

Simulation d'un système de radiocommunication



Antoine Neve--Lesbats
SEE 2A

Table des matières

Contexte	3
Étude du modulateur-démodulateur	4
Différents états de modulation	4
Influence du coefficient α	5
Système RF d'émission-réception	7
Système comportant : modulateur, démodulateur, amplificateurs, antennes et filtres	8
Influence de la non linéarité du PA	14
Séquence PRBS :	15
Séquence fixe :	17
Ajout d'un canal de propagation GSM dans la chaîne	18
Déphasage des trains binaires	20
Retard des trains binaires	22
Taux d'Erreur Bit	26
Modification du débit binaire	29
Déphasage des trains binaires	29
Retard des trains binaires	30
Taux d'Erreur Bit	31
Conclusion	31

Contexte

Nous allons utiliser le logiciel ADS (Advanced Design System) qui permet d'effectuer diverses simulations à l'aide de composants actifs, passifs et des bibliothèques d'équations mathématiques. Le but est de pouvoir réaliser des simulations système, il intègre un outil de simulation électromagnétique et un outil de conception de circuits RF.

Le projet a pour objectif d'initier à la simulation d'un système d'émission-réception de télécommunication mettant en œuvre une modulation QPSK.

La chaîne est constituée de composants RF prédéfinis (amplificateurs, mélangeurs, modulateurs, filtres, oscillateurs, antennes, canal de propagation...)

Pour utiliser le logiciel, il faut tout d'abord avoir une adaptation d'impédance à 50 ohm dans tous les blocs.

Ci-dessous, vous pouvez trouver une description des principaux blocs ainsi que les différents paramètres à renseigner :

- DF : simulation de type DataFlow \Rightarrow comportementale
- DATA :
 - ROut = 50 ohm
 - Température = 273,15
 - TStep : temps de référence pour la transformée de Fourier
 - User pattern : le logiciel le fait tout seul sauf si un code est spécifié \Rightarrow bit pattern
 - Type : pseudo random, random
 - SequencePattern
 - Repeat
- VAR : variables globales
 - Bit rate : flux binaire de la 2G
 - Bit time : utiliser pour data
 - Symbole time : utiliser pour data splitter
 - IF frequency : fréquence intermédiaire à 70 MHz
 - RF frequency
- TkPlot : visualisateur pendant la simulation
- LPF Raised Cosine Timed
 - ExcessBw : laisser passer plus ou moins de lobes secondaires
 - SquareRoot : No
- Spectrum Analyser : appareil de mesure
 - RLoad : ne jamais laisser par défaut
- TimedSink : voir le signal en bande de base
- Constellation(I, Q, DébitSymbole, retard)
- Antenne :
 - Gain
 - Distance
 - Hauteur
 - Vitesse de l'onde
- Canal GSM :

- Type : rural, urban...
 - Pathloss : YES
- GainRF (Amplifier) :
 - Gain : dbpolar(module, phase)
 - Noise figure : bruit
 - GCType : non-linéarité
 - dbc1out : point de compression
- BerMC :
 - Symbol time
- DelayRF :
 - Delay
- BinaryCombiner
 - Symbol time
- SymbolSplitter
 - Symbol time

Étude du modulateur-démodulateur

La première étude à réaliser est celle du modulateur et du démodulateur. Pour cela, il est possible de tracer les constellations d'états et les diagrammes de l'œil.

Différents états de modulation

Nous sommes en modulation QPSK (4 états), nous pouvons renseigner dans le bloc data un **UserPattern** avec le choix d'une séquence fixe. Nous pouvons ainsi réaliser le diagramme de Q (voie en quadrature) en fonction de I (voie en phase) et obtenir la constellation de la figure 1.



Figure 1 : 4 états de modulation

Influence du coefficient α

Pour la simulation, différents filtres passe-bande sont utilisés et la largeur de bande varie en fonction du paramètre **alpha** du filtre. La formule qui relie la bande passante et le coefficient alpha est décrite ci-dessous :

$$occupied_bandwidth = symbol_rate * (1 + \alpha)$$

Cette formule nous permet d'étudier la bande occupée pour différentes valeurs de alpha dans le tableau ci-après.

Coefficient alpha	Bandwidth
0	135,416 kHz
0,35	182,812 kHz
0,50	203,874 kHz
1	270,833 kHz

Nous pouvons réaliser et visualiser le spectre ainsi que le diagramme de l'oeil pour différentes valeurs d' α :

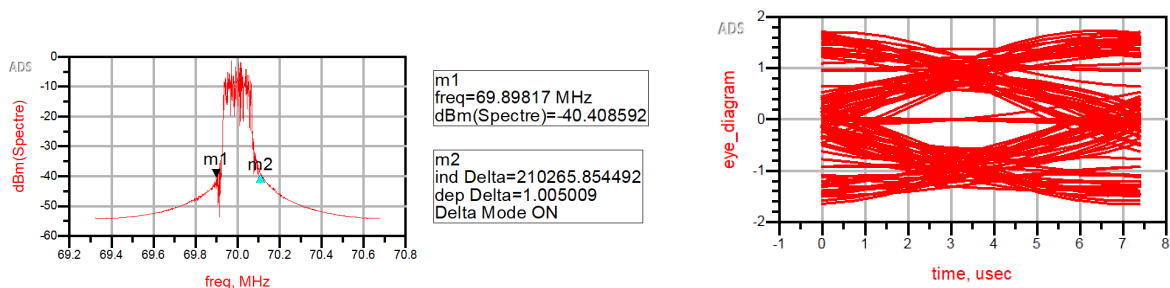
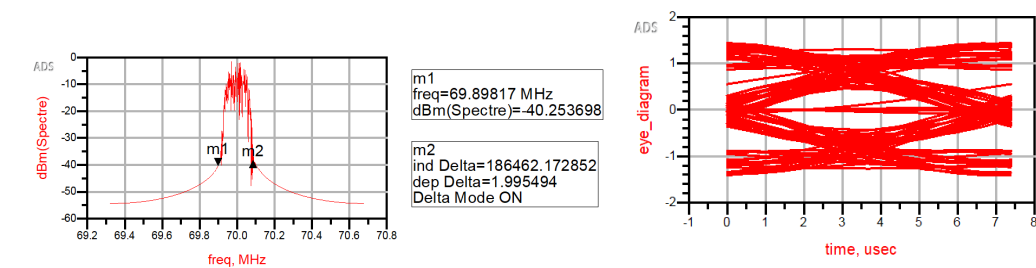


Figure 2 : $\alpha = 0$



:

Figure 3 : $\alpha = 0,35$

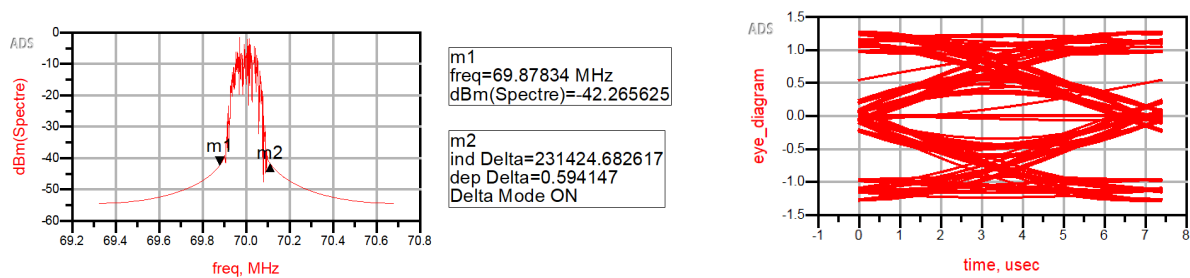


Figure 4 : $\alpha = 0,50$

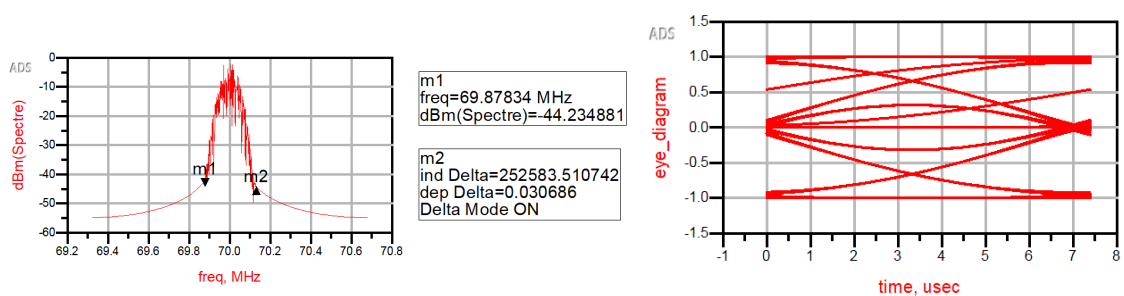
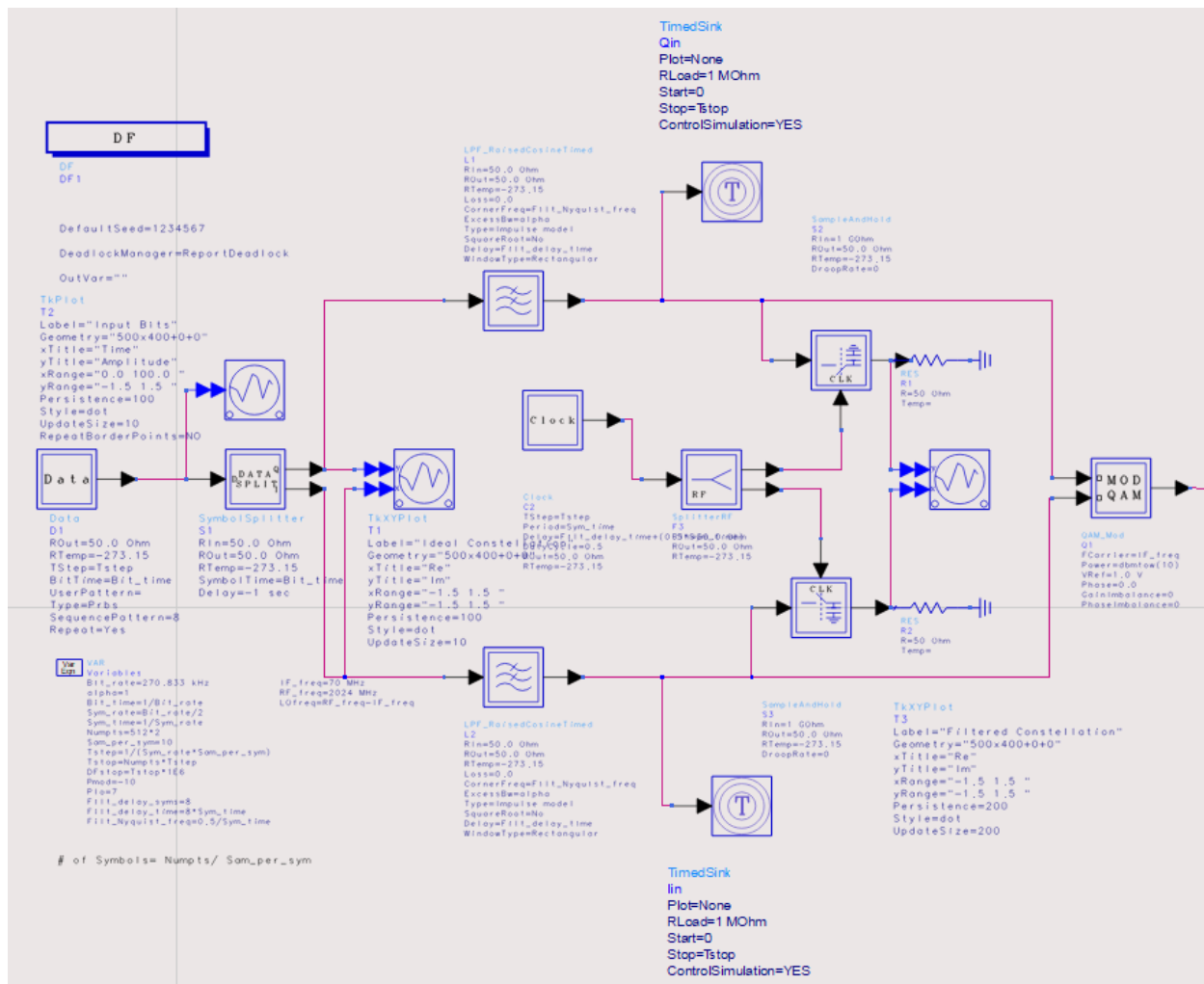


Figure 5 : $\alpha = 1$

Il nous faudra choisir par la suite, une valeur de α qui permet d'obtenir la meilleure précision possible lors du filtrage en racine de cosinus surélevé. @@

Système RF d'émission-réception

Après l'étude préalable des différents états de constellation, nous allons pouvoir effectuer la première simulation du système RF. Un premier schéma a été réalisé (cf figure 6 et figure 7) et il va falloir le compléter progressivement en ajoutant des blocs pour obtenir la chaîne d'émission et de réception complète du système en prenant en compte le canal de propagation des ondes radios.



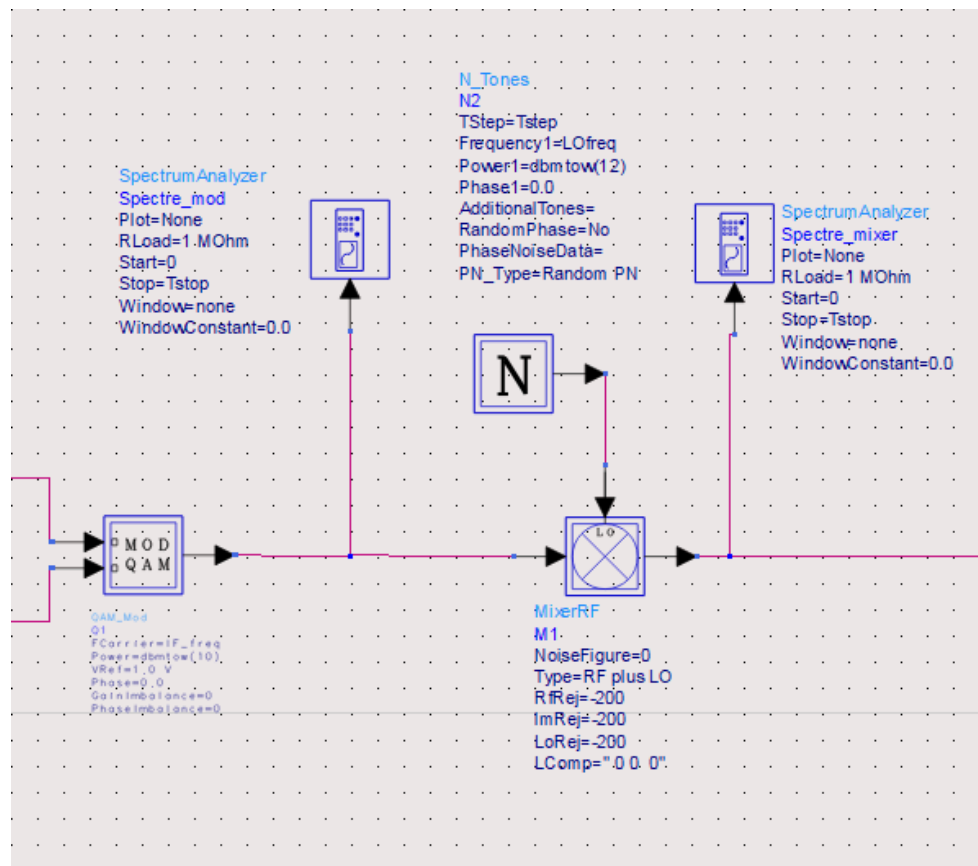


Figure 8 : Ajout du Mixer et du LO

Nous visualisons ainsi sur la figure 9 le spectre en entrée du mixer et en sortie du mixer grâce aux blocs **SpectrumAnalyser**. Nous obtenons bien une fréquence centrale de 70 MHz en entrée et une fréquence centrale de 2024 MHz en sortie.

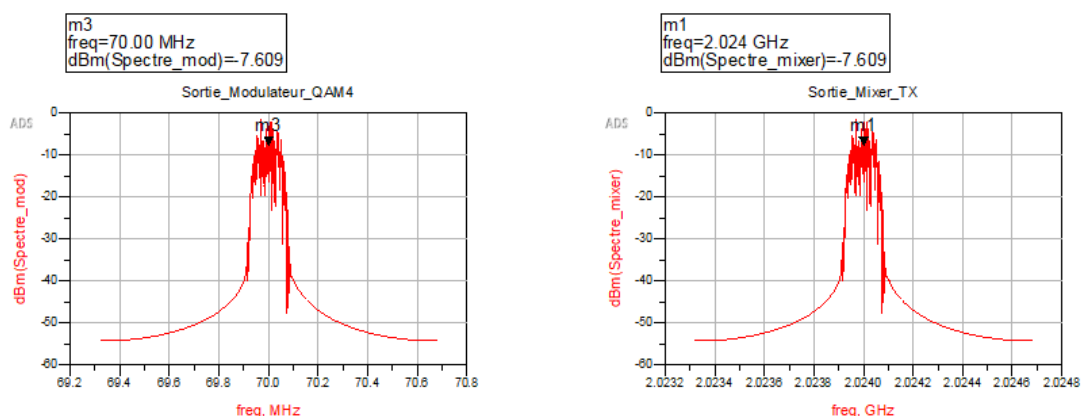


Figure 9 : Spectre en entrée (gauche) et en sortie du mixer (droite)

Ensuite, nous ajoutons un **PA** (power amplifier pour amplifier le signal à envoyer à la chaîne de réception) avec un gain de 14 dB visible sur la figure 10. Nous ne mettons pas de canal de propagation pour le moment et nous le remplaçons par un fil. Nous ajoutons un filtre d'ordre 4 avec une perte de 3 dB à l'entrée de la chaîne de réception pour filtrer le signal (pour le moment il ne se passe rien mis à part une perte de 3 dB car le canal n'existe pas).

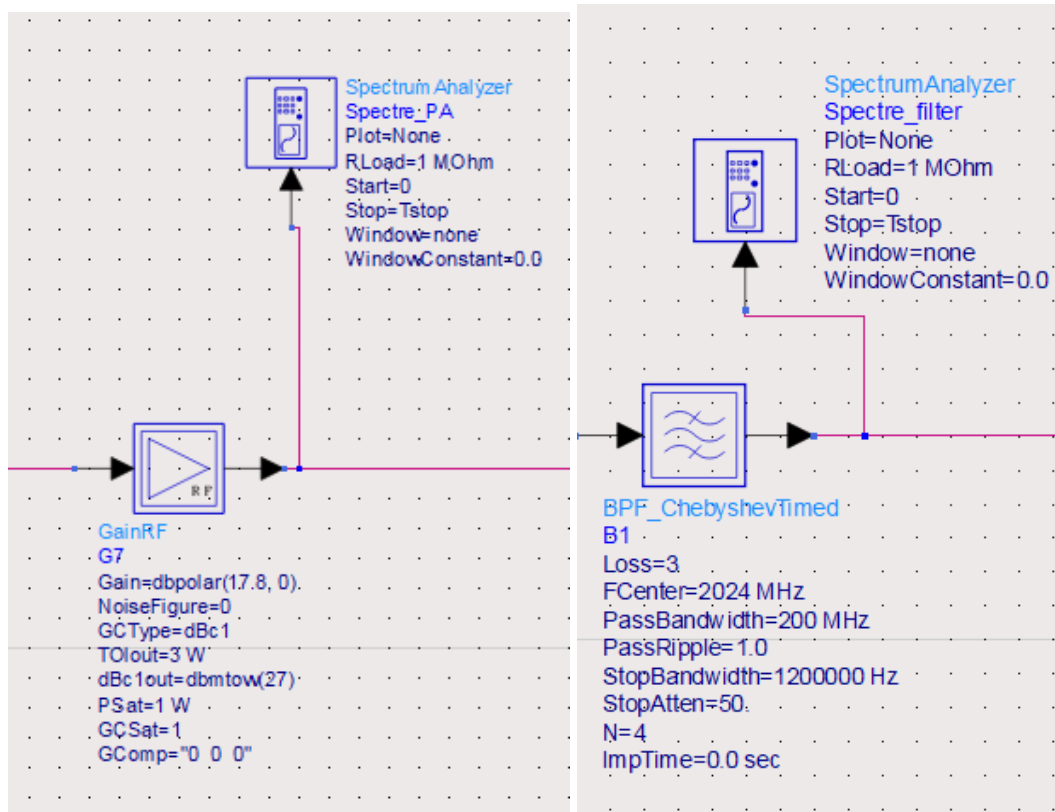


Figure 10 : Ajout du power amplifier et filtre d'ordre 4

Les spectres en sortie du PA et en sortie du filtre sont visibles sur la figure 11.

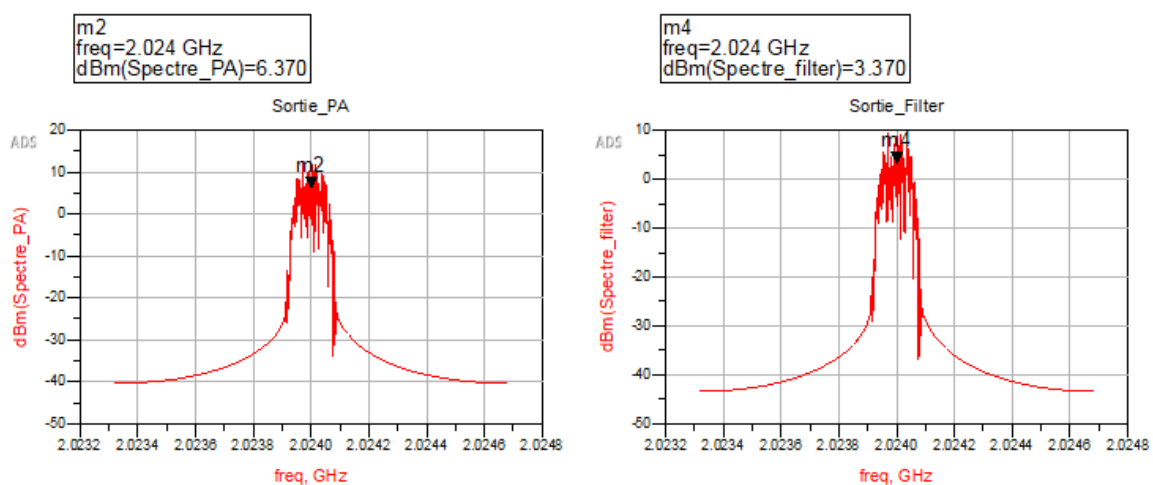


Figure 11 : Spectre en sortie du PA (gauche) et en sortie du filtre (droite)

Nous ajoutons ensuite un amplificateur faible bruit (cf figure 12) avec un gain de 15 dB (la moyenne est entre 10 dB et 20 dB) et un noise figure de 3 dB. Et nous souhaitons désormais abaisser la fréquence avant la démodulation pour repasser à une fréquence de 70 MHz. Nous ajoutons donc un mixer avec comme type **LO minus RF** et un oscillateur locale à une fréquence **LOfreq**

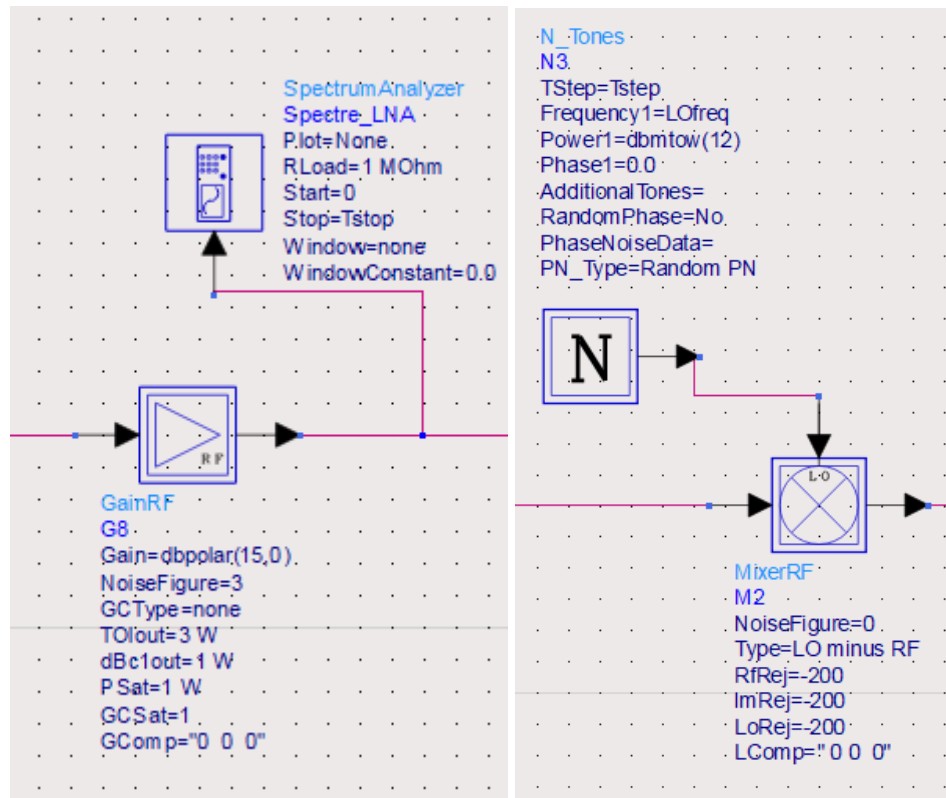


Figure 12 : Ajout du LNA et du mixer RF

Nous pouvons ainsi visualiser le spectre en sortie du LNA ainsi qu'à l'entrée du démodulateur (sortie du mixer RF) sur la figure 13. Nous observons bien un abaissement de la fréquence centrale de 2024 MHz à 70 MHz.

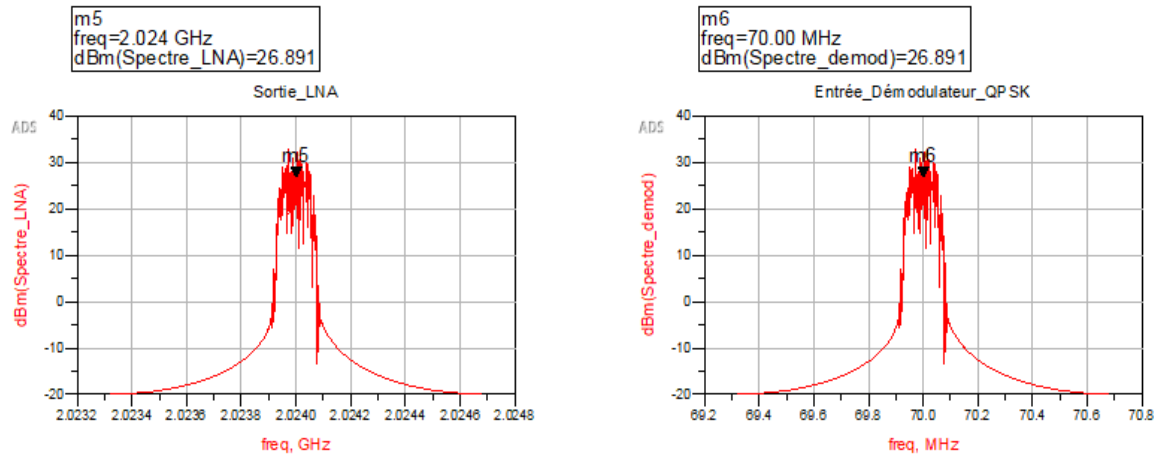


Figure 13 : Spectre en sortie du LNA (gauche) et en sortir du mixer (droite)
 Nous visualisons ainsi la constellation et le diagramme de l'œil sur la figure 14 avec en entrée **DATA** une séquence pseudo-aléatoire qui nous permet de visualiser les 4 états de la constellation ainsi que le déplacement des points.

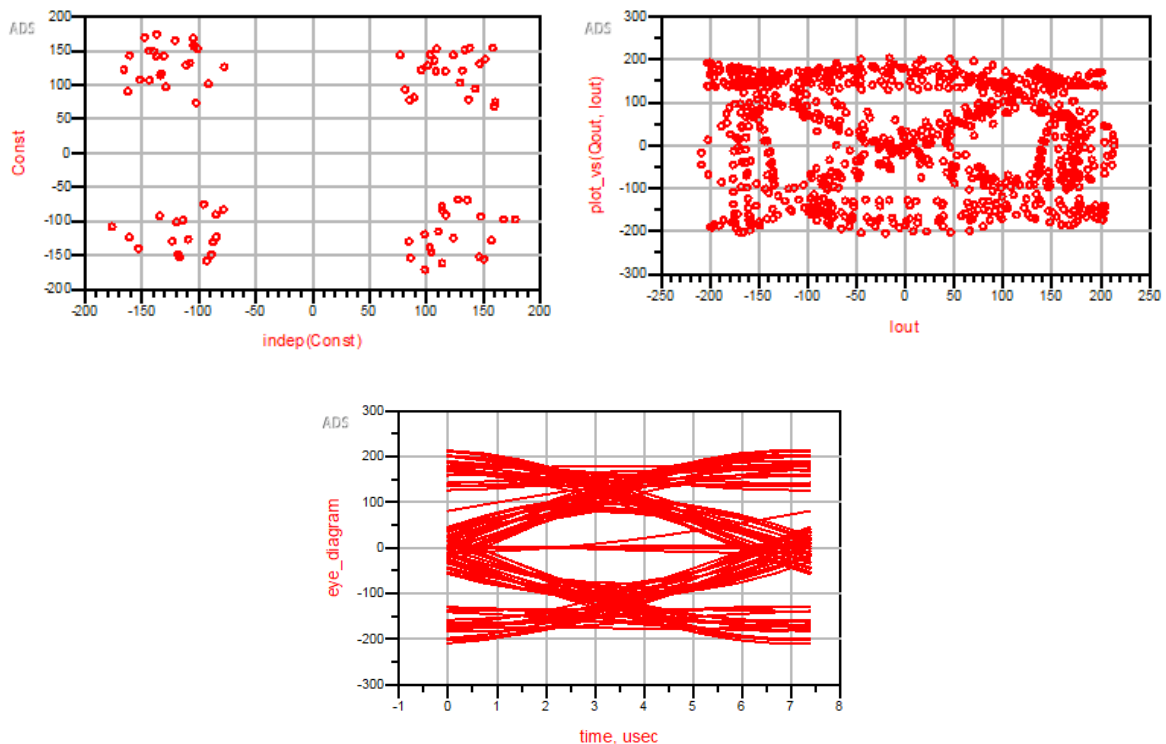


Figure 14 : Constellation QPSK et diagramme de l'oeil

Afin de vérifier que nous obtenons les mêmes signaux (avec un niveau de tension différent) en entrée et en sortie (ce qui est logique car le canal de propagation n'est pas présent), nous affichons les entrées **Qin**, **lin** ainsi que les sorties **Qout** et **lout** sur la figure 15 et mis à part un retard dû à la propagation des données, nous obtenons le même signal en entrée et en sortie ce qui valide le fonctionnement de cette simulation système.

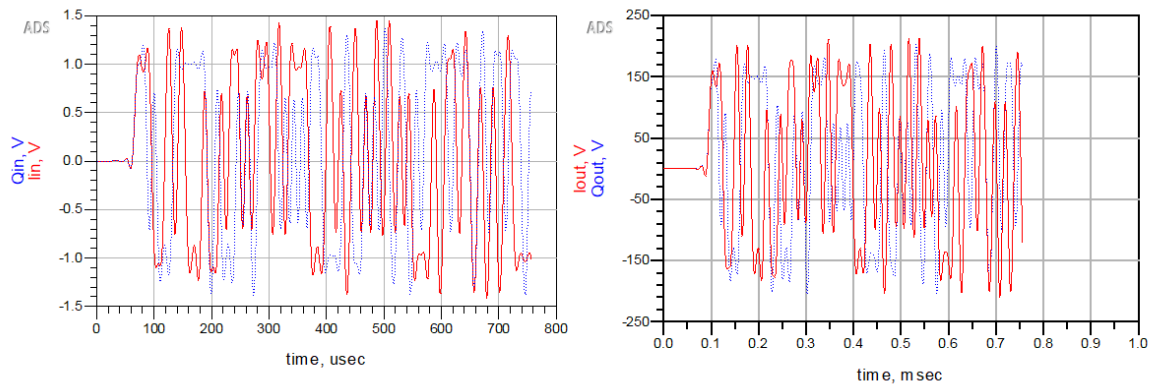


Figure 15 : Signaux en entrée (gauche) et signaux en sortie (droite)

Nous allons maintenant ajouter les antennes (cf figure 16), il faut bien penser à ajouter une résistance de 50 ohm en parallèle avant l'antenne d'émission pour que l'antenne voit une impédance de 50 ohm en entrée et une résistance de 50 ohm en série après l'antenne de réception pour qu'une impédance de 50 ohm soit vu en sortie d'antenne.

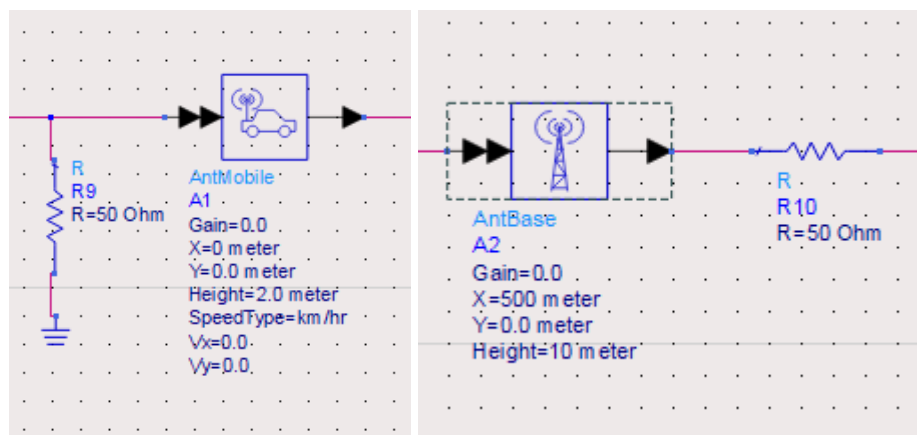


Figure 16 : Ajout de l'antenne d'émission (gauche) et de réception (droite)

Nous souhaitons obtenir une puissance de sortie du PA de 30 dBm, nous appliquons une série fixe de données (0x00) dans le bloc **DATA**. Nous visualisons la puissance en entrée du PA et nous effectuons $30 - P_{\text{entrée}} = 17,8 \text{ dB}$.

C'est donc le gain qu'il faut appliquer au PA pour obtenir une puissance de 30 dBm en sortie. Nous vérifions cela par l'affichage des spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur (cf figure 17).

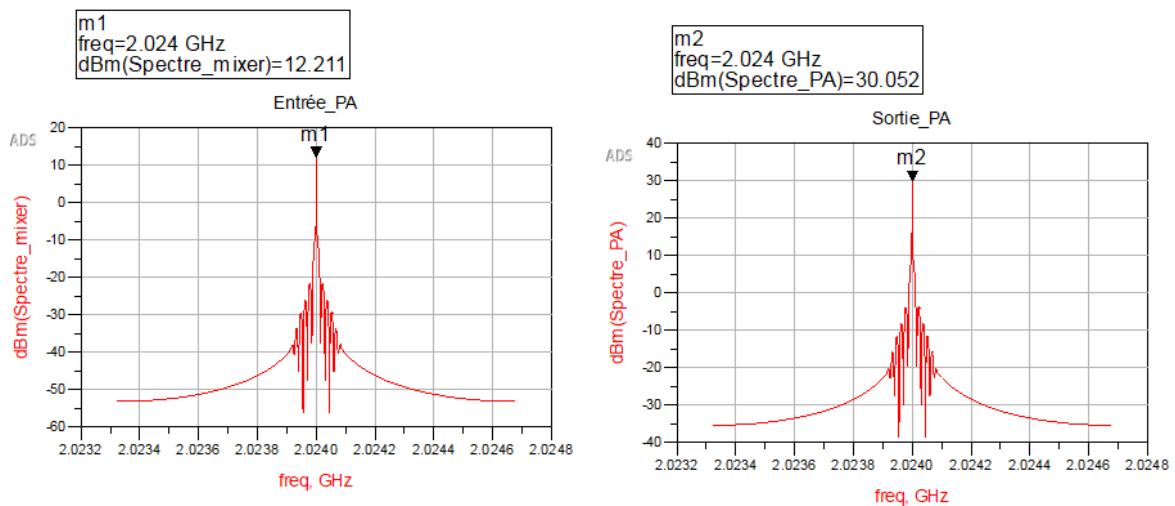


Figure 17 : Spectre en entrée du PA (gauche) et en sortie du PA (droite)

Influence de la non linéarité du PA

Nous allons désormais prendre en compte les non-linéarités du **Power Amplifier**, pour cela nous choisissons arbitrairement une série de données fixe (0x00) et nous devons régler le PA pour obtenir un point de compression à 1 dB à la sortie de 27 dBm. Afin de régler le point de compression, nous remplissons le paramètre dBc1out à 27 dBm et nous visualisons les mêmes spectres que sur la figure 17 pour observer la différence entre les signaux (cf figure 18).

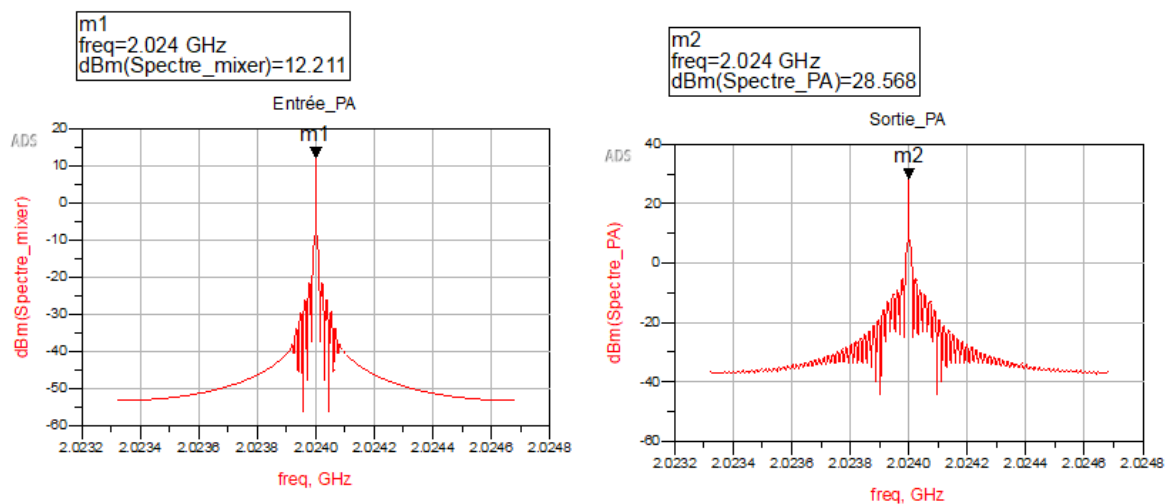


Figure 18 : Spectre avec les non-linéarités

Nous n'avons pas changé la valeur du gain du PA mais nous observons sur la figure 18 ci-dessus que le spectre en sortie du PA est légèrement modifié. Le spectre s'est

étalé en fréquence, la puissance à la fréquence centrale est donc diminuée d'environ 1.5 dBm.

Nous souhaitons désormais observer les différences entre le régime linéaire et le régime non-linéaire pour une séquence pseudo-aléatoire et pour une séquence fixe.

Séquence PRBS :

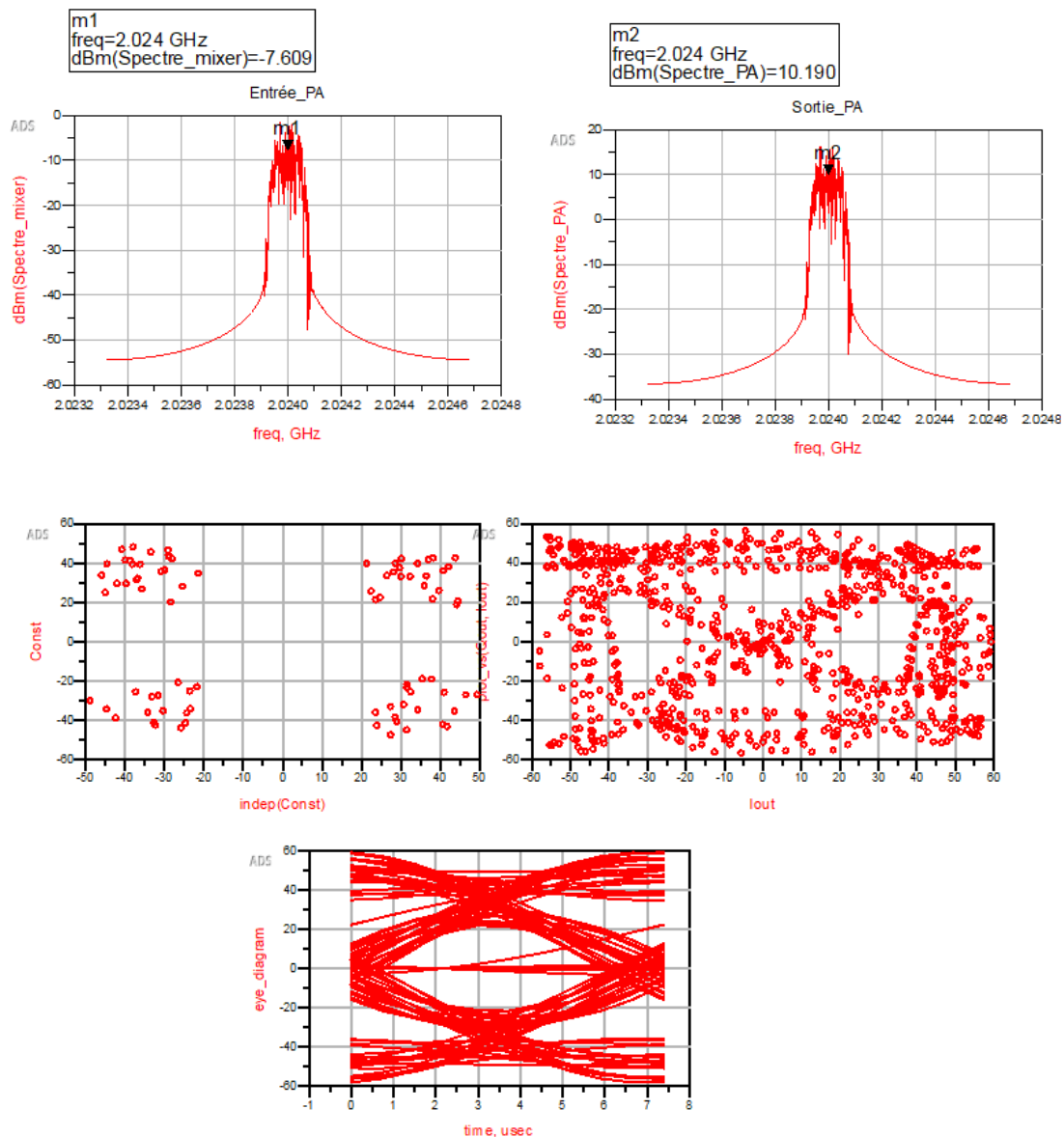


Figure 19 : Spectres et constellations en régime linéaire

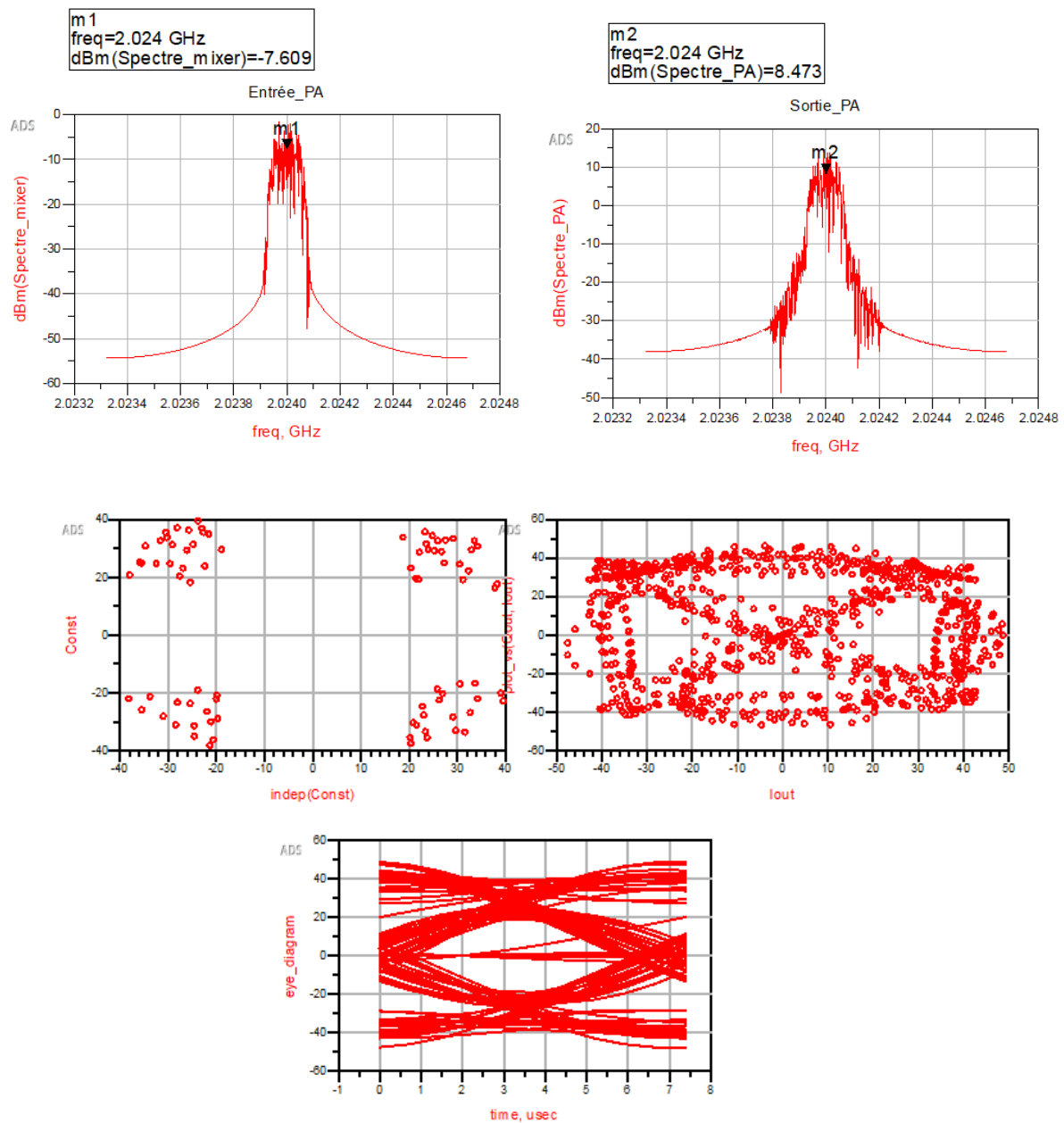


Figure 20 : Spectres et constellations en régime non-linéaire

Séquence fixe :

Les spectres pour une séquence fixe avec un régime linéaire et non-linéaire sont respectivement ceux de la figure 19 et de la figure 20.

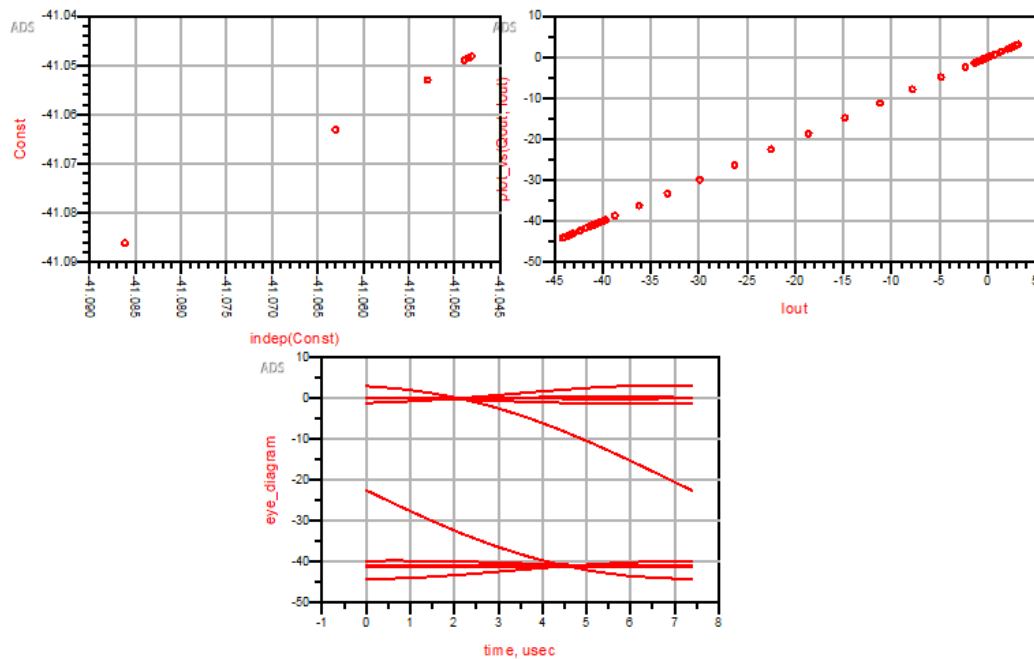


Figure 21 : Constellations et diagramme de l'oeil en régime linéaire

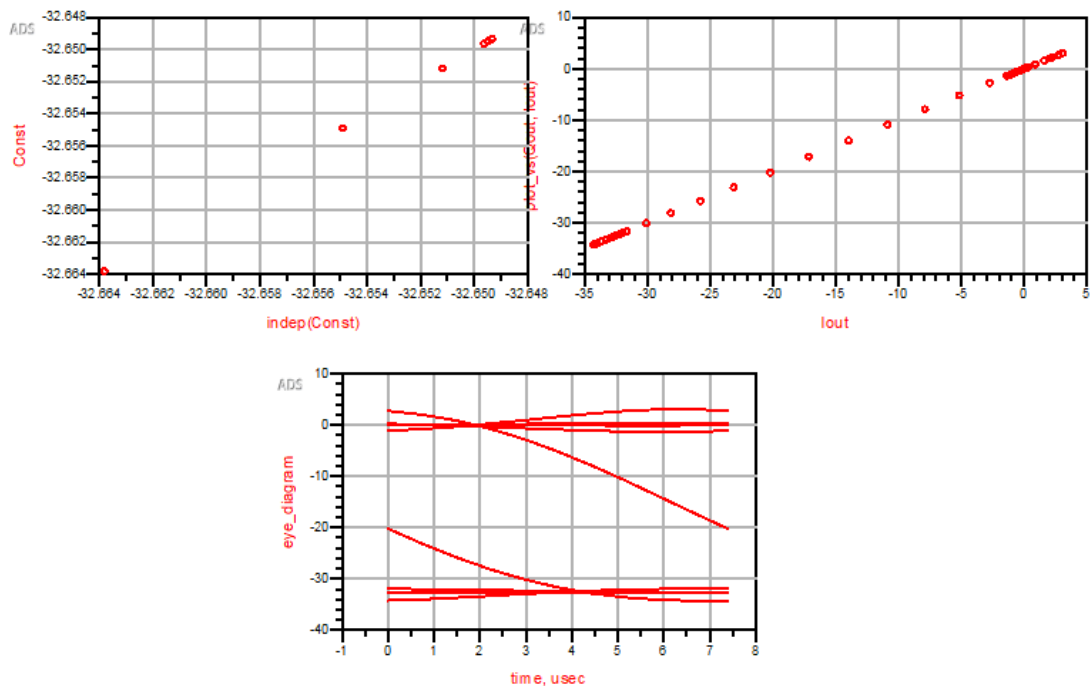


Figure 22 : Constellations et diagramme de l'oeil en régime non-linéaire

Nous pouvons observer sur les différentes figures précédentes qu'en régime non-linéaire, il y a l'ajout de bruit et une perte de puissance sur les spectres de puissances.

Ajout d'un canal de propagation GSM dans la chaîne

Nous allons désormais ajouter un canal GSM (cf figure 23) avec des pertes en milieu rural, la distance séparant les antennes est déterminée en limite de réception.

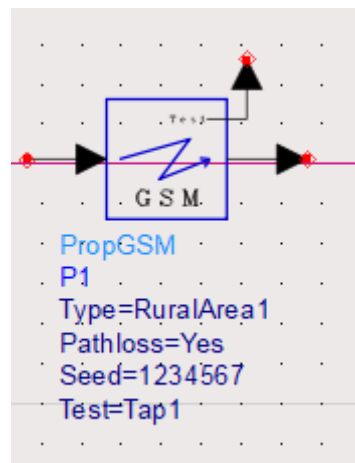


Figure 23 : Ajout du canal GSM avec pertes

Pour étudier quelle est la distance de limite de fonctionnement, il faut faire varier la distance en observant la constellation en sortie (cf figure 24 à 27). Dès lors que les 4 points de la constellation ne sont plus distingués, cela montre que nous sommes à la distance limite de communication entre les 2 antennes.

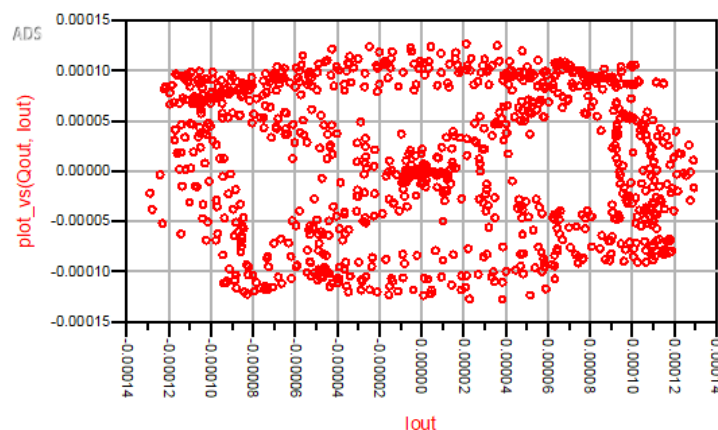


Figure 24 : Constellation à 1 km

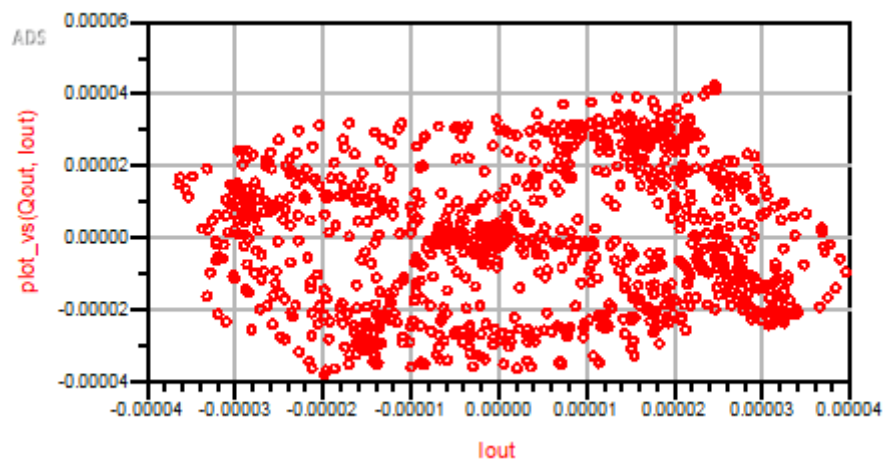


Figure 25 : Constellation à 2 km

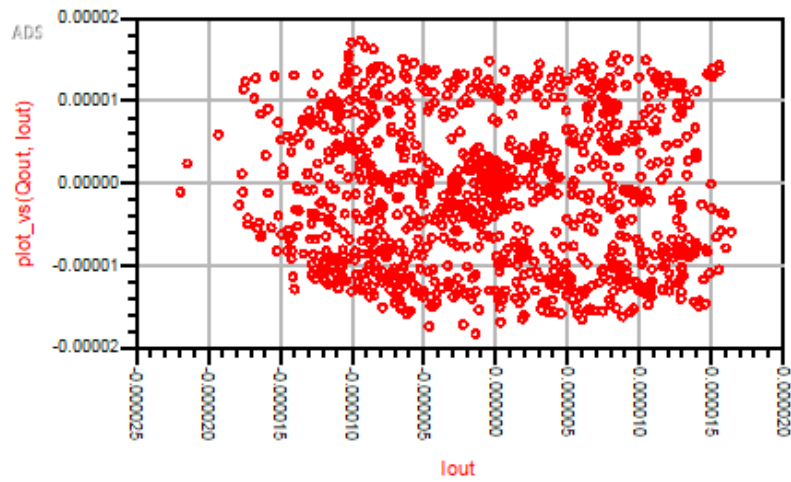


Figure 26 : Constellation à 3 km

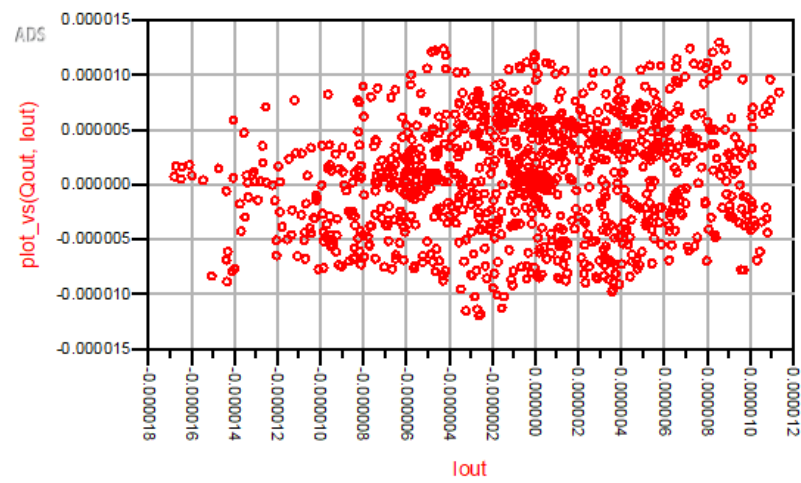


Figure 27 : Constellation à 4 km

Sur la figure 27, il n'est plus possible de distinguer les 4 états de la constellation, cela correspond donc à notre distance limite de communication entre les antennes.

Pour la suite de la simulation, nous choisirons une distance entre les antennes de 500m. Nous pouvons tout d'abord visualiser les signaux I et Q en entrée en sortie de manière à observer les perturbations apportées par le canal de propagation (cf figure 28).

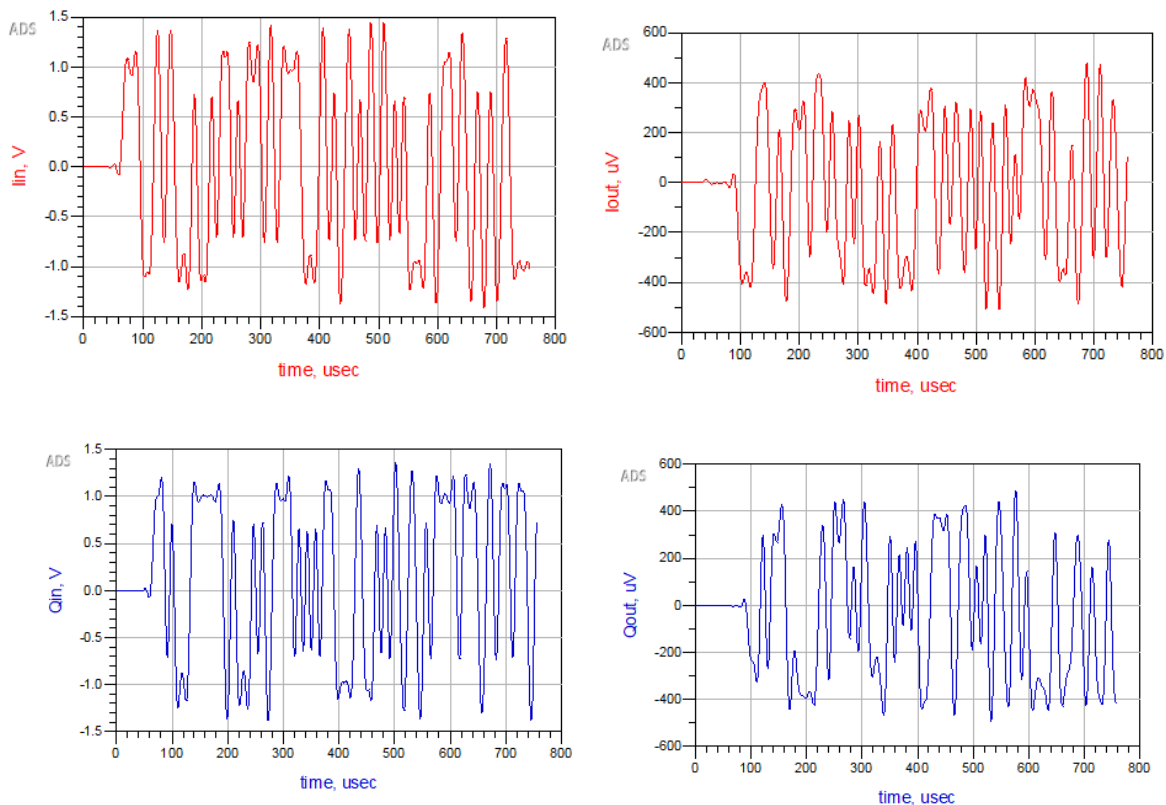


Figure 28 : Signaux I et Q (séquence PRBS)

Nous observons sur la figure 28 que nous n'obtenons pas les mêmes signaux en entrée et en sortie, cela provient de 2 problèmes :

- Déphasage des trains binaires \Rightarrow rotation de la constellation
- Retard des trains binaires \Rightarrow temps de propagation des données

Déphasage des trains binaires

Suite à l'ajout du canal de propagation, nous obtenons donc un déphasage des trains binaires en sortie par rapport à l'entrée. Pour pouvoir remettre la constellation dans le quadrant correspondant (rotation), nous allons mettre dans le bloc **DATA** une série fixe (0x00) et nous visualisons les signaux sur la figure 29.

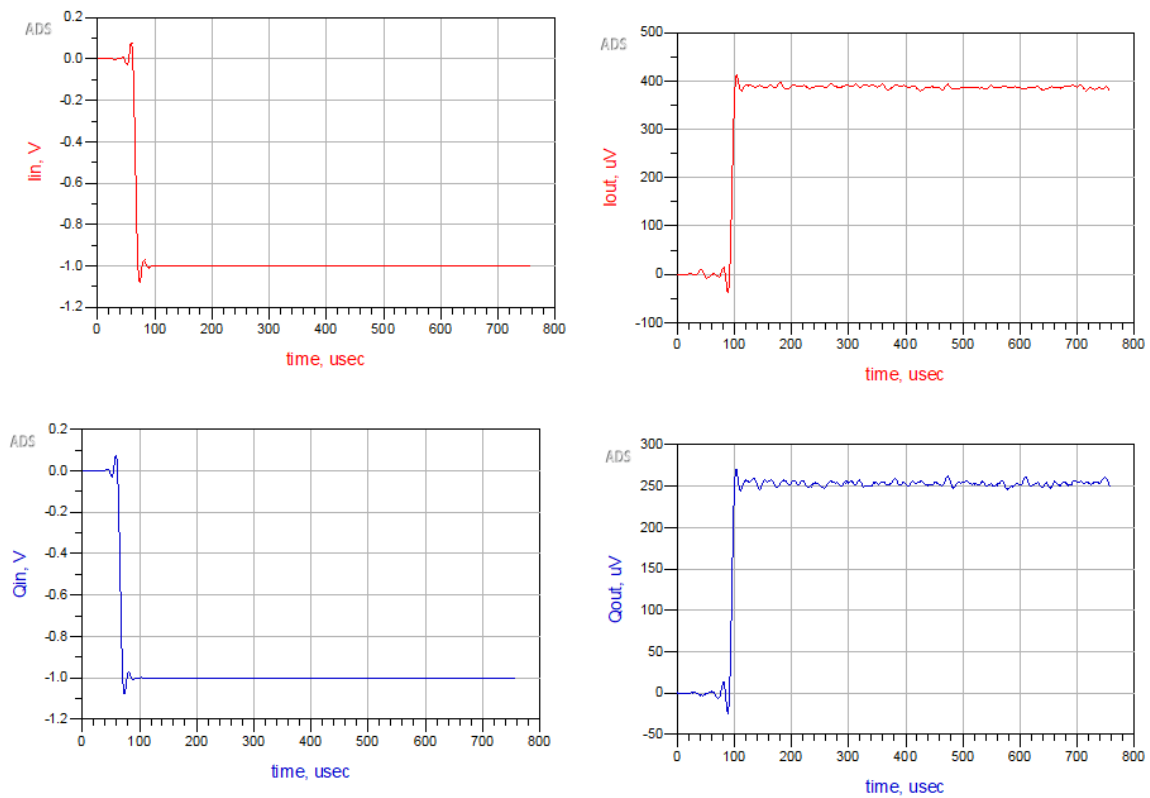


Figure 29 : Signaux I et Q (séquence fixe)

Nous observons bien une rotation dans la constellation et nous allons donc régler ce problème en agissant sur la phase du LNA.

Après avoir essayé différentes phases par dichotomie, nous obtenons des signaux cohérents sur la figure 30 en ayant appliqué une phase de -170° .

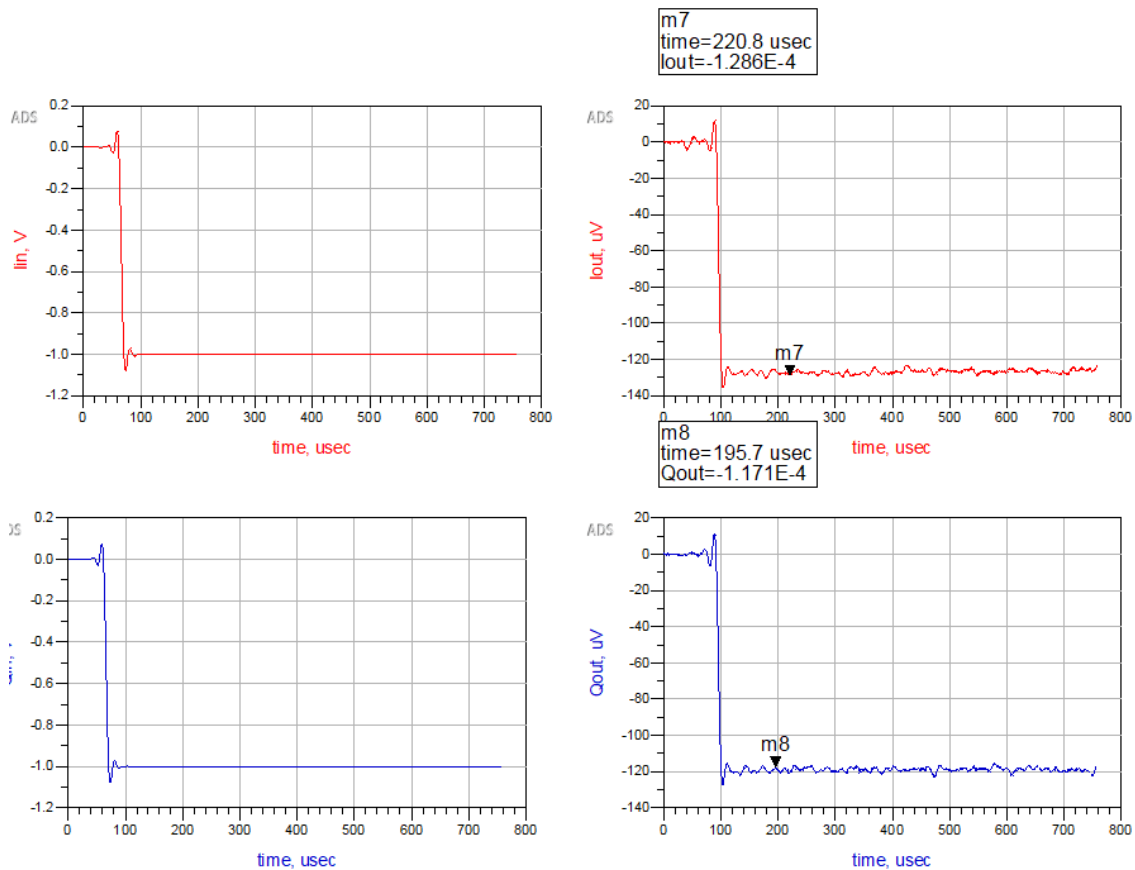


Figure 30 : Signaux I et Q (séquence fixe) avec une phase de -170°

Après avoir défini le déphasage apporté par le canal de propagation, nous pouvons donc repasser avec un signal pseudo aléatoire de manière à régler le second problème : le retard des trains binaires.

Retard des trains binaires

Nous obtenons désormais les mêmes signaux I et Q mais avec un retard temporel (cf figure 31).

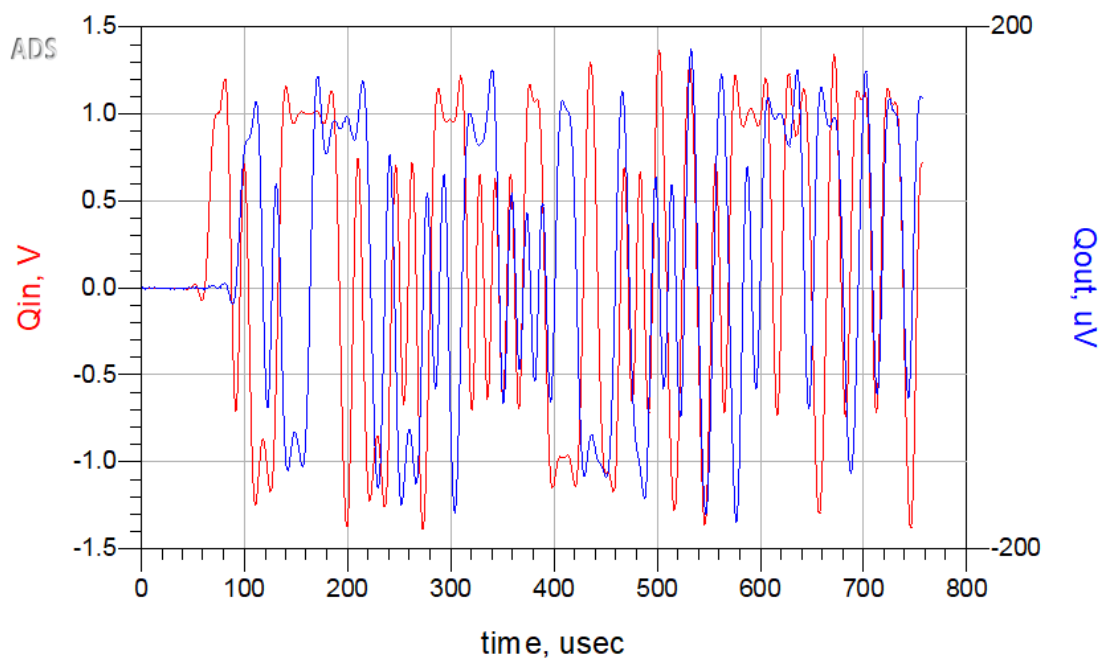
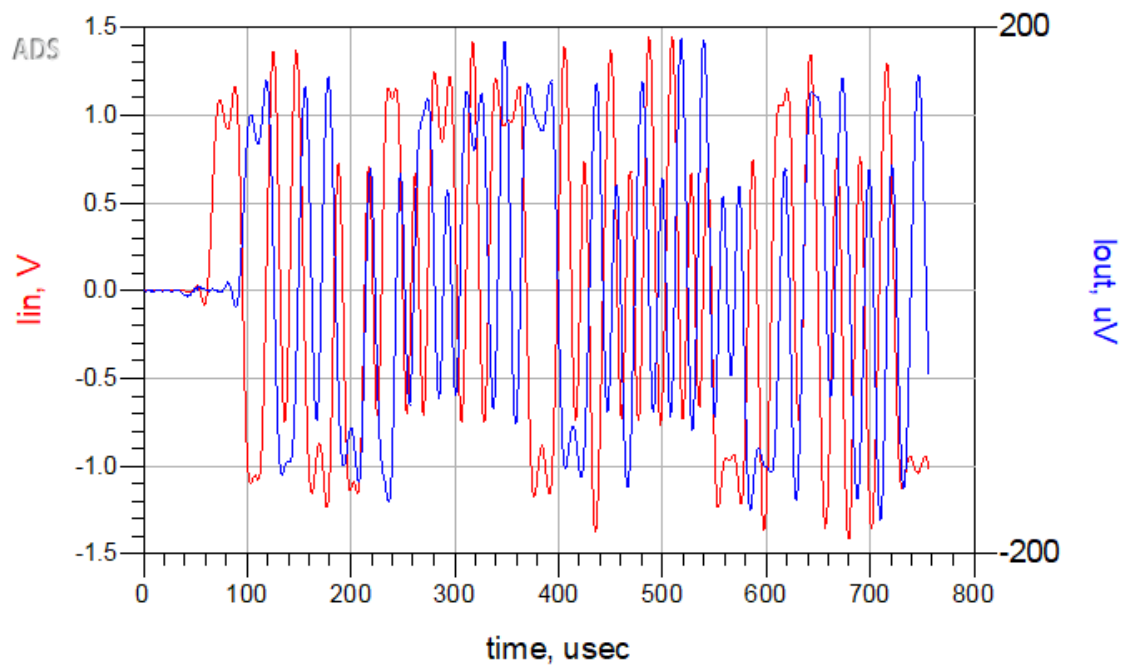


Figure 31 : Signaux I et Q (séquence PRBS) avec une phase de -170°

Nous observons un décalage temporel entre l'entrée et la sortie, nous allons donc chercher à superposer les courbes en ajoutant un bloc delay et un bloc BER (utile pour la suite) en figure 32.

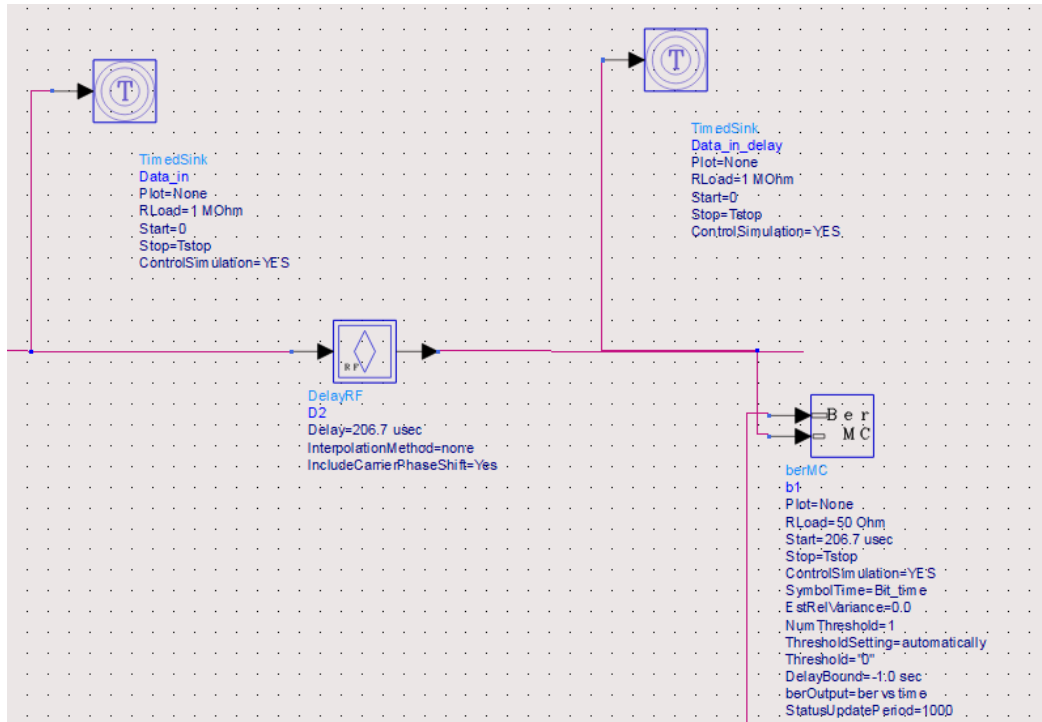


Figure 32 : Ajout du delay et du BER MC

Pour cela, nous remplaçons le canal de propagation par un fil et nous utilisons le bloc **BER MC** pour vérifier que les trains binaires sont synchronisés entre l'émission et la réception.

Nous pouvons ainsi mesurer le décalage temporel à l'aide de marqueurs sur les trains binaires entre **data_in** et **data_out** (cf figure 33).

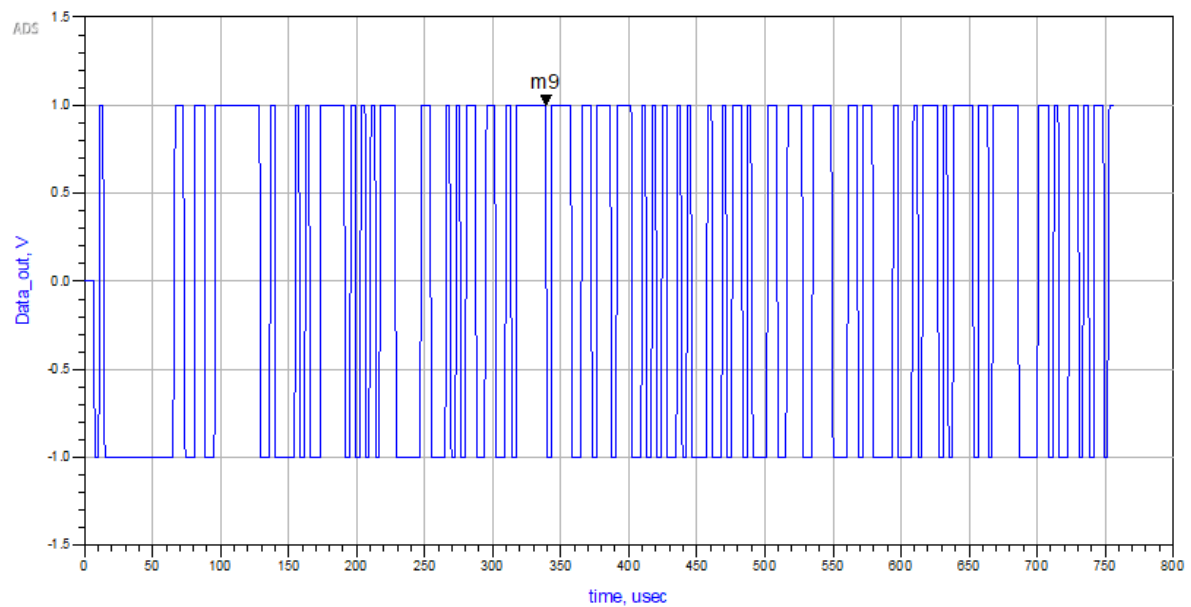
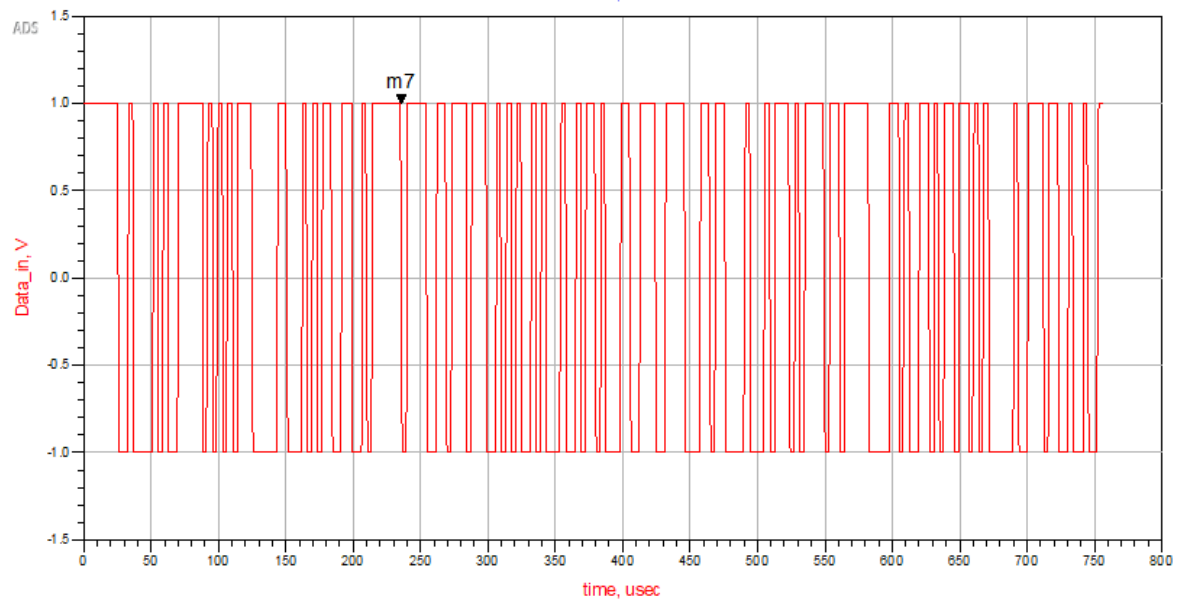


Figure 33 : Mesure du décalage temporel

Nous réglons donc le delay et nous obtenons la figure ci-dessous (cf figure 34) correspondant à la superposition des signaux **data_in_delay** et **data_out**.

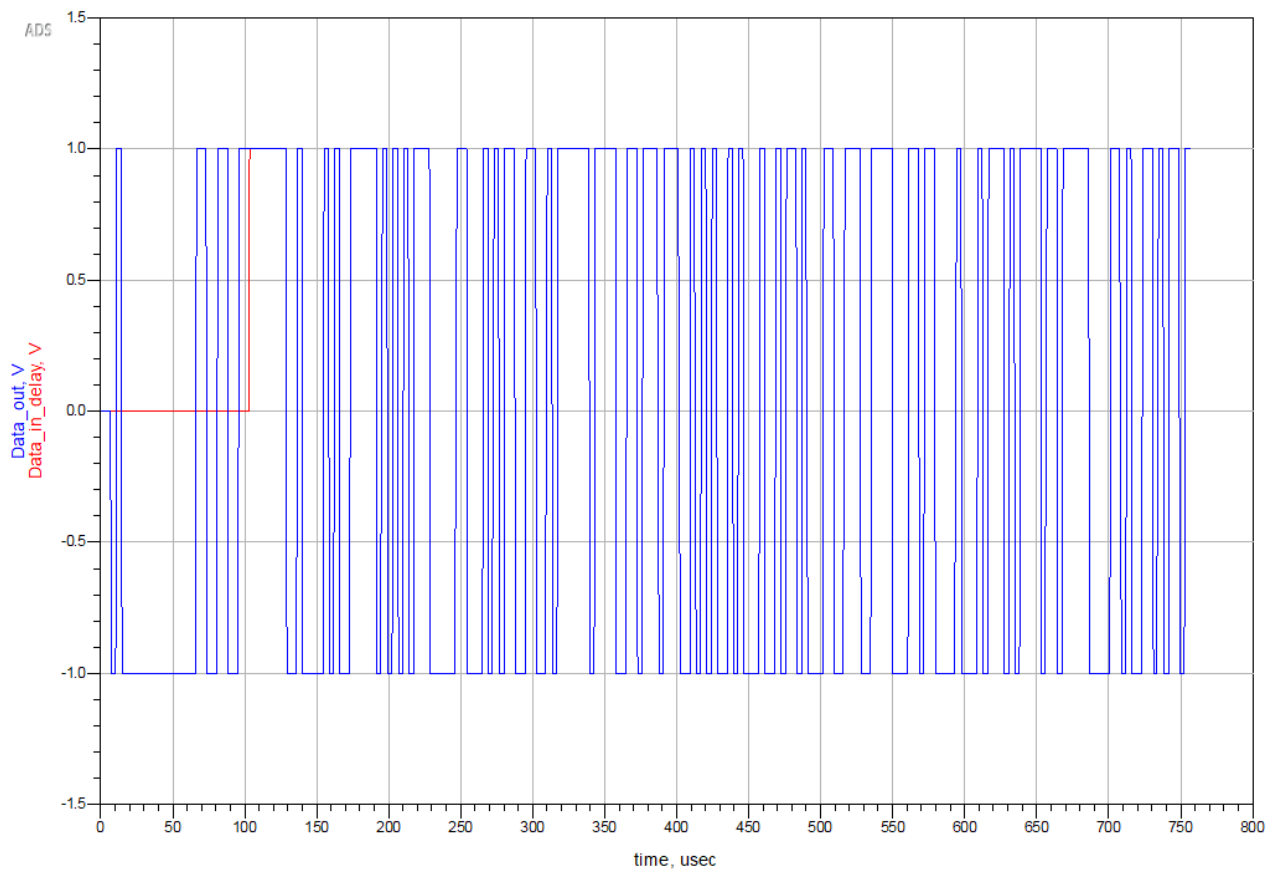


Figure 34 : Synchronisation temporelle des signaux

Taux d'Erreur Bit

Désormais, nous pouvons rajouter le canal de propagation afin de mesurer le BER réel avec le canal GSM.

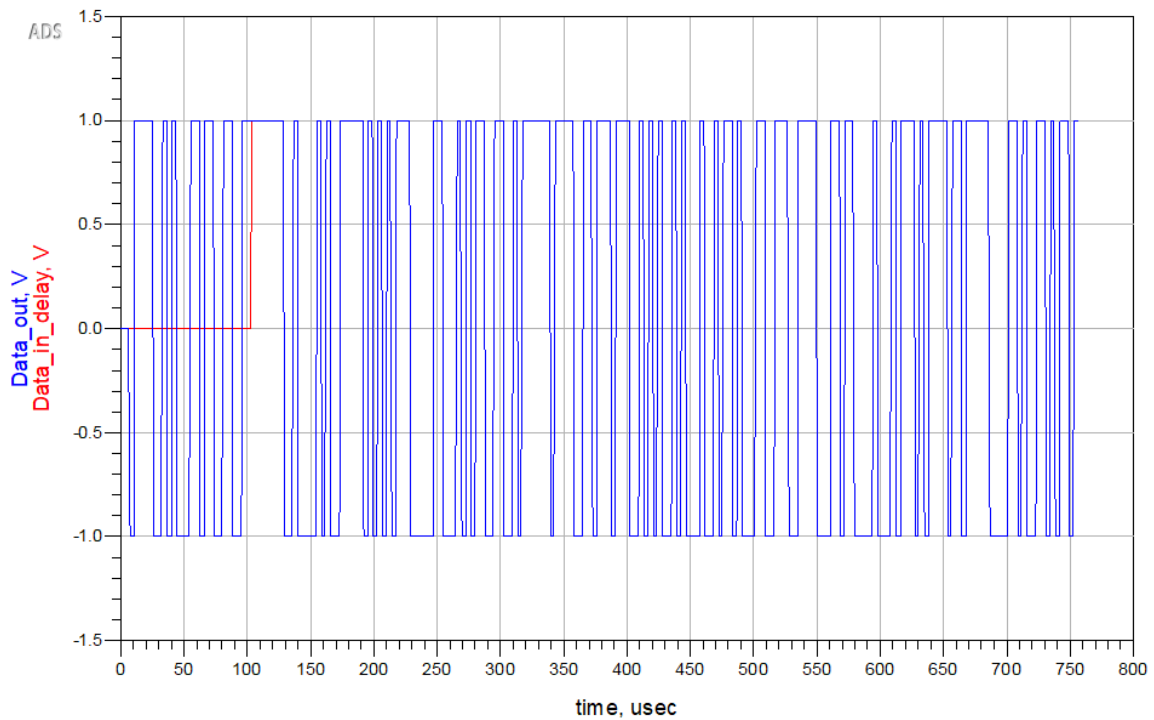


Figure 35 : Synchronisation temporelle des signaux avec GSM

Nous observons sur la figure 35, que le signal de sortie contient du bruit au démarrage. Ce bruit correspond au fait qu'à l'envoi de données, la sortie ne peut pas connaître à l'avance le signal. Nous obtenons ainsi un BER qui converge vers 0.05 (cf figure 36) avec une grande augmentation au départ (liée au bruit).

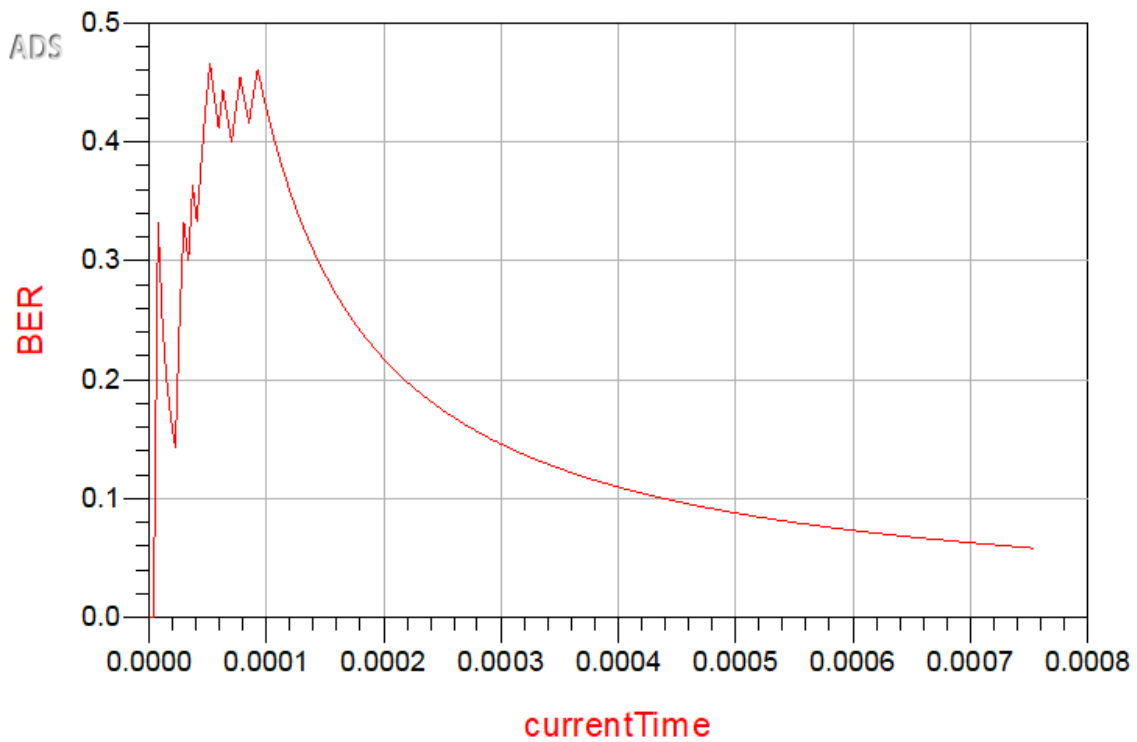


Figure 36 : BER avec bruit au démarrage

Afin de régler ce problème, nous réglerons le temps **T_start** de la mesure du BER avec un temps égal au retard mesuré précédemment.

Après avoir modifier le bloc, nous obtenons : $BER = 5.65 * 10^{-23}$ que nous visualisons sur la figure 37 ci-dessous.

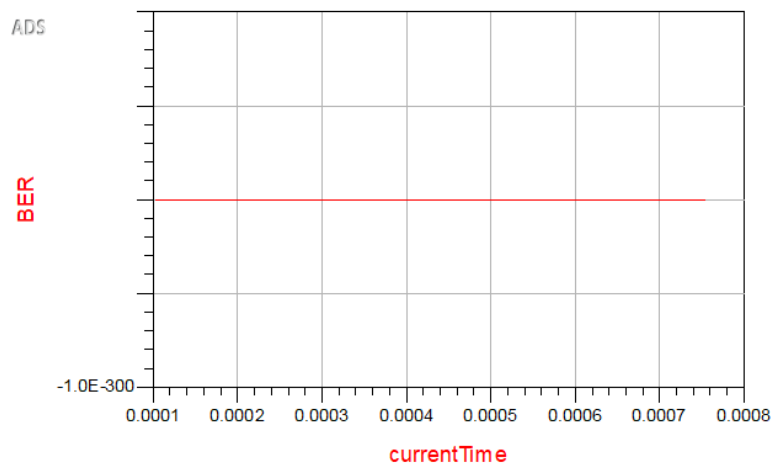


Figure 37 : BER sans bruit au démarrage

Modification du débit binaire

Nous cherchons maintenant à modifier le débit binaire et le mettre à **135.416 kbit/s**. Nous devons donc effectuer les étapes précédentes pour calculer le nouveau déphasage et le nouveau retard temporel afin d'obtenir à nouveau un BER tendant vers 0.

Déphasage des trains binaires

Nous réglons le déphasage (rotation) comme nous l'avons fait lors des étapes précédentes (cf figure 38).

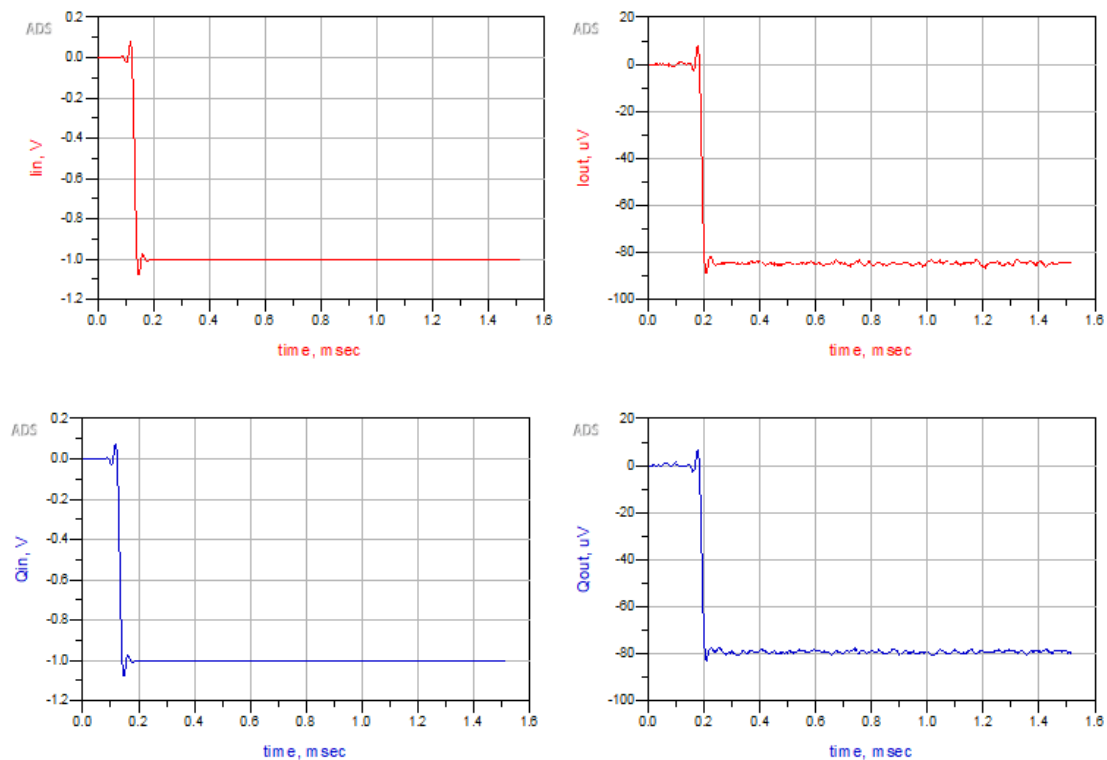


Figure 38 : Signaux I et Q en entrée et en sortie (séquence fixe)

Retard des trains binaires

Nous réglons ensuite le retard temporel comme nous l'avons fait lors des étapes précédentes (cf figure 39).

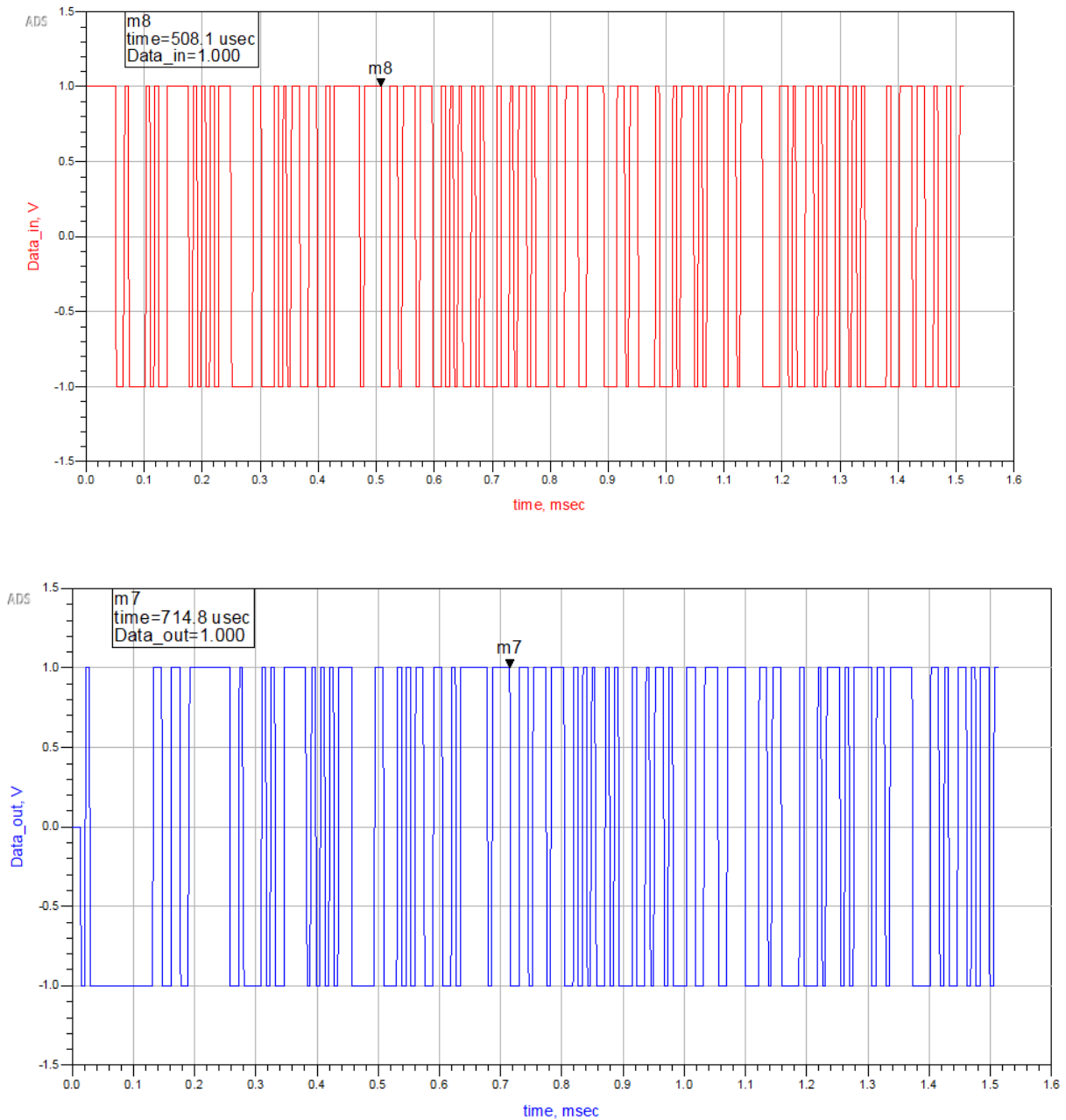


Figure 39 : Signaux I et Q en entrée et en sortie (séquence PBRs)

Taux d'Erreur Bit

Nous mesurons le nouveau taux d'erreur bit et nous obtenons la même valeur que précédemment qui tend vers 0 en figure 40.

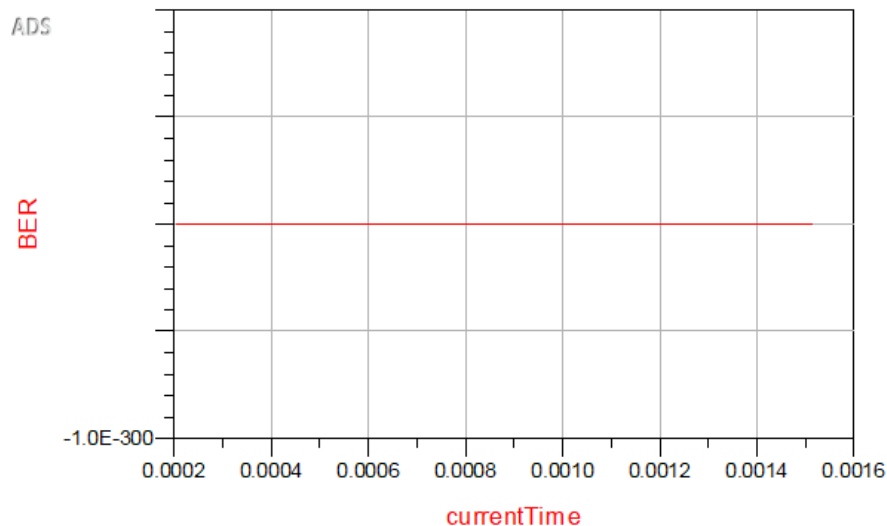


Figure 40 : BER sans bruit au démarrage

Conclusion

La simulation d'une chaîne de radiocommunication avec le logiciel **Advanced Design System (ADS)** nous a permis de comprendre et maîtriser les concepts fondamentaux des systèmes de communication modernes.

Les outils intégrés pour l'analyse des signaux et des spectres facilitent la compréhension des phénomènes complexes tels que le bruit ou les interférences. Cela permet une validation rapide des concepts théoriques et une optimisation des performances du système.