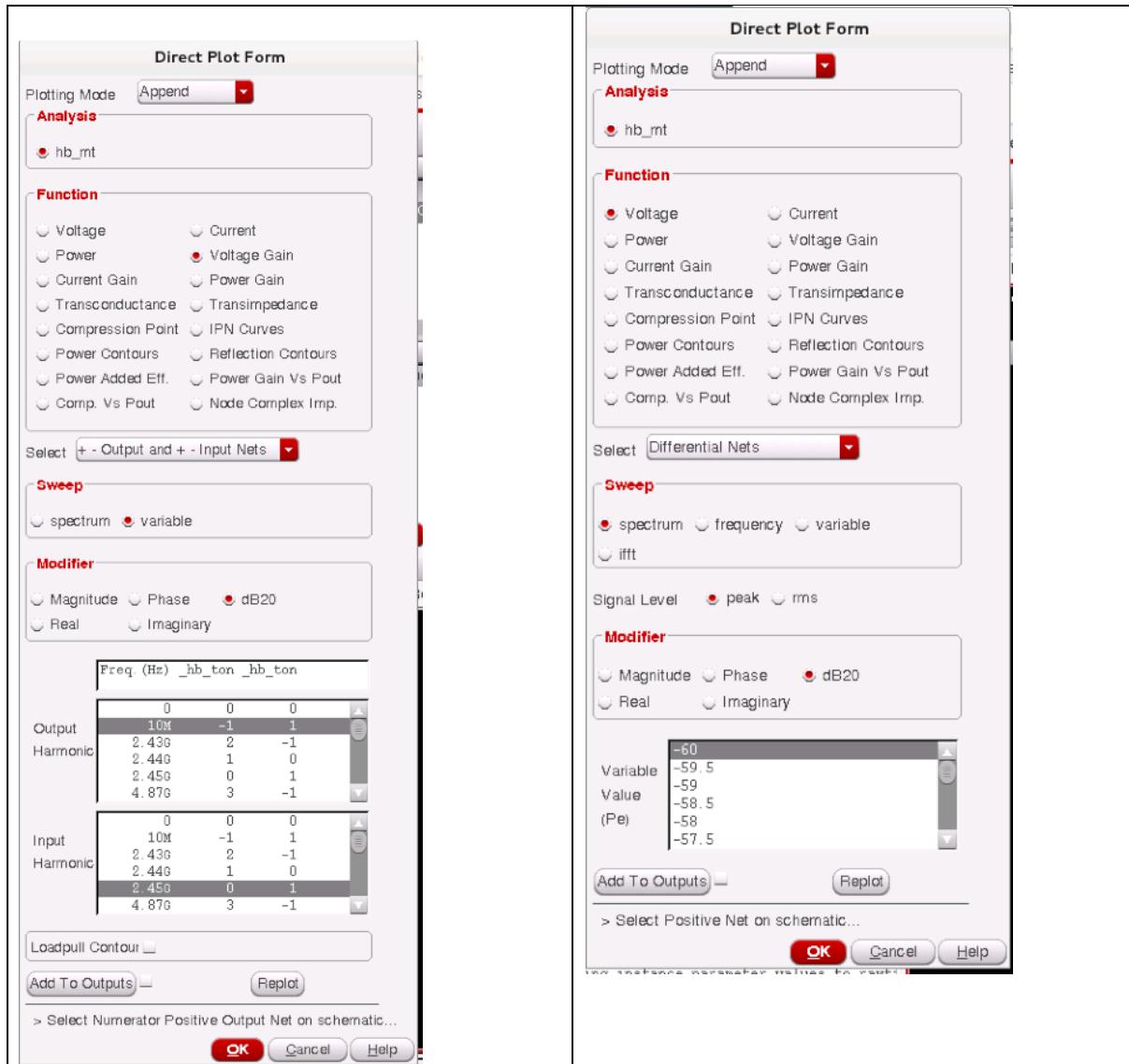


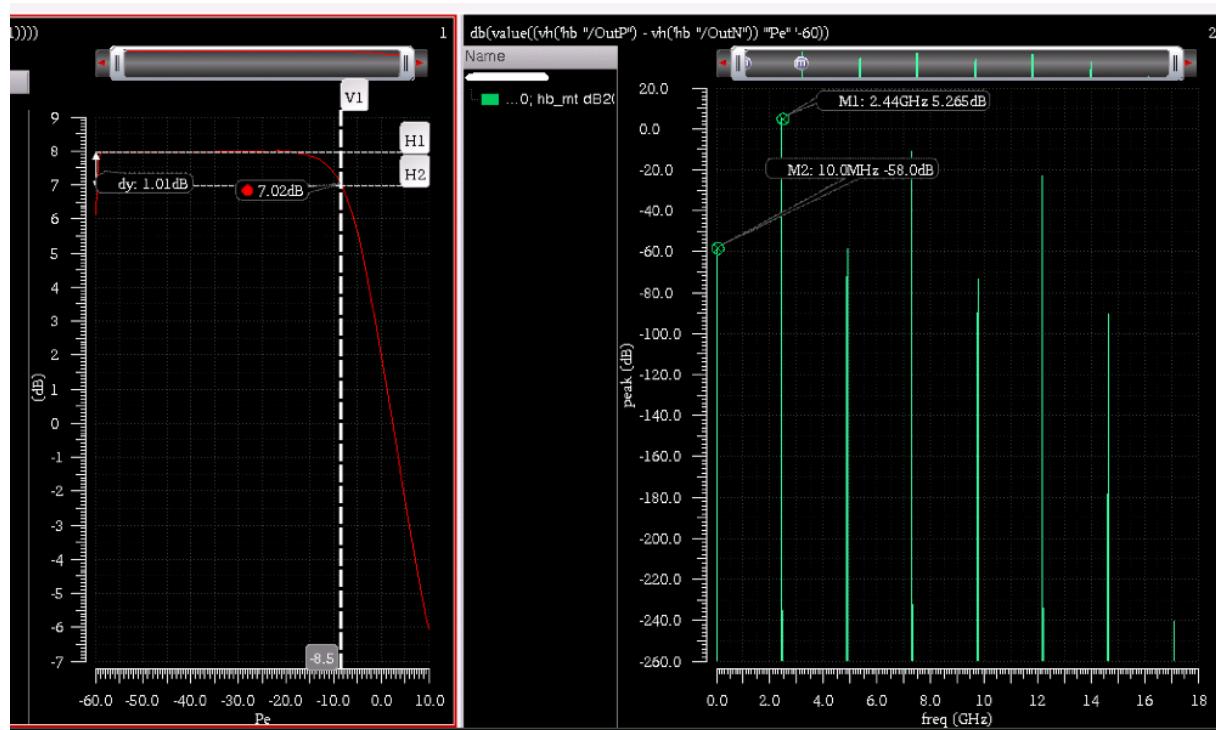
### Mélangeur Réel – Analyse HB (PROJET\_AMS/\_TP-CSI/\_mix\_single\_GC)

On suppose que le mélangeur est commuté par un oscillateur sinusoïdal (typique en RF, oscillateur LC). Utiliser une source sinusoïdale (*vsin*) et un *ideal\_balun* de l'analogLib. Le point milieux du balun permet d'appliquer une tension de mode commun que l'on règle à 1.5V. Choisir une FI de 10 MHz. Mettre un DC feed (inductance de 1mH pour isoler le chemin DC) et un DC block (capacité de 1mF pour isoler le chemin AC)



- 6) Faire une simulation HB en prenant la puissance du signal d'entrée comme variable (de -60dBm à 10dBm par pas de 0,5). Afficher le gain en tension en dB en fonction de la variable (voir setting ci-dessous). Bien régler l'harmonique d'entrée sur 2,45 GHz (signal RF) et l'harmonique de sortie sur 10 MHz (le signal FI). De combien chute le gain ? Quel est le point de compression à 1 dB ?
  - 7) En petit signal ( $P_e=-60$ dBm) par exemple, afficher le spectre de sortie (voir setting ci-dessous) et relever les harmoniques présentes ainsi que leur puissance. Le mélangeur est-il simple ou double équilibré. Expliquez.





6)  $G_c = 8\text{dB}$ . On perd deux dB à cause des non-idealités du transistor (en tant que switch) (Ron, tension de seuil ...)

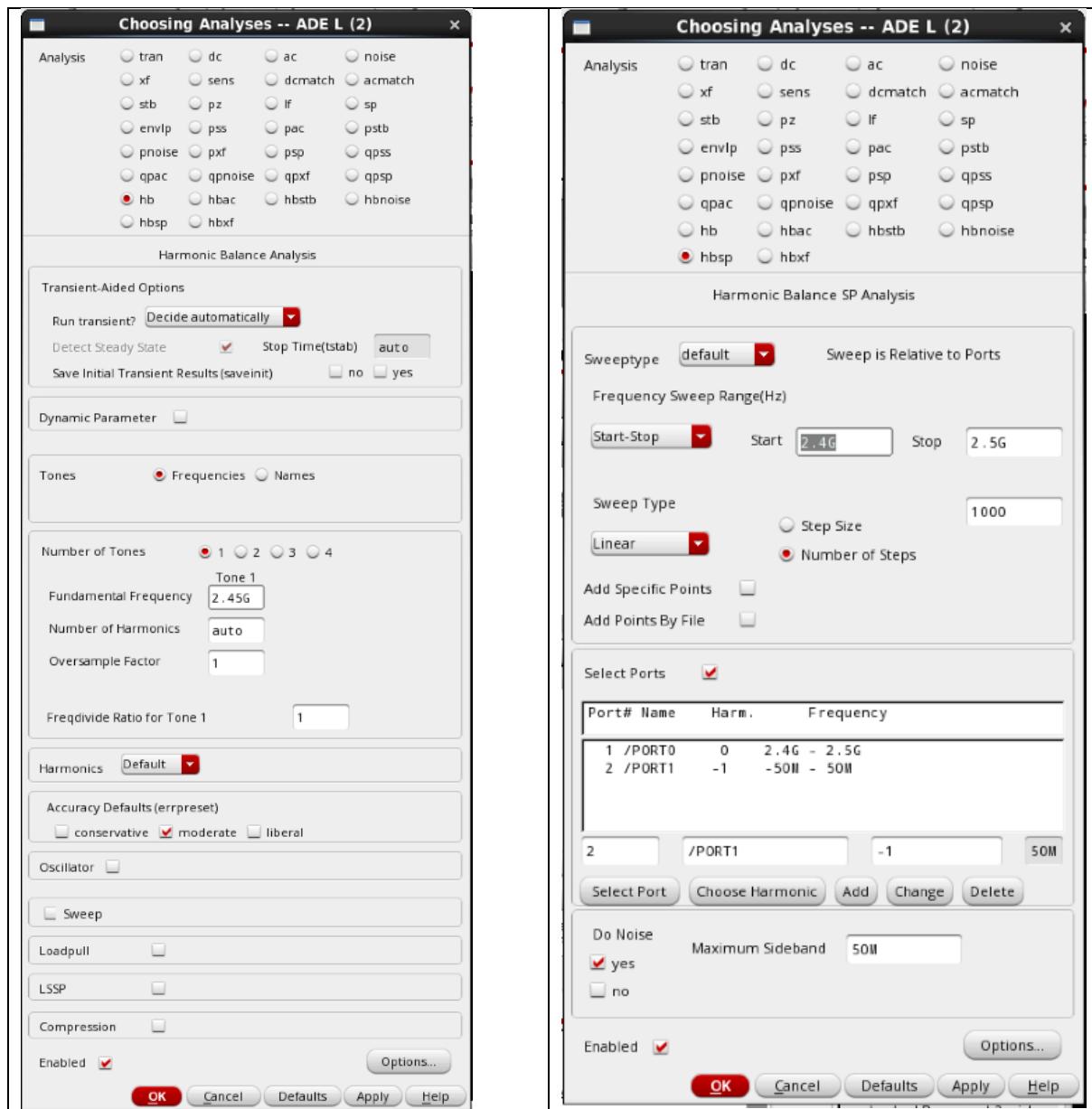
$\text{ICP1dB} = -8,5$

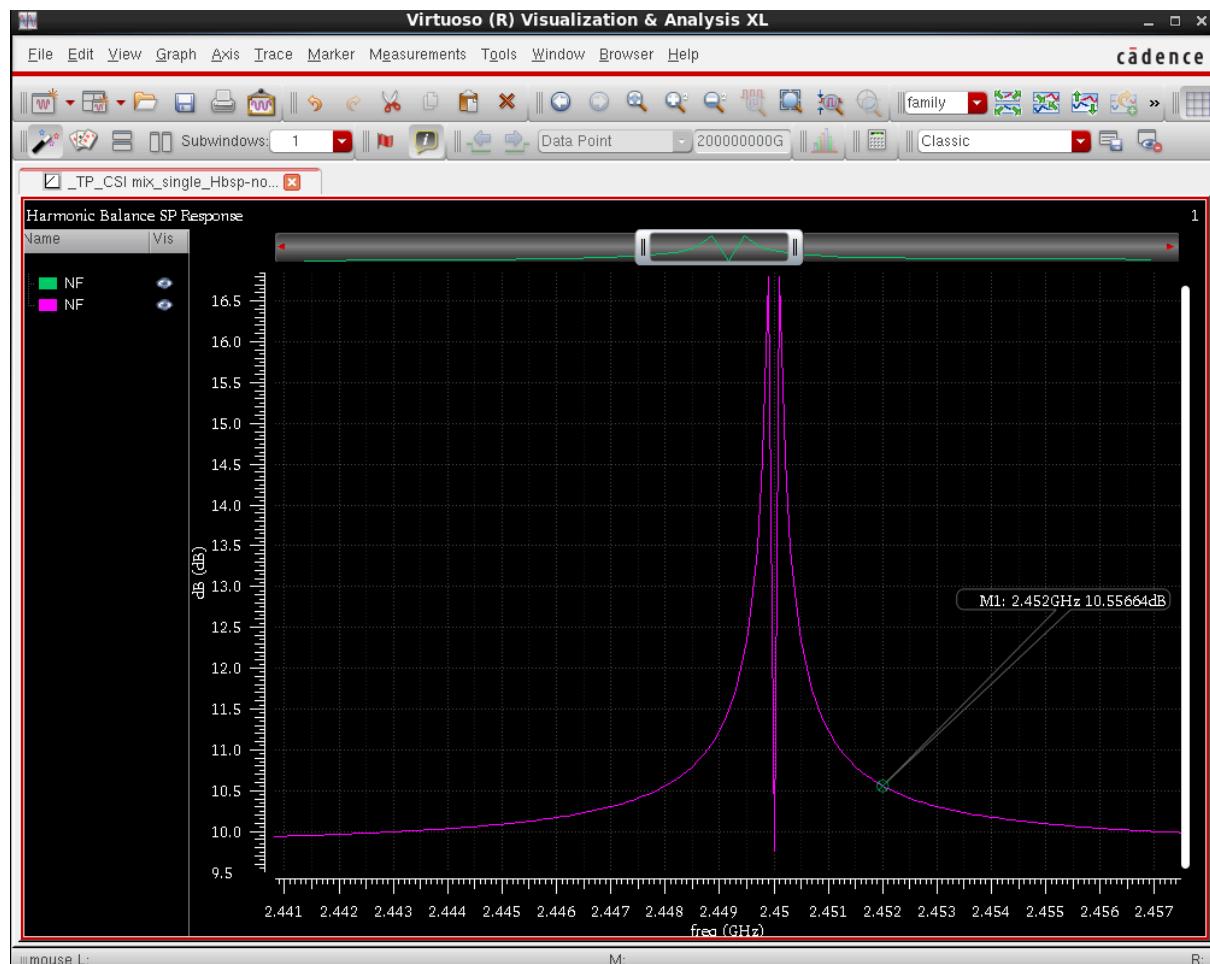
7) On voit l'harmonique à FLO. Elle est énorme. Elle peut faire saturer les étages suivants. C'est un simple équilibré. C'est le courant DC de source qui est aiguillé alternativement sur la sortie positive puis négative au rythme de l'OL (voir le cours). Dans le mélangeur idéal, on n'a pas mis de courant DC dans le transconducteur (on n'a mis que du petit signal) et donc on ne voyait pas cette raie RF en sortie.

### Etude du bruit avec hbsp.

L'étude du bruit peut se faire avec plusieurs moteurs de simulations (hbsp, hbnoise ...). Le moteur hbsp couple les deux simulateurs hb et sp. Une simulation sp sera faite pour chaque harmonique définie dans hb. Il faut mettre des ports en entrée et en sortie. Pas de réglages particuliers des ports. **Ici, mettre un port haute impédance en sortie et mettre sur le port RF la même fréquence que celle d'OL (FRF=FLO).**

Paramétriser hb avec une seule fréquence (celle de l'OL). Puis paramétrez **hbsp** comme suit. « Frequency sweep » correspond à la bande de fréquence que l'on transpose de la RF vers la BB. Utiliser « select port » et « choose harmonic » pour régler les ports d'entrée sortie. Attention, écrire directement 1 et 2 dans les cases pour chacun des deux ports. Régler la fréquence du port 1 pour la bande RF et la fréquence du port de sortie pour la BB.





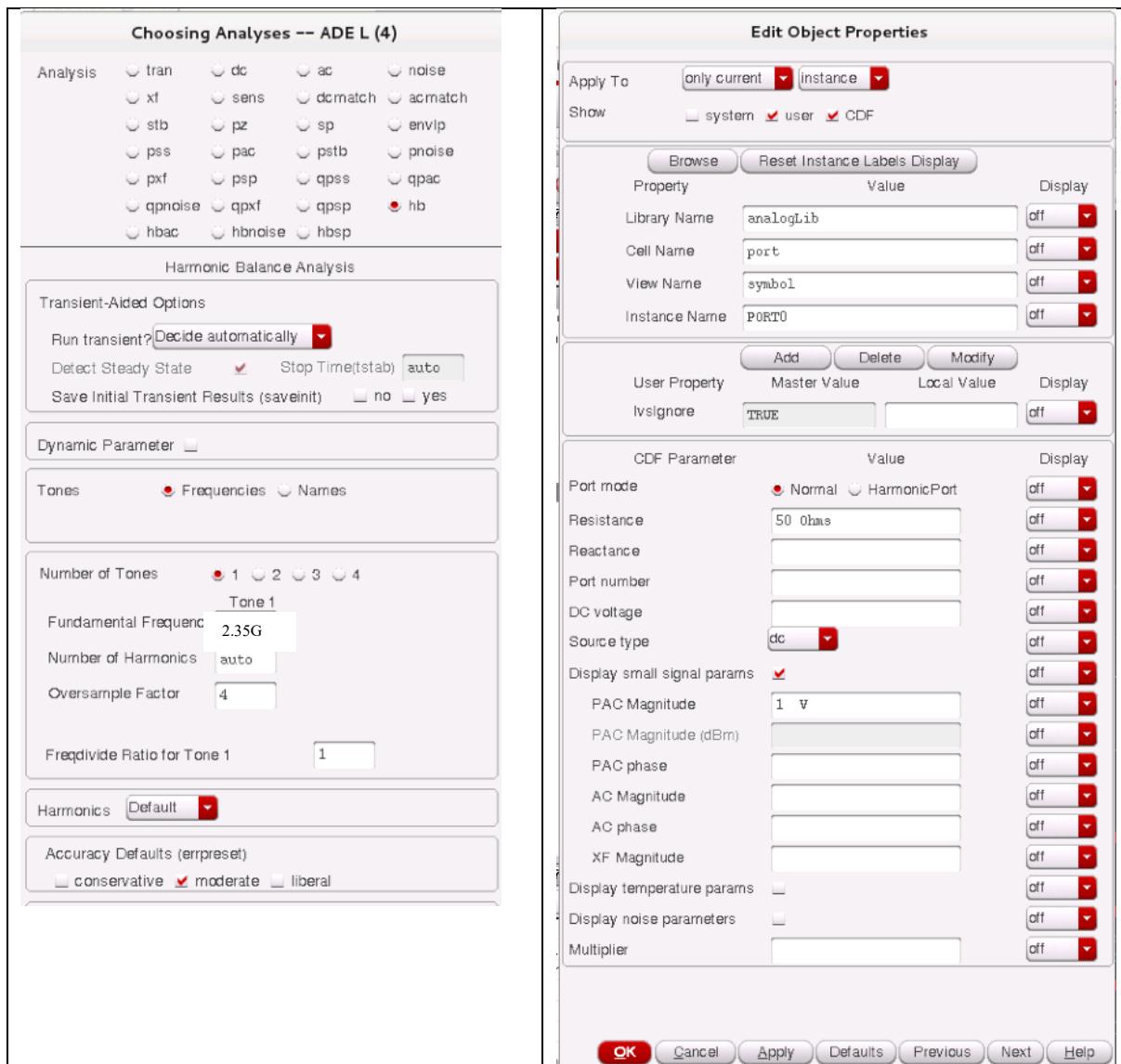
Le NF est affiché en fonction de FRF à la différence de hbnoise qui affiche en fonction de FIF. Le trou correspond au premier pas simulation. Le bruit n'est pas calculé pour 0 Hz (2,45 GHz).

#### Réponse fréquentielle du mixer (hbac) – (PROJET\_AMS/\_TP-CSI/\_mix\_single\_Hbnoise-AC)

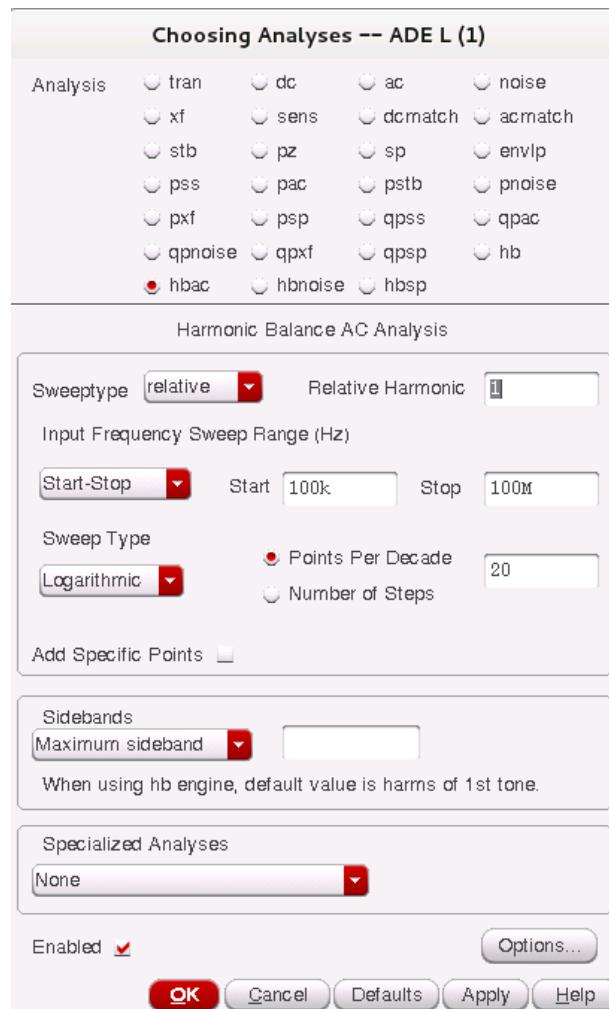
**Attention, dans cette section les screenshot sont réalisés pour une  $f_I = 100 \text{ MHz}$**

Il est possible de faire une simulation de la réponse fréquentielle du mélangeur en combinant la simulation *hb* et la simulation AC (*hbac*). La simulation *hb* est utilisée pour calculer les harmoniques dues aux non-linéarités du signal qui provoquent le plus de distorsion (l'OL dans notre cas), alors que le moteur AC est utilisé pour simuler la bande passante du signal RF (petit signal). Ainsi, on peut simuler la bande passante du signal d'intérêt transposé autour de toutes les harmoniques provoquées par les non-linéarités.

Rajouter une capacité de 5pF pour simuler la bande passante finie de l'étage suivant le mixer. Le port RF doit être paramétré avec une source de type dc et le moteur HB doit-être paramétré avec la fréquence de l'OL ( $f_{RF} - f_I$ ) comme suit :

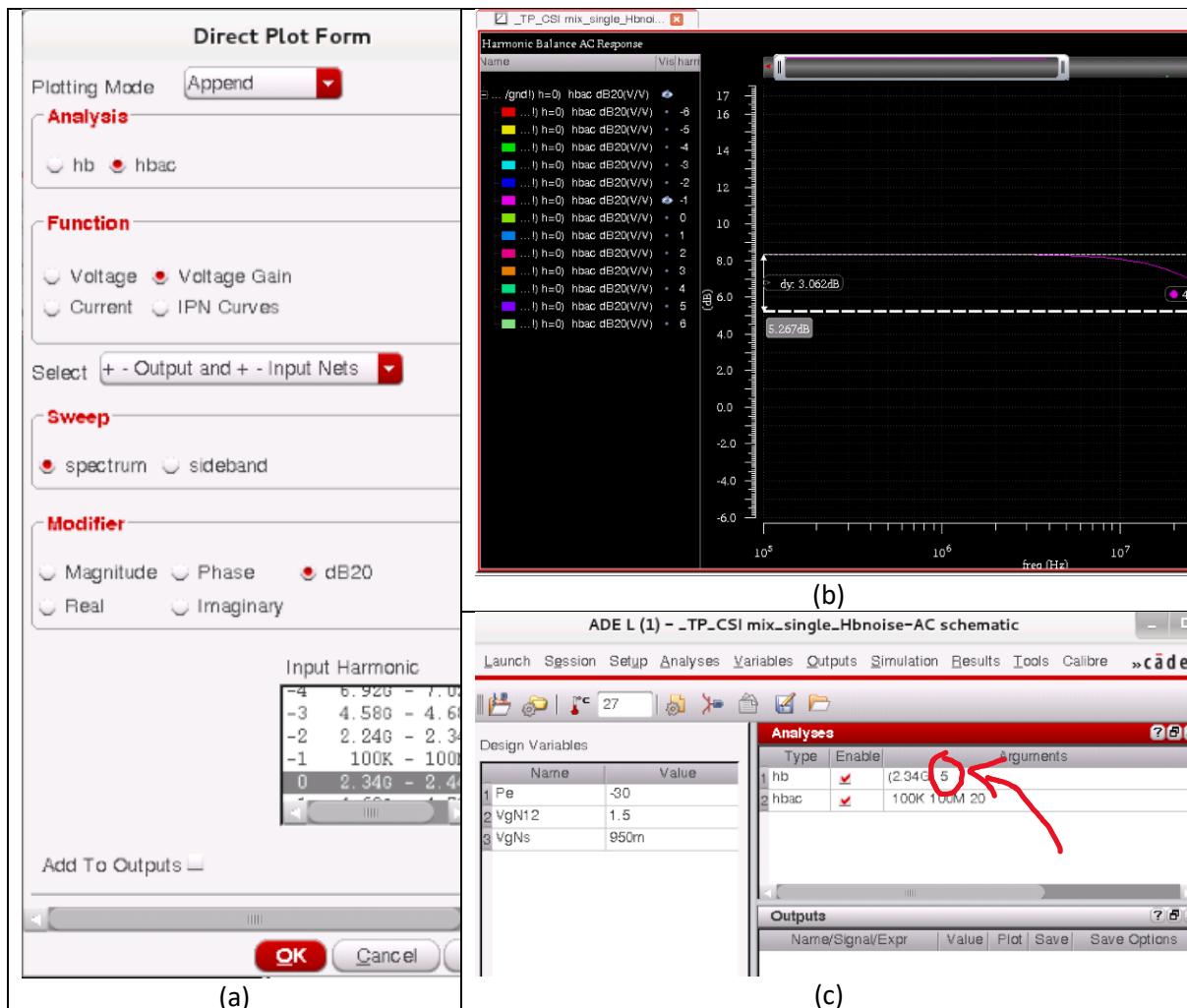


Paramétrer ensuite le moteur *hbac* comme suit et lancer les deux simulations en même temps.



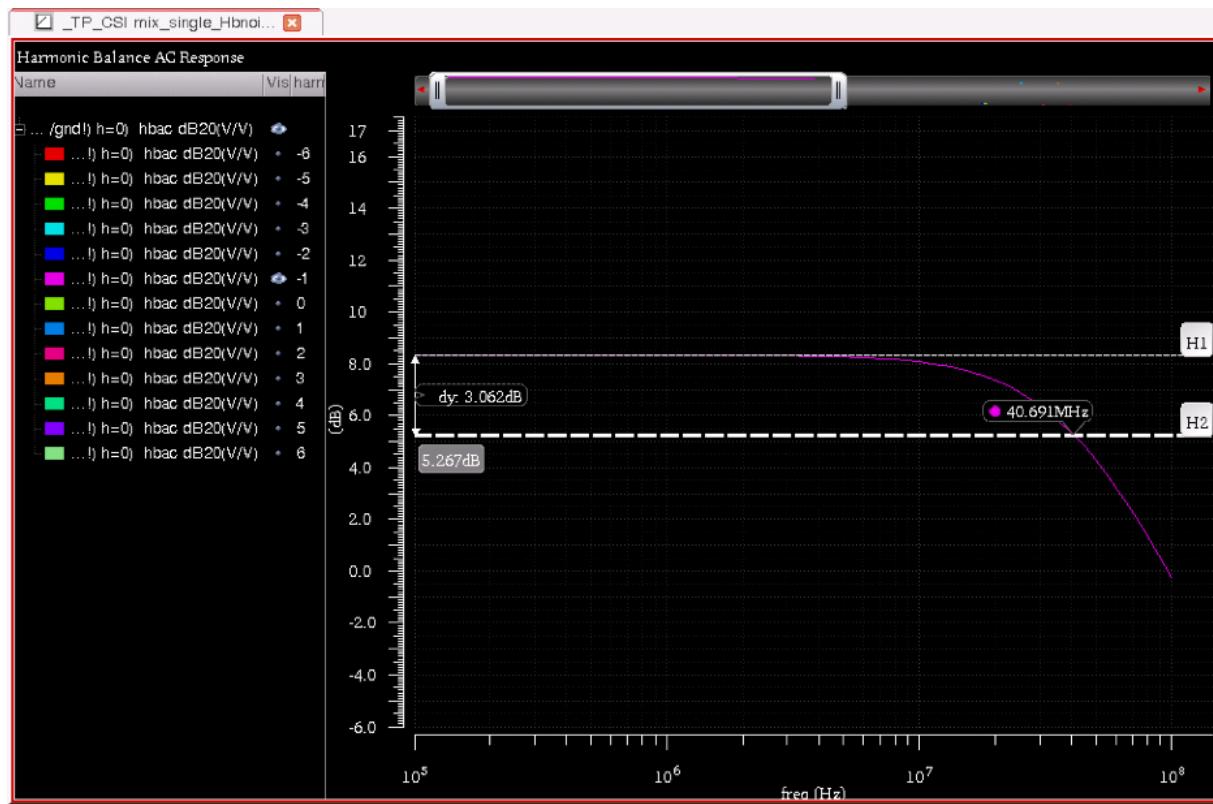
Pour afficher la réponse fréquentielle du mixer aller dans **ADE>Direct Plot>hbac**. Cocher *Voltage Gain* et vous voyez apparaître une sous fenêtre « *Input Harmonic* » (voir figure (a) ci-dessous). Sélectionner le rang 0 (*input harmonic*) qui correspond à la bande de fréquence du signal d'entrée située autour du fondamental (en réalité depuis  $F_{\text{ol}}+F_{\text{min}}$  jusqu'à  $F_{\text{ol}}+F_{\text{max}}$ ,  $[f_{\text{min}}-f_{\text{max}}]$  étant la bande passante du « petit » signal d'entrée. On pourra ensuite afficher le gain depuis cette bande vers toutes les autres bandes existantes en sortie définies par toutes les harmoniques simulées. Seule la bande  $[f_{\text{min}}-f_{\text{max}}]$  en sortie correspondant à l'ordre -1 nous intéresse car elle représente la sortie du mixer à la fréquence intermédiaire. Sélectionner les signaux (sortie puis entrée) à tracer (en différentiel) puis OK. Dans la fenêtre de plot sélectionner le rang -1 (voir figure (b) ci-dessous).

Remarque : les rangs des bandes observables vont de -5 à 5 car le simulateur *hb* a choisi (en mode auto) de simuler 5 harmoniques (voir figure (c) ci-dessous).



- 8) Tracer la réponse fréquentielle. Retrouver le gain de conversion et la fréquence de coupure induite par le couple Ro.Co en sortie.

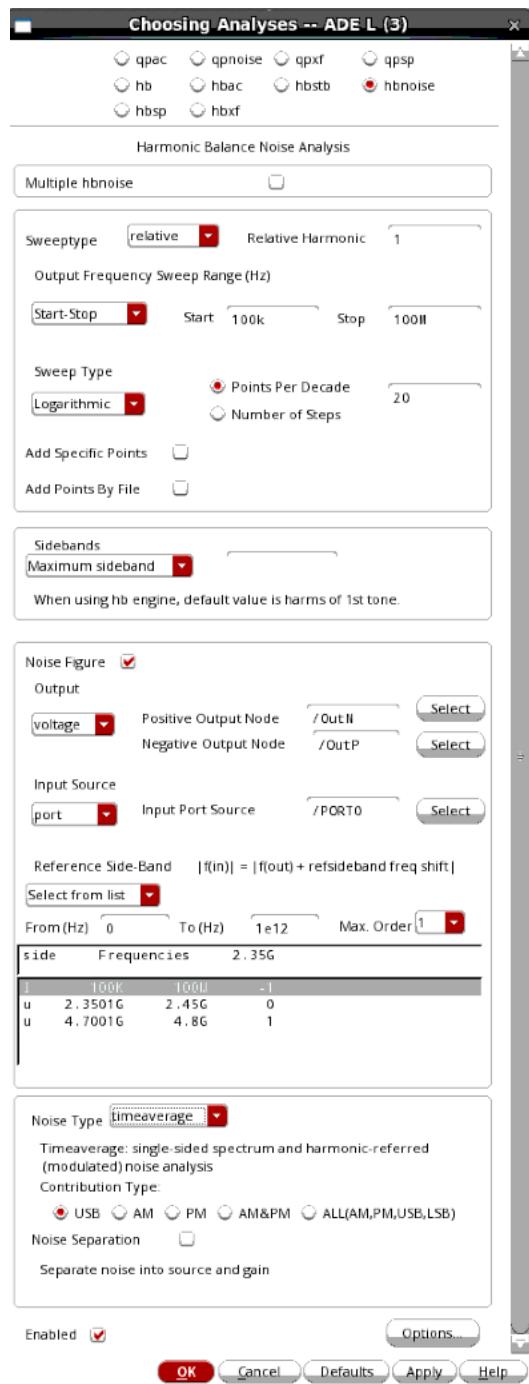
$$F_c = 1/2\pi \cdot R_o \cdot C_o = 1/2\pi \cdot 400 \cdot 10^{-12} = 39.8 \text{ MHz}$$



#### Etude du bruit (hbnoise) : (PROJET\_AMS/\_TP-CSI/\_mix\_single\_Hbnoise-AC)

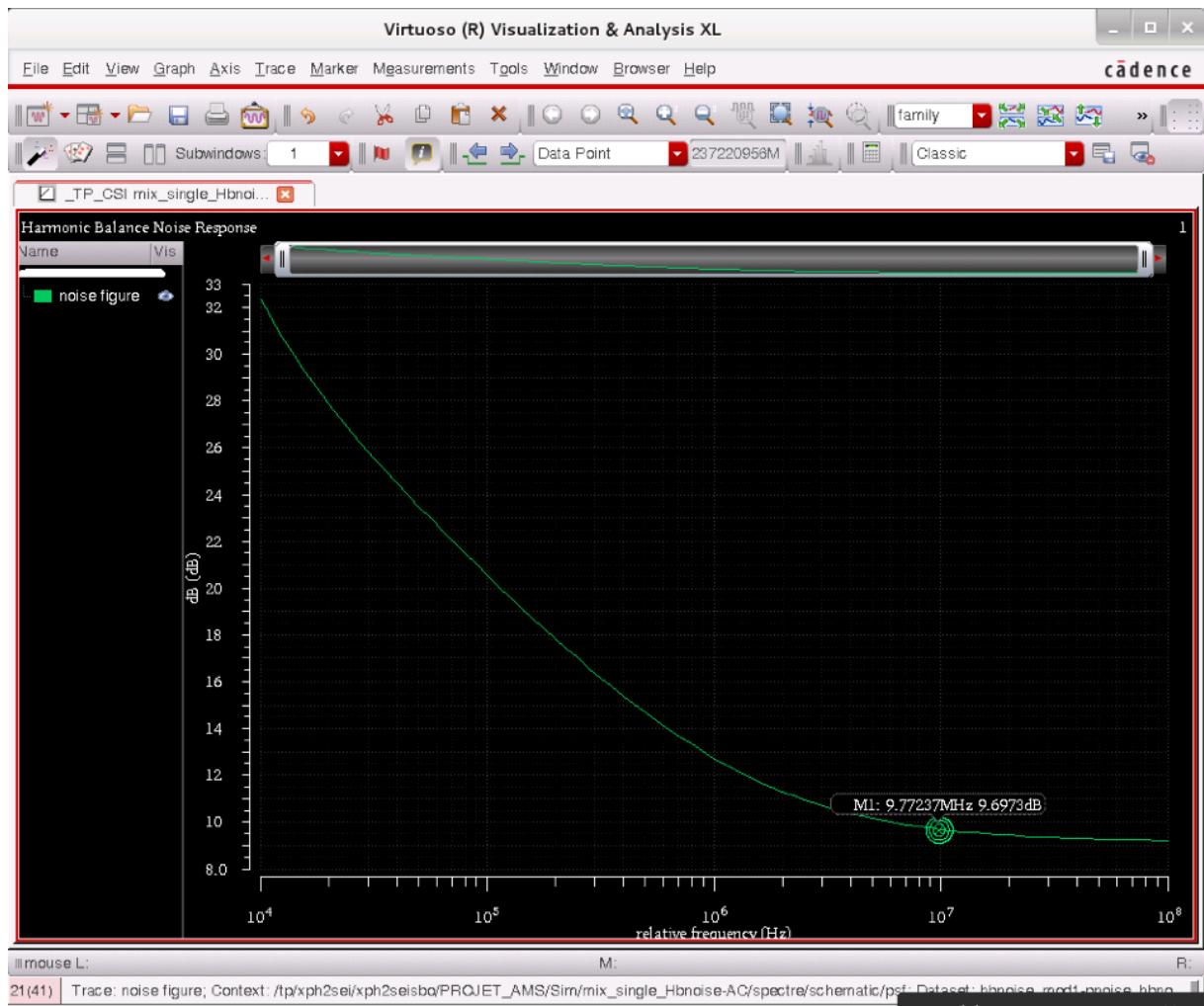
Ouvrir le moteur *hbnoise* et le paramétrer comme présenté à la figure (a) ci-dessous. Lancer *hb* et *hbnoise* en même temps.

- 9) Dans l'onglet *hbnoise* tracer Noise Figure (  $10.\log(\text{Noise Factor})$ ) et comparer avec les valeurs trouvée en TD. Commenter l'allure.



NF=9,7 dB @ 10 MHz. Proche de l'étude théorique.

On voit le bruit en 1/ aux basses fréquences.



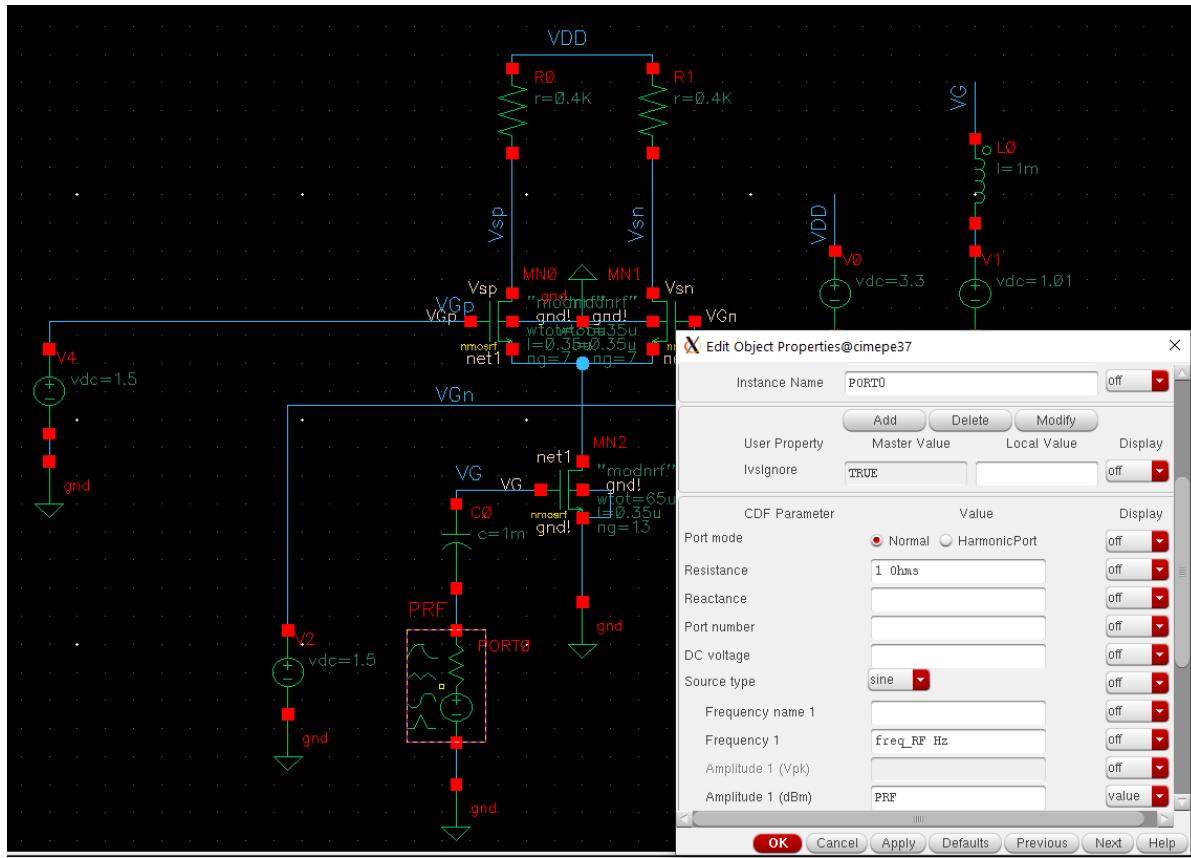
Gc (dB)	10	dB				
Gc (V)	3,16	En tension				
RL	400					
IIP3	0,43	Vc				
Kn	<b>80,0E-6</b>	A/V <sup>2</sup>				
R. Cycl. Cond. N1,2	0,2		Bruit Théorique			
K	1,38E-23	J/K				
T	290	K		Ind2(Ns)	3,98E-22	A <sup>2</sup> /Hz
KT	4,00E-21	J		Ind2(N1,2)	2,31E-22	A <sup>2</sup> /Hz
$\gamma$	2					
gm(Ns)	0,0124	A/V				
VOD(NS)	0,45	V				
ID	0,0028	A				
W/L (Ns)	172					
W(Ns)	60	um				
Vg(N1,2)	1,5	V				
VOD(N1,2)	0,39	V				
W/L (N1,2)	116					
W(N1,2)	41	um				
gm(N1,2)	0,0072	S				
F	10,81	10,34 dB				
com	ena12	7,64E-17	V <sup>2</sup> /Hz			
trans	ena22	8,68E-17	V <sup>2</sup> /Hz			
ideal	Vns_id2	8,00E-18	=4KTRgéné*Gc <sup>2</sup>	V <sup>2</sup> /Hz		
	F	10,81	10,34 dB			

### Etude du bruit (hold school)

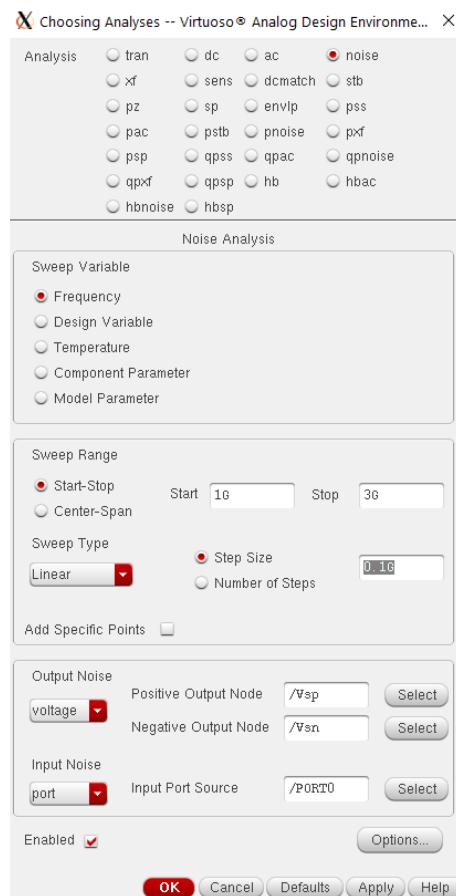
Remplacer la source de l'OL par une source DC permettant d'émuler les deux états du mélangeur.

Modifier le PORT du signal RF pour que le bruit généré soit négligeable (impédance port 1 Ohm).

Prendre PRF=-20dBm.



- a) Utiliser une analyse de bruit en fréquence pour mesurer le bruit en sortie dans l'état commuté ( $VG_p=3V$  et  $VG_n=0V$  sur les switchs) puis dans l'état transitoire ( $VG_p=1.5V$  et  $VG_n=1.5V$  sur les switchs) paramétrée de la façon suivante. En déduire le facteur de bruit.



Bruit total en sortie dans l'état transitoire (courbe jaune) :  $\sim 32 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  (pour  $77 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  en théorie). Bruit idéal ( $\alpha^2 G_c^2$  Bruit\_entrée) négligeable car 1 Ohm.

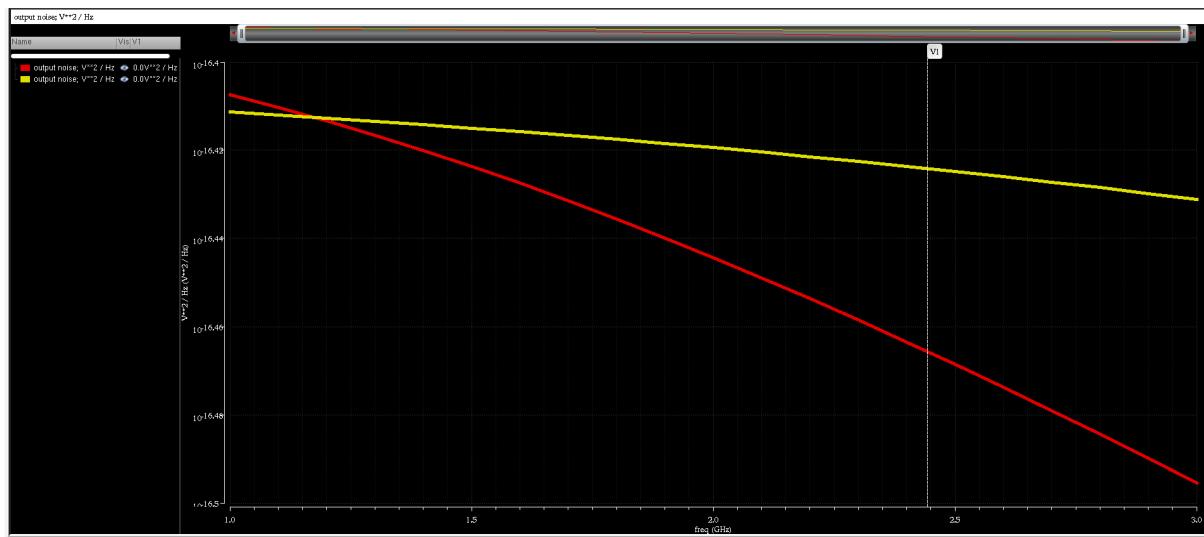
Bruit total en sortie dans l'état commuté (courbe rouge) :  $\sim 37 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  (pour  $76 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  en théorie).  
Bruit idéal ( $\alpha^2 G_c^2$  Bruit\_entrée) négligeable car 1 Ohm.

On prend  $35 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  en moyenne quelque soit l'état.

$$F = 1 + \frac{35 \cdot 10^{-18}}{\alpha^2 G_c^2 4KT \cdot 50} = 9.4 = 9.7 \text{ dB}$$

Avec  $\alpha^2=1$  et  $G_c^2=7 \text{ dB}=2,24^2=5$

Rq : différent si on prend PRF=-20dBm. Différent aussi si on bloque la RF sur les loars DC du OL (1mH). Globalement passe de  $18 \text{ aV}^2/\text{Hz}$  à  $37 \text{ aV}^2/\text{Hz}$ .



- b) Effet du  $R_{ON}$  : Faire une simulation (dc et sp) dans l'état commuté ( $V_{Gp}=3V$  et  $V_{Gn}=0V$  sur les *switchs*) avec un port haute impédance ( $1M\Omega$ s) connecté en (A).

A partir de la simulation DC

- Evaluer  $R_{ON}$

$$R_{ON} = (2.019 - 1.408) / 3.2m = 191\Omega$$

- Evaluer le  $gm(N1,2)$

$$gm(N1,2) = 6mS$$

- Evaluer le  $gm(N_s)$  dans l'état commuté

$$gm(N_s) = 11,3mS$$

- Vérifier la consommation en courant

$$Id = 3,2mA$$

A partir de la simulation SP

- Evaluer  $C(A)$  sachant que  $Im(Y_{11}) = C(A)\omega$ . Calculer alors  $\omega_a = gm(N1,2)/C(A)$  et le coefficient  $\omega_0^2 / (\omega_0^2 + \omega_a^2)$  et déduire la contribution du  $R_{ON}$ .

$$Im(Y_{11}) = 2.33 \cdot 10^{-3} \Rightarrow C(A) = 0,15pF \Rightarrow \omega_a = 3.95 \cdot 10^{10} \Rightarrow \omega_0^2 / (\omega_0^2 + \omega_a^2) = 0,13$$

$$IR_{ON}^2 = 4KT/R_{ON} = 8.67 \cdot 10^{-23} A^2/Hz \Rightarrow 0,13 * IR_{ON}^2 = 1.14 \cdot 10^{-23} \text{ est à comparer à}$$

$$Ind^2(N_s) = 4 \cdot KT \cdot gm(N_s) = 4 \cdot 2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0,0113 = 3,74 \cdot 10^{-22} A^2/Hz = 33 IR_{ON}^2.$$

-- Facultatif

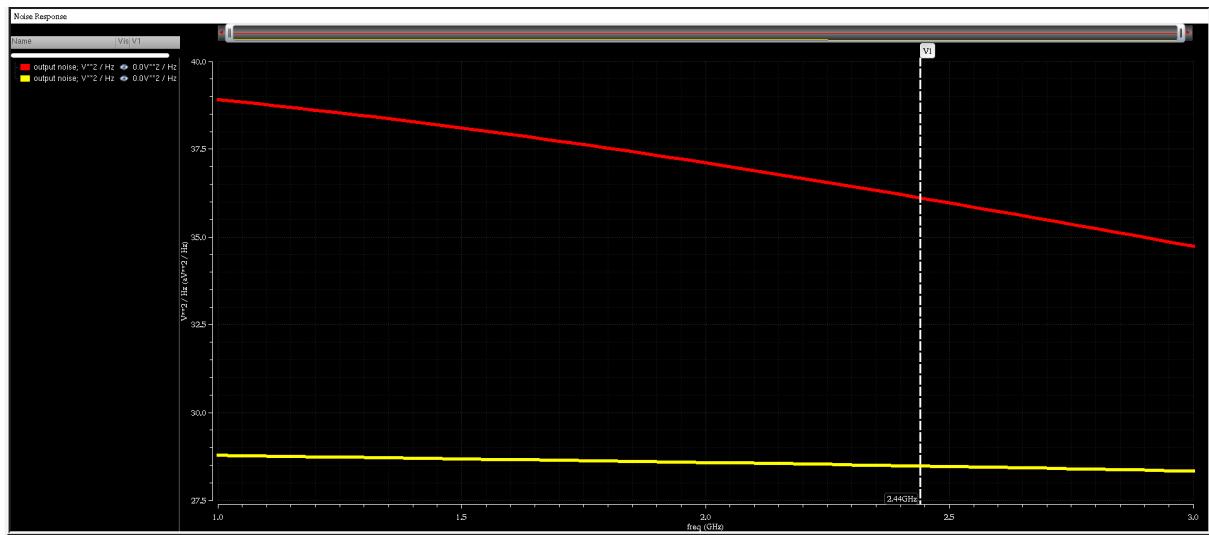
- c) On rajoute une source de courant pour réduire la contribution en bruit des transistors N(1,2) lors de la commutation. Cette source de courant est réglée à 1mA. Calculer la taille de N(1,2) et simuler à nouveau le F.

$$ID(N1,2) = 1.67/2 ; W/L = 58.4 \text{ et } W = 20$$

Bruit total en sortie dans l'état transitoire (courbe jaune) :  $\sim 28aV^2/Hz$  (pour  $77aV^2/Hz$  en théorie). Bruit idéal ( $\alpha^2 G_c^2$  Bruit\_entrée) négligeable car  $1\Omega$ m.

*Bruit total en sortie dans l'état commuté (courbe rouge) : ~36aV<sup>2</sup>/Hz (pour 76 aV<sup>2</sup>/Hz en théorie).*

*Bruit idéal ( $\alpha^2 G_c^2$ Bruit\_entrée) négligeable car 1 Ohm.*



## Impédances Non-Linéaires

Dir : PROJET\_AMS

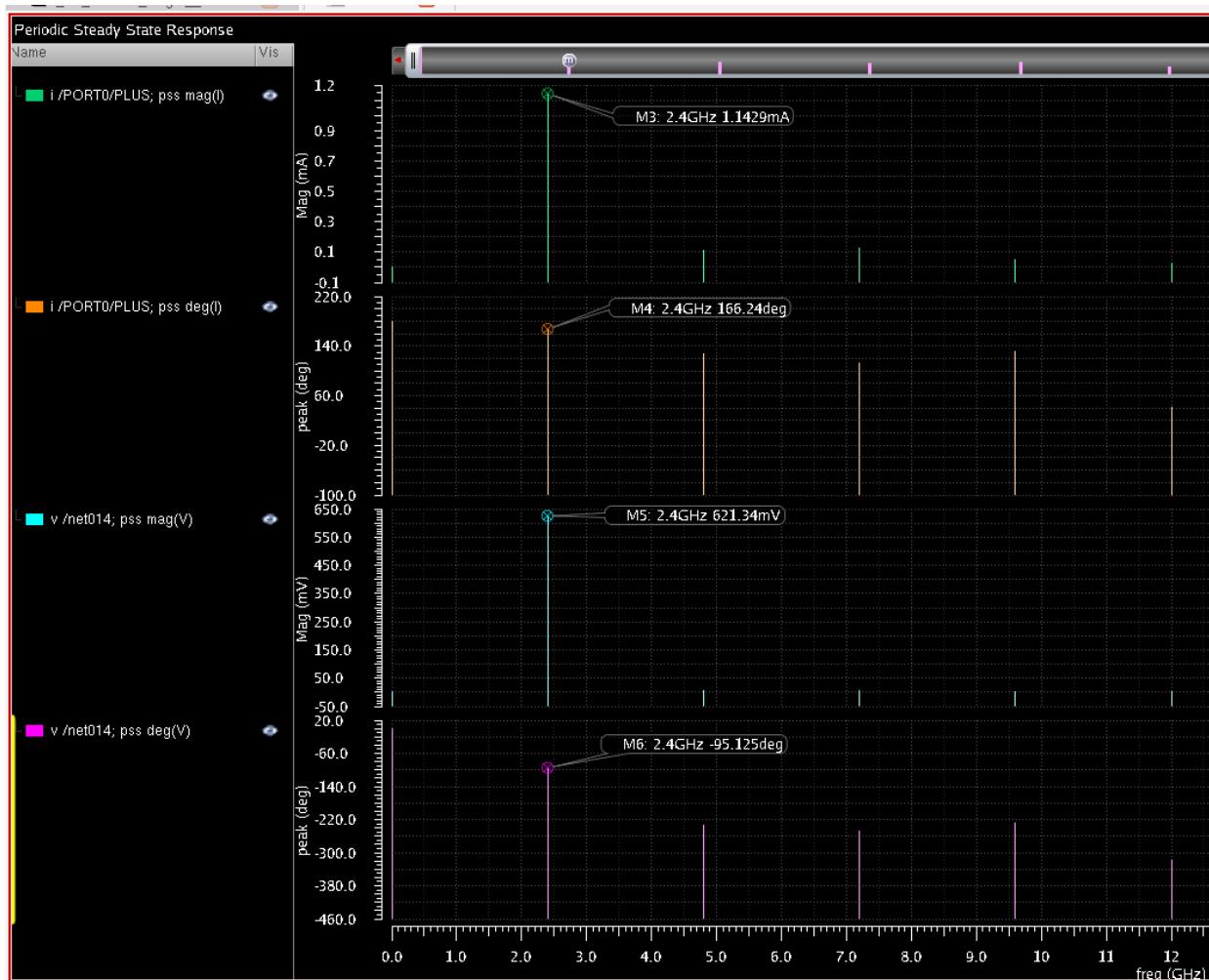
Cellule : mix\_single\_Zin

Lib : \_TP\_CSI

On cherche à mesurer l'impédance non-linéaire en entrée. VOL à 2,41 GHz, Amplitude 1,5V et Offset de 1,5

Avec HB.

Simuler Vin et lin en déduire Zin :

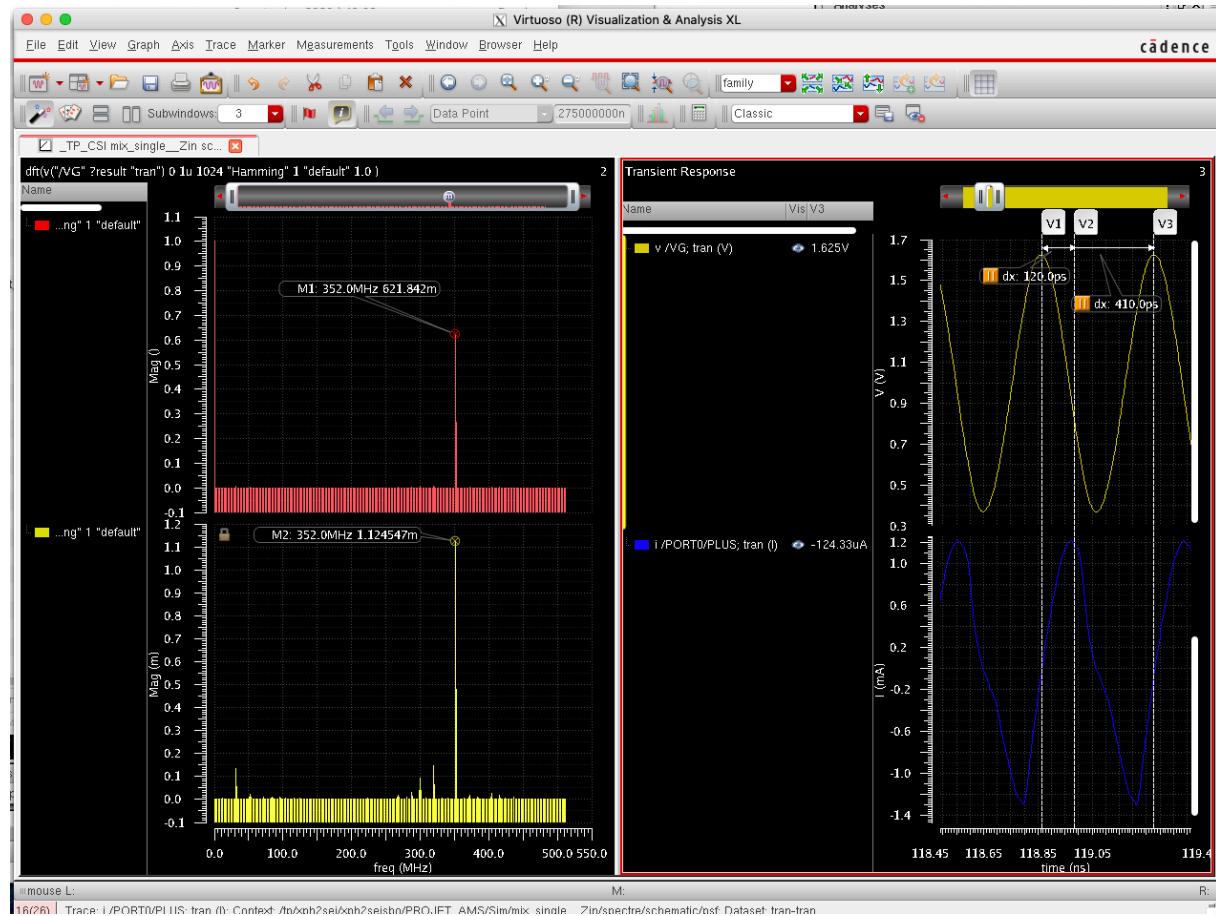


@2,4 GHz :  $V_{in} = 0,62^{264}$ ,  $I_{in} = 1,13m^{-13}$

$$Z_{in} = 539^{277} = 539 \cdot \cos(277) + j539 \cdot \sin(277) = 67 - j549; R = 67 \text{ ohm}; C = 120 \text{ fH}$$

Avec Tran :

Simuler sur 1u puis mesurer dft(Vin) dft(In) et le déphasage de Vin par rapport à lin.



$$\theta_v - \theta_i = -120 \text{ ps}$$

$$T_0 = 410 \text{ ps}$$

$$\theta_v - \theta_i = 360^\circ \times \frac{-120}{410} = -105^\circ$$

$$|V_{in}| = 0,62 \text{ V} ; |I_{in}| = 1,12 \text{ mA}$$

$$Z_{in} = 553^{105}$$

Note :

Simulation d'un réseau C-R ( $C=20fF$ ,  $R=500 \text{ Ohm}$ ).

$$@2,4 \text{ GHz} : V_{in} = 0,64^{-90}, I_{in} = 188u^{-9}$$

$$\begin{aligned} Z_{in} &= 2,87k^{-81} = 2,87k \cdot \cos(-81) + j2,87k \cdot \sin(-81) = 448 - j2,83k \\ &= 500 - \frac{j}{20f * 2,4G * 2 * 3,14} = 500 - j3,3k \end{aligned}$$

