

TP CAO Amplificateur de puissance MMIC en bande Ku

Noms – Prénoms :

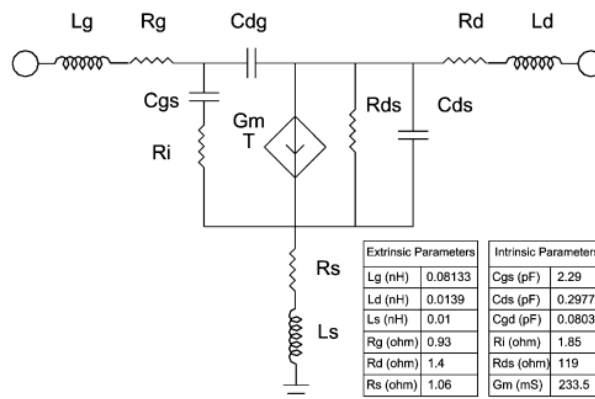
STEFFEN Enzo

BECKER Gonzalo

I. Technologie & Modélisation du transistor unitaire

D'après la référence [1], il s'agit d'un transistor de type PHEMT, avec des réseaux d'adaptation à l'entrée et à la sortie, et le point de polarisation sera choisi pour assurer que l'amplificateur soit de classe A. Le réseau à l'entrée permet d'avoir des pertes de retour mineures (6 à 11.27dB). Aussi, dans la référence les pertes de retour de sortie sont toujours mineures à 9.3dB. La tension de breakdown du transistor sera de 18V (tension de breakdown), ce qui est donc la valeur maximal de V_{ds} . La tension V_{gs} pour assurer le fonctionnement sera entre -1.6V (tension de pinch-off) et 0.5V. Le transistor fonctionnera dans la bande Ku (13-15 GHz) et le gain de petit signal sera de 10.5dB.

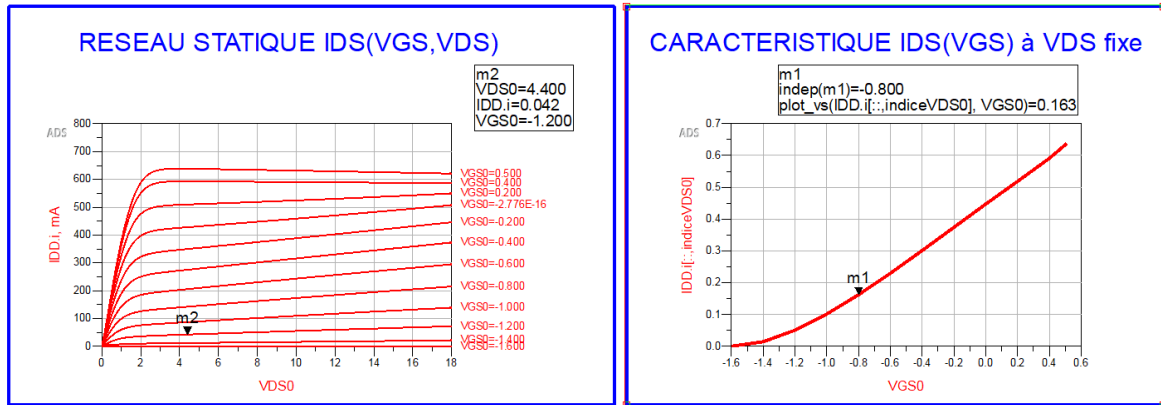
Le schéma en petit signal donné par la référence est le suivant:



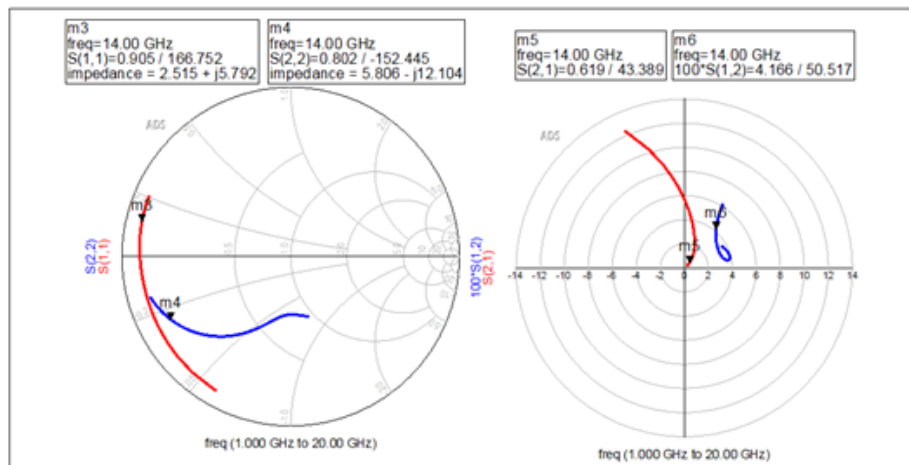
On observe qu'il existe des capacités, inductances et résistances liées à chaque jonction, qui doivent être prises en compte au moment de concevoir un circuit qui utilise ce transistor.

II. Simulation des performances du transistor unitaire

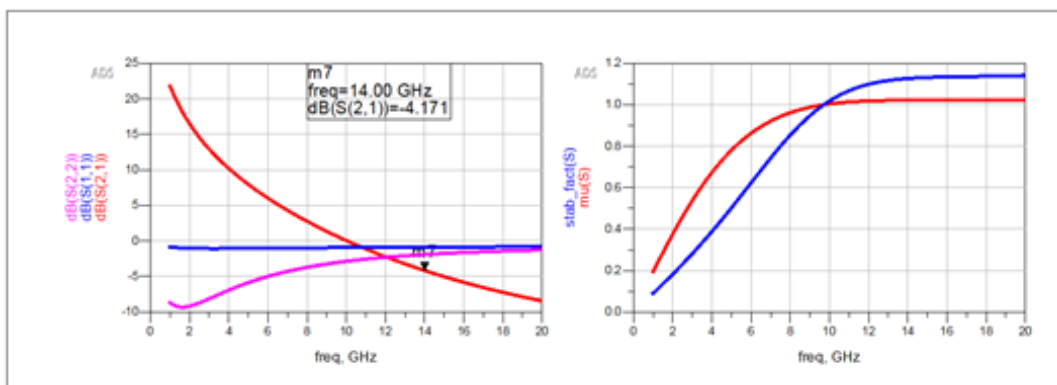
Il est important de définir correctement le point de polarisation du transistor, pour s'assurer que la relation entre la linéarité obtenue et le rendement (consommation électrique) est cohérent. Autrement dit, il faut décider si l'amplificateur sera de classe A, B ou AB.



Pour maximiser la linéarité, on choisit $VGS = -0.8V$, de sorte que, d'après le graphe $IDS(V_{gs})$ à V_{ds} fixe, le point se situe en une zone avec une linéarité acceptable (classe A) mais avec un courant statique qui ne soit pas trop grand. De plus, si on prend $V_{DS} = 8V$, on s'assure que le transistor fonctionne normalement, ce qui implique un courant de polarisation qui reste approximativement constant dans le temps.

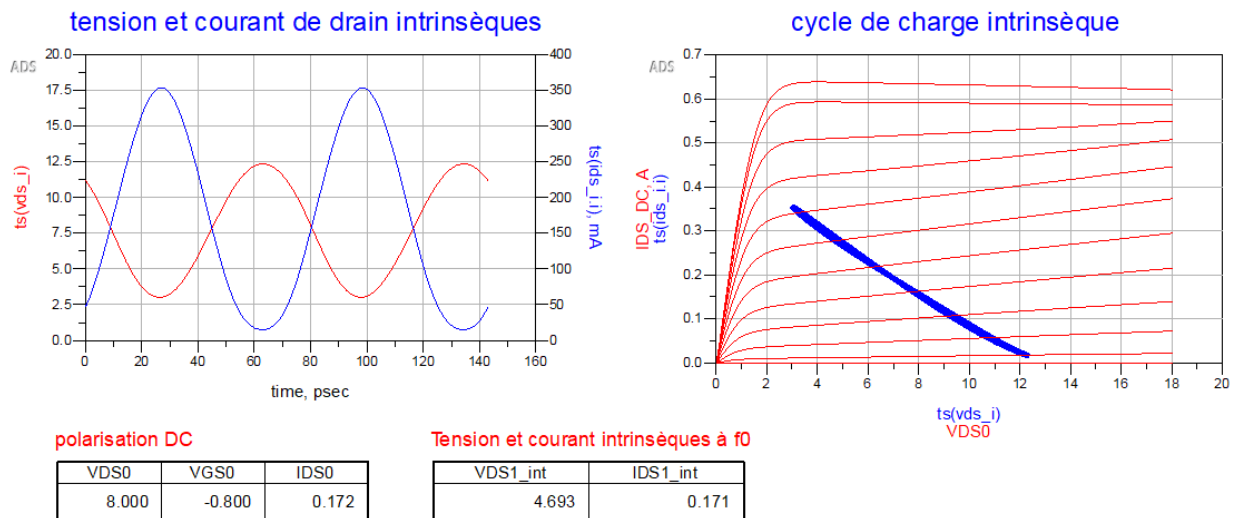


A partir d'une simulation des paramètres S, à une fréquence de 14 GHz, on observe qu'il existe des désadaptations importantes en entrée et en sortie. Par contre, à la même fréquence, le gain S_{21} est faible (-4,17 dB).



Si nous regardons également le graphique de μ , nous voyons que à partir de 8 GHz, le système est inconditionnellement stable, et particulièrement à 14 GHz.

Cette instabilité est le résultat d'un bouclage causé par des désadaptations, ce qui peut entraîner des signaux commençant à osciller et à devenir plus forts entre les allers-retours.



En raison de ces désadaptations, une forte distorsion est apparue dans le signal de sortie. Ainsi, dans la courbe I_{ds} vs V_{ds} , la trajectoire suivie par le signal à travers le temps ne trace pas une ligne, une courbe serrée. Par contre, si on essaie d'adapter le système à partir d'une impédance en sortie, on peut arriver à transformer cette trajectoire en ligne droite, ce qui implique que la distorsion sera en grande partie effacée.

NB : unités tension en Volts et courants en A

Performances RF en puissance

Pin_dBm	Psf0_dBm	Gp_dB	rendement
18.39	25.80	7.41	27.69

Impédance de charge (à f0)

Zload
6.89 + j9.90

ZLoad intrinsèque

ZL_int
27.394 - j0.068

Impedance entrée a f0

Zin_f0
2.50 + j4.41

Ensuite, à partir de la simulation, on trouve la valeur de Z_L pour laquelle on achève l'adaptation, et comme ce que l'on avait prédit d'un point de vue théorique, on constate que le signal en sortie ressemble beaucoup plus à un signal sinusoïdal.

Il est possible de faire des simulations pour obtenir le gain et la puissance de sortie pour la puissance d'entrée lié au point de 1dB de compression et 3dB de compression:

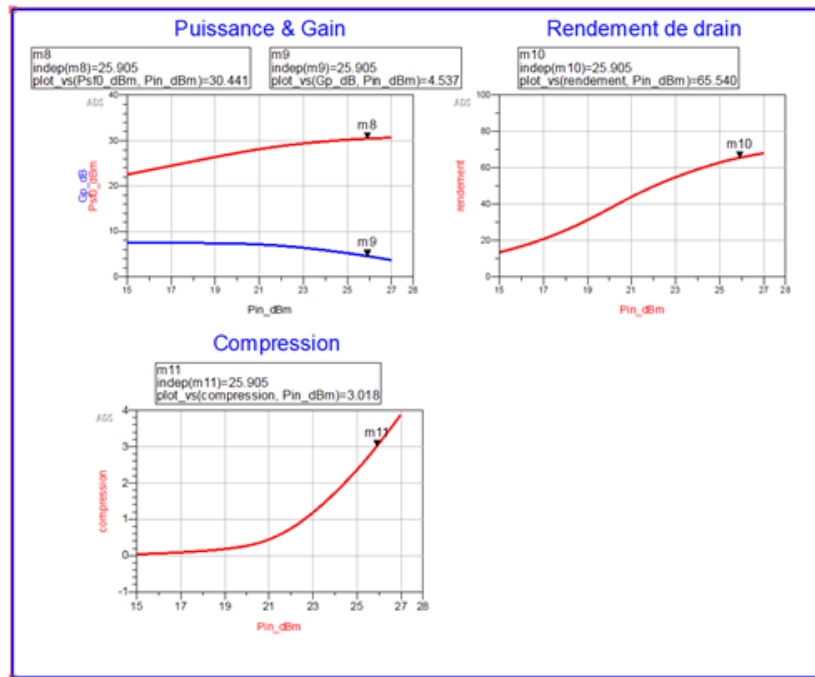
$$Z_{Load} = 6.89 + j9.90j$$

$$P_{in-1dB} = 22.7 \text{ dBm}$$

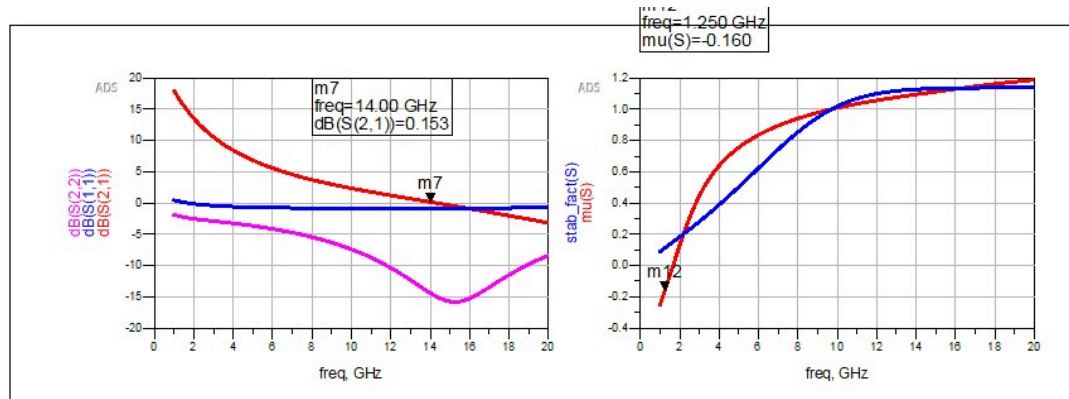
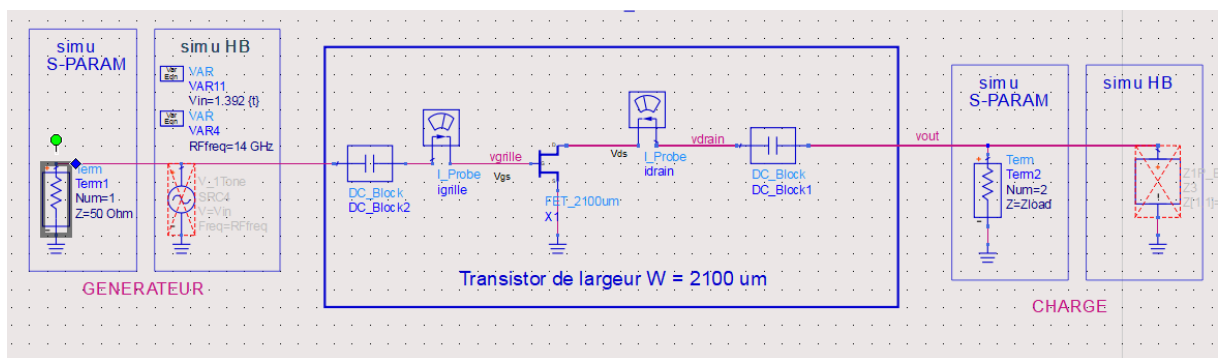
$$P_{s-1dB} = 29.2 \text{ dBm}$$

$$\text{Gain} = 6.5 \text{ dB}$$

Pin-3dB = 25.9 dBm
 Ps-3dB = 30.4 dBm
 Gain = 4.5 dB



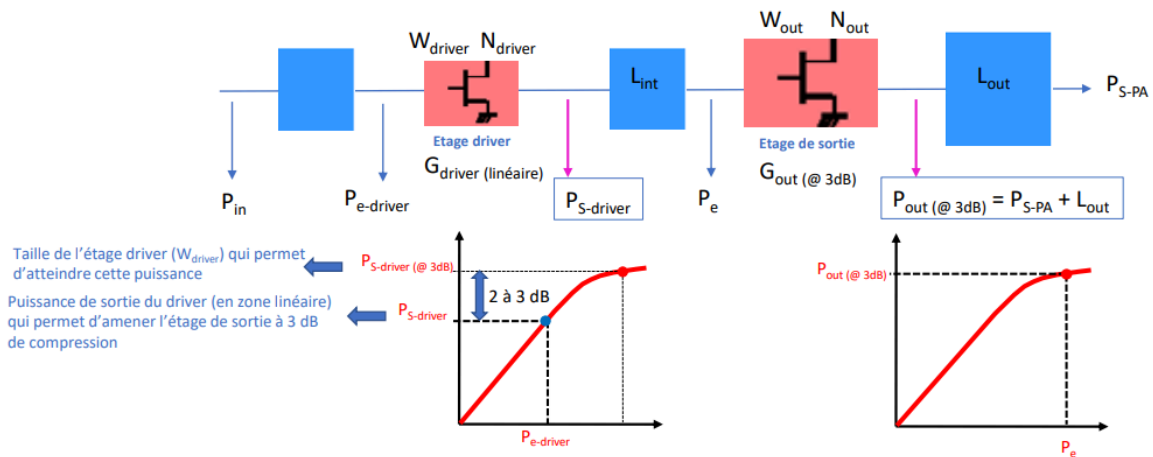
Si nous modifions la charge dans la simulation du paramètre S, en ajoutant la charge Z_{load} , voir que le transistor est inconditionnellement stable à partir de 10 GHz, et que à 14GHz le transistor est plus stable qu'avant.



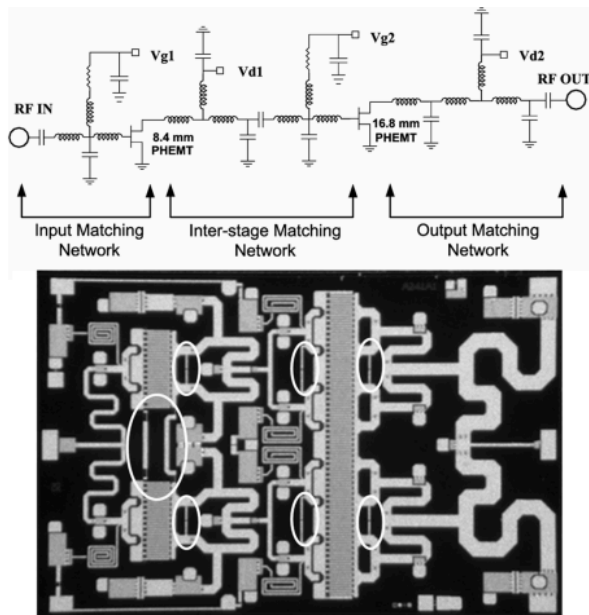
III. Dimensionnement de l'amplificateur MMIC

L'idée est de mettre plusieurs transistors en parallèle pour augmenter la puissance que peut donner l'amplificateur. La puissance recherchée en sortie est de 6,5W, et chaque transistor peut fournir 1W. Si l'on tient compte du fait que le nombre de transistors doit être une puissance de 2, pour des raisons de symétrie, il faut mettre 8 transistors en parallèle. Cela implique une largeur de grille pour l'amplificateur dans son ensemble de $8 \times 2,1 \text{ mm} = 16,8 \text{ mm}$.

Pour l'étage driver, il faut calculer la puissance driver P_S nécessaire pour avoir 6,5W en sortie (P_{S-PA}). En tenant compte des pertes en L_{out} (1 dB), du gain de l'étage de sortie en 3dB (4,5 dB) et des pertes en L_{int} (0,5 dB) on arrive à $P_{S-driver} = 35,1 \text{ dBm}$. Pour le garder dans la zone linéaire, nous surdimensionnons cet étage, de 2 dB. Nous recherchons donc $P_{S_driver} = 37,1 \text{ dBm}$. Cela implique que nous aurons besoin de $N = (10^{(37.1/10)} / 10^{(30.4/10)}) = 4.57$ transistors. Nous prenons $N=4$ comme approximation, car c'est l'entier puissance de 2 le plus proche de la valeur obtenue.

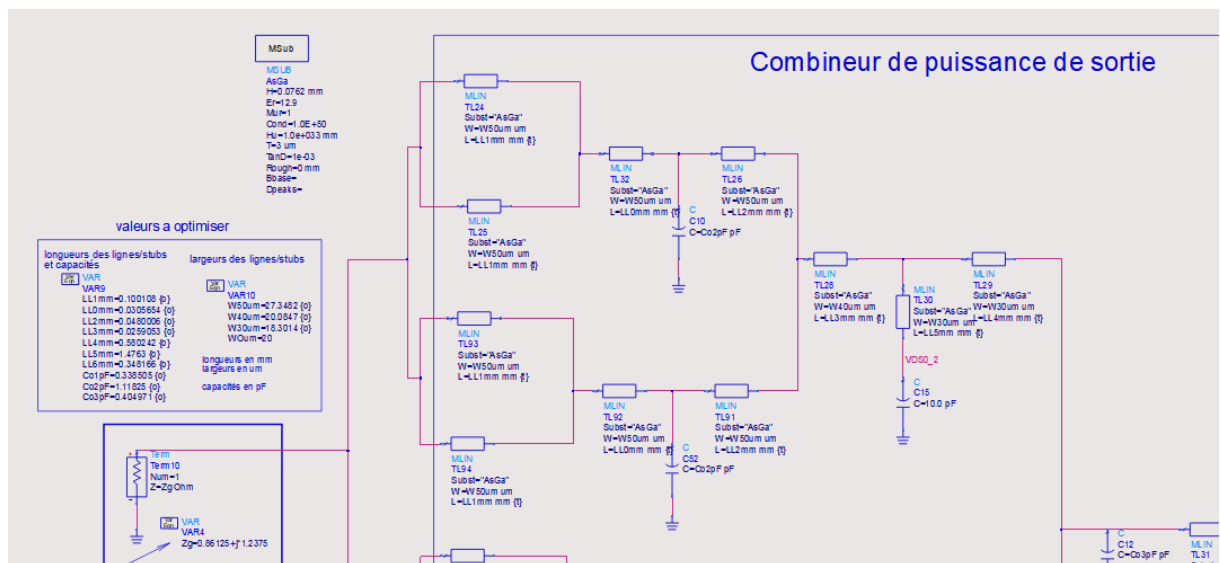


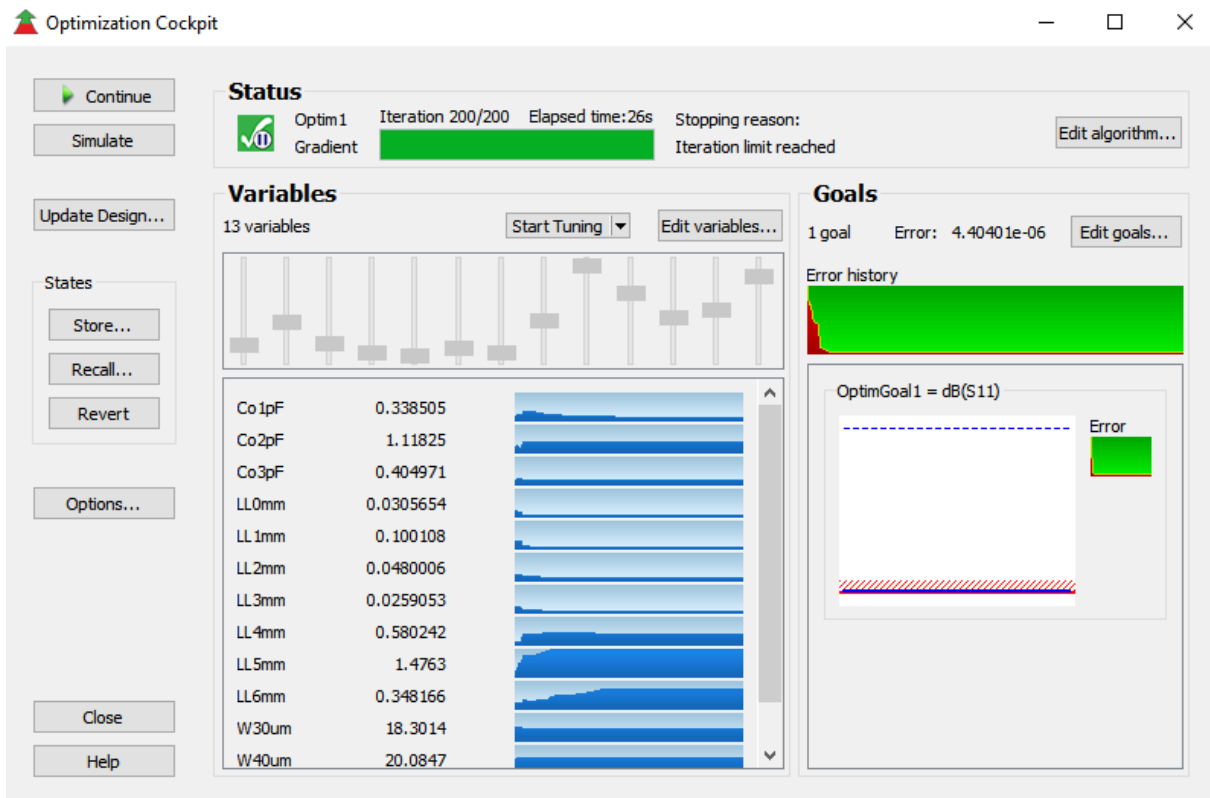
Concernant le schéma électrique, on observe que les réseaux d'adaptation d'entrée, intermédiaire et de sortie sont modélisés à partir d'éléments passifs (inductances, capacités). La conception de la puce MMIC est construite à partir de lignes de transmission, de stubs et de capaciteurs. Il existe également une symétrie importante, qui garantit que les signaux arrivant à chaque nœud soient en phase.



IV. Conception de l'amplificateur

On va maintenant utiliser le logiciel ADS pour optimiser le réseau de sortie :

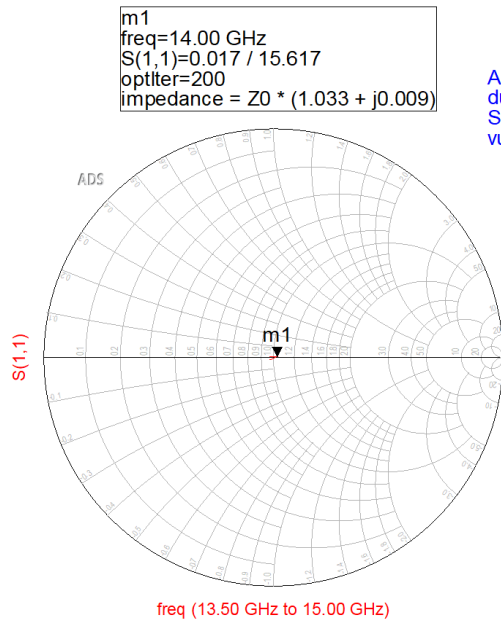




Voilà les valeurs des longueurs et largeurs des lignes optimisées :

longueurs des lignes/stubs et capacités	largeurs des lignes/stubs
<div>Var Eqn</div> VAR9 LL1mm=0.35987 LL0mm=0.0106923 LL2mm=0.0100177 LL3mm=0.0100466 LL4mm=0.449054 LL5mm=1.40944 LL6mm=0.499971 Co1pF=0.325364 Co2pF=1.52335 Co3pF=0.707619	<div>Var Eqn</div> VAR43 W50um=14.2136 W40um=19.4664 W30um=19.0684 W0um=20 longueurs en mm largeurs en um capacités en pF

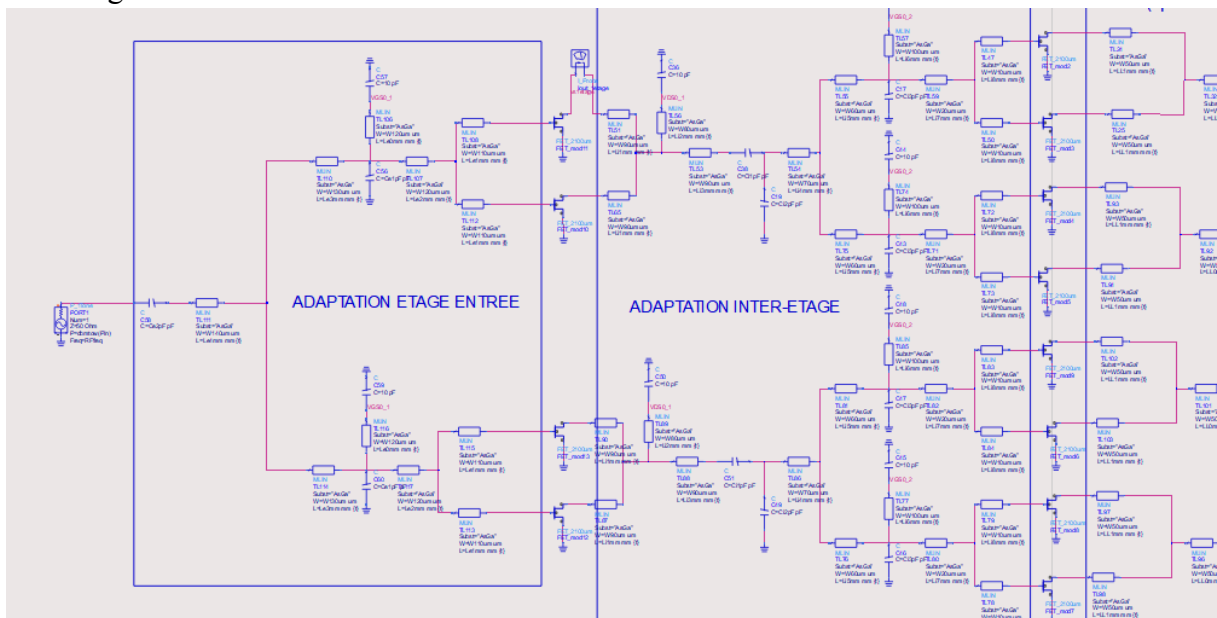
On trace ensuite S11 :



Attention : le centre de l'abaque correspond ici à l'impédance complexe du générateur (PORT1) ($Z_g = Z_{load}/8$) et à non 50 Ohms !!
 Si S11 est au centre de l'abaque (donc "nul") cela indique que l'impédance vue par le générateur vaut $Z_{ch} = Z_{load}/8$.

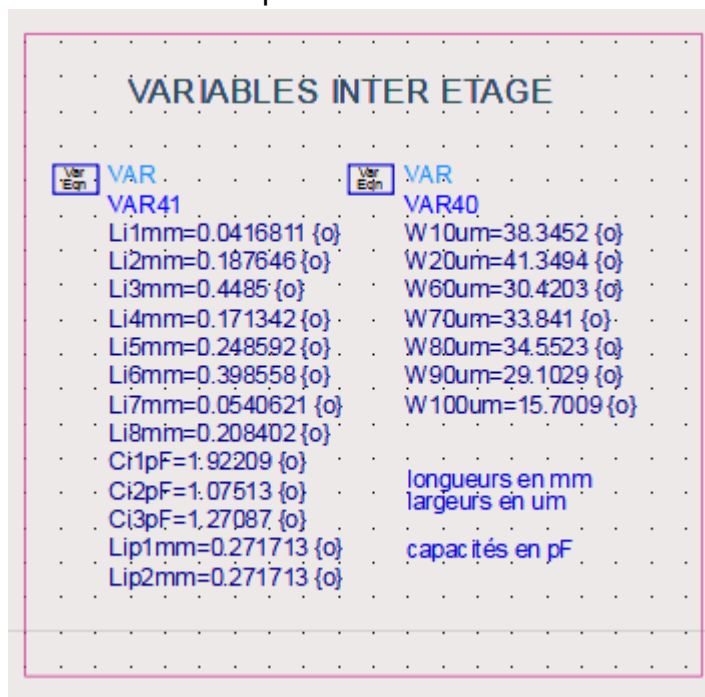
On voit bien que l'impédance est très proche de $Z_{load}/8$: les transistors sont bien adaptés

On peut désormais simuler l'amplificateur complet pour adapter les réseaux d'entrée et inter-étages :





Voilà les valeurs optimisées :

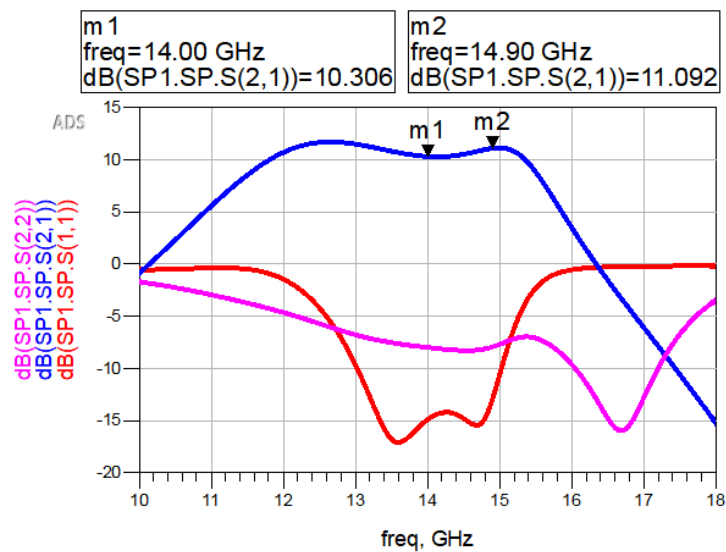


On va maintenant simuler à différentes fréquences pour valider le cahier des charges :

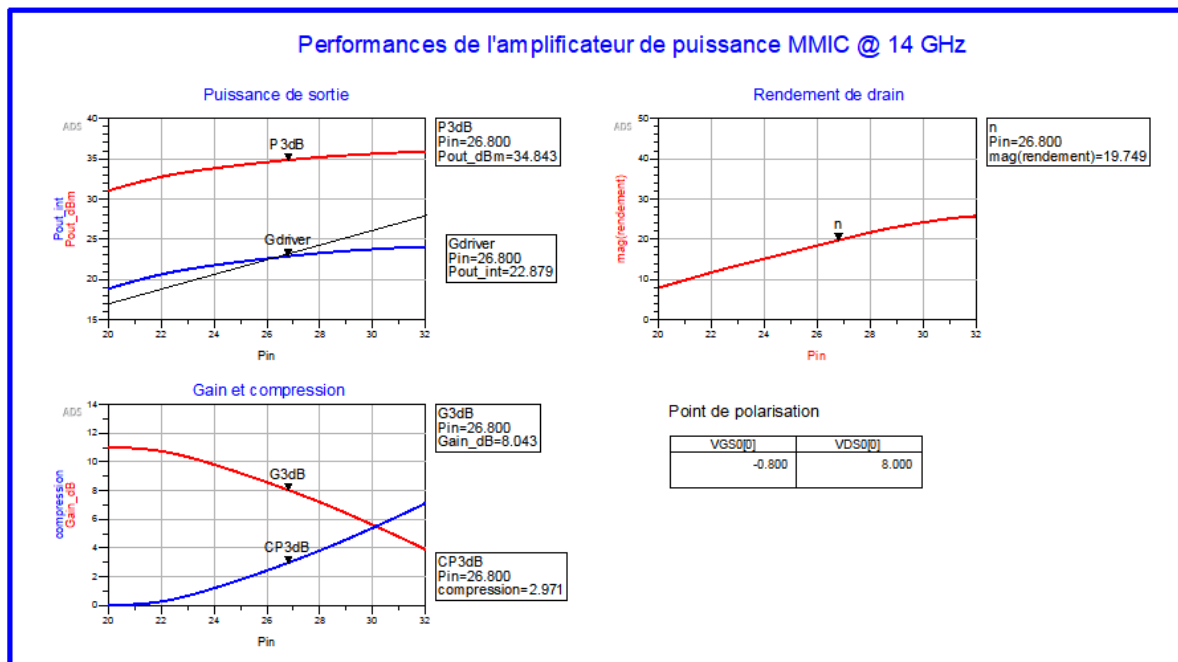
Bande: 13-15, S11: -25,-15, S21: 10.5, 12.5

Parametres S:

Paramètres S de l'amplificateur de puissance MMIC



15 GHz:



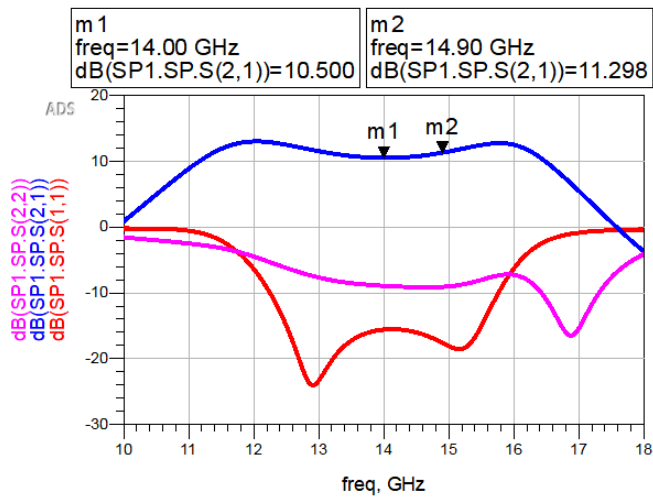
À 13 GHz et 14 GHz le cahier de charges est validé, mais à 15GHz le gain est faible, donc il faut changer la bande de fréquence de l'optimisation, comme l'on fait dans la suite.

Simulation:

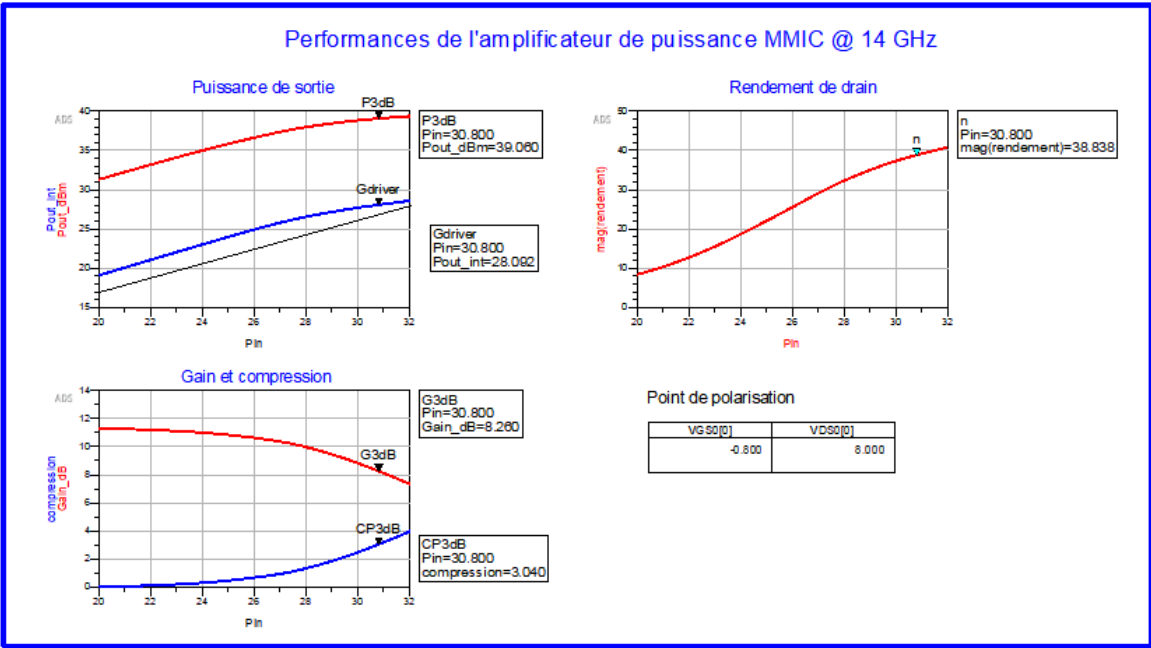
Bande: 12.5-15.5, S11: -25,-15, S21: 10.5, 12.5

Paramètres S:

Paramètres S de l'amplificateur de puissance MMIC

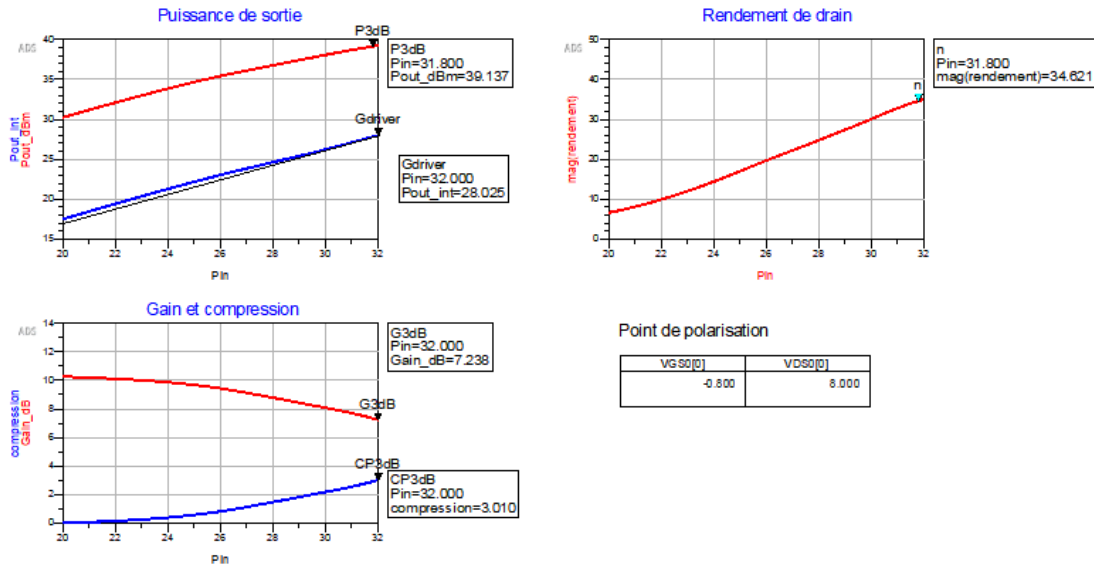


15 GHz:



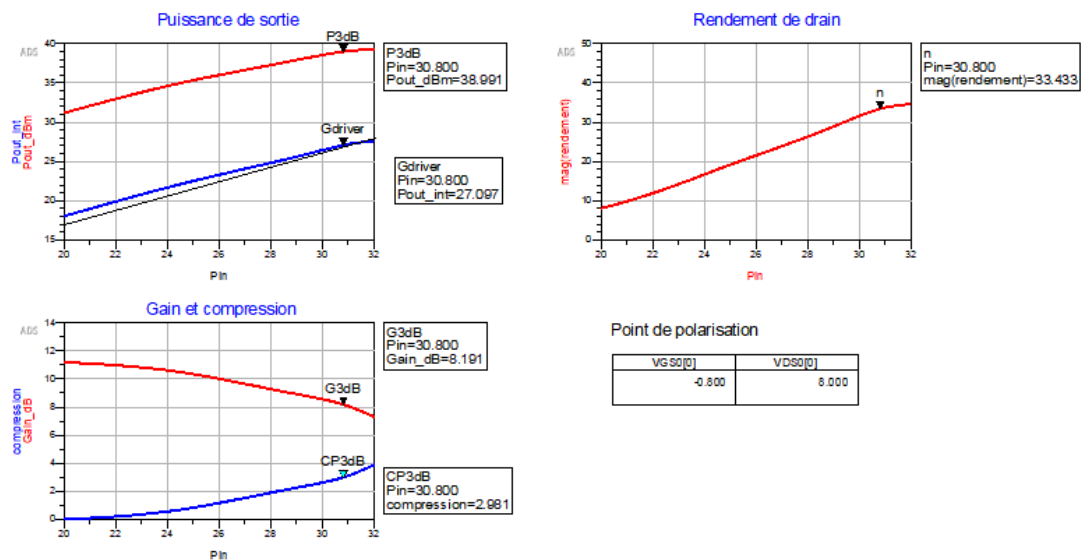
14 GHz:

Performances de l'amplificateur de puissance MMIC @ 14 GHz



13 GHz:

Performances de l'amplificateur de puissance MMIC @ 14 GHz



Au final, dans toute la bande 13GHz-15GHz, on a bien une Puissance de sortie de de 38 dBm, un gain en petit signal supérieur à 10.5dB, on a déjà vu que les pertes de retours sont supérieures à 15 dB, on a bien un rendement de drain supérieur à 25%, une polarisation de classe A, et une tension de drain de 8V. Le cahier des charges est donc rempli.