

# Projet ZigBee

Etude système

Promo Phelma MT 2026  
2A MT

28/27/03/2025



## Table des matières

Table des Illustrations .....	2
1 Introduction .....	3
2 Définition du projet.....	3
2.1 Schéma bloc .....	3
3 Backend – numérique.....	4
3.1 Modulation MSK.....	4
3.2 Transmetteur ZigBee .....	5
3.3 Récepteur ZigBee.....	6
3.3.1 Choix de l'architecture .....	6
4 Frontend Analogique .....	13
4.1 Etudes préliminaires (ADS) .....	13
4.1.1 Spécification de l'émetteur (Fonctionnalité Power Amplifier) .....	13
4.1.2 Spécification du récepteur (LNA-mixer-filtre).....	14
5 Conclusion .....	20
Bibliographie.....	21
Annexe 1 : Spécifications de la norme IEEE 802.15.4.....	22

---

## Table des Illustrations

Figure 1 : Architecture générale de l'émetteur/récepteur ZigBee .....	4
Figure 2 : Puissance du signal pour une modulation MSK .....	4
Figure 3 : Détermination de la largeur de bande occupée par le signal en sortie du modulateur MSK .....	5
Figure 4 : Signal de sortie du modulateur IQ modulé en fréquence.....	6
Figure 5 : Problème lié à une architecture hétérodyne .....	6
Figure 6 : Architecture récepteur LOW IF [1] .....	7
Figure 7 : superposition des fréquences image et bande de base.....	8
Figure 8 : Spectre après traitement.....	9
Figure 9 : Démodulation sans filtre avec séquence dans canal voisin.....	9
Figure 10 : Démodulation avec filtre .....	10
Figure 11 : Démodulation avec filtre et signal dans le canal voisin .....	10
Figure 12 : reconstitution de l'évolution de la phase .....	11
Figure 14 : chronogramme reconstitution trame.....	12
Figure 13 : taux d'erreur binaire de 0 .....	12
Figure 15 : Puissance en sortie de l'émetteur .....	13
Figure 16 : Architecture du récepteur.....	14
Figure 17 : Schéma du montage sur ADS avant paramétrage.....	15
Figure 18 : Constellation du signal reçu par le récepteur avec un atténuateur fixé à 104 dB.....	16
Figure 19 : Définition du SFDR.....	17
Figure 20 : Impact des bloqueurs .....	18
Figure 21 : Simulation de la sortie avec une puissance de -80dBm.....	19
Figure 22 : Simulation de la sortie avec une puissance de -100dBm .....	19
Figure 23 : Canaux ZigBee .....	22

---

# 1 Introduction

L'objectif du projet est de concevoir un émetteur/récepteur ZigBee. Cette conception regroupera dimensionnement et dessin des masques pour ensuite produire le circuit intégré. Tout au long de la conception, de nombreuses simulations et tests seront réalisés afin d'optimiser le fonctionnement sur silicium. Après production, l'émetteur/récepteur ZigBee sera testé afin de comparer avec les résultats numériques. Le but de cette analyse système est de comprendre le fonctionnement de l'émetteur/récepteur ZigBee dans son ensemble afin d'en dégager des spécifications nécessaires à la conception. Il est nécessaire de comprendre l'architecture et les différentes fonctions/blocs qui composent la puce ZigBee. Il est important de noter que dans ce projet, seul la partie récepteur RF sera conçue. Les fonctions numériques et l'émetteur ne sont pas dans les objectifs de ce projet. Cependant, dans cette étude système, nous aborderons les parties numériques et analogiques radio fréquence de l'émetteur/récepteur.

## 2 Définition du projet

### 2.1 Schéma bloc

Les circuits intégrés ZigBee sont des composants essentiels pour les réseaux de communication sans fil. Aujourd'hui, nous les retrouvons dans de nombreux domaines tels que : les réseaux de capteurs sans fil, les systèmes de contrôle d'éclairage, les dispositifs domotiques. ZigBee est un protocole de communication qui repose sur la norme IEEE 802.15.4 (cf Annexe 1 : Spécifications de la norme IEEE 802.15.4).

Ces circuits intégrés offrent des avantages comme leur faible consommation d'énergie. Leur faible coût de production les rend bon marché et idéaux pour des applications de masse nécessitant de nombreux dispositifs connectés.

Cependant, ces puces comportent leurs limitations comme une portée limitée. Cette portée, étant suffisante pour des applications locales, n'est pas suffisante pour des applications nécessitant une couverture sur de longues distances. De plus, elles possèdent un débit de données relativement bas (250kbps).

L'architecture générale de l'émetteur/récepteur ZigBee est représentée par la figure suivante :

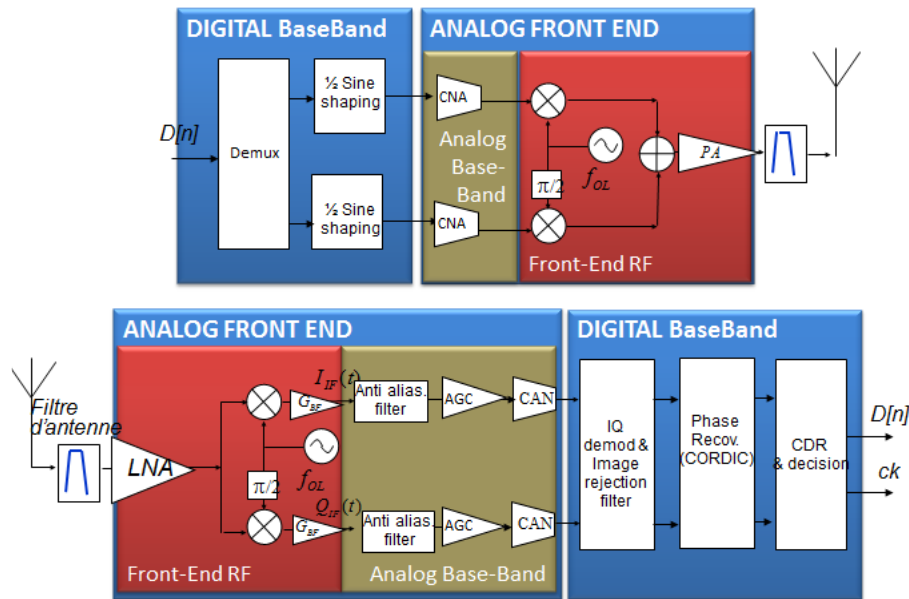


Figure 1 : Architecture générale de l'émetteur/récepteur ZigBee

### 3 Backend – numérique

L'objectif de notre étude numérique est de comprendre les architectures des émetteurs et récepteurs ZigBee afin de les valider sous Simulink. Nous verrons également si cela respecte les spécifications du projet.

#### 3.1 Modulation MSK

Nous utiliserons la modulation MSK pour transmettre les bits d'information. Cette modulation est une modulation de fréquence à phase continue. Elle permet d'assurer la continuité de phase d'un symbole à l'autre. Elle permet d'obtenir une modulation à enveloppe constante, ce qui offre une très bonne résistance aux non-linéarités des amplificateurs. Pour appuyer nos calculs et affirmations théoriques de la modulation MSK, nous nous appuyerons sur les références bibliographiques [1], [2], [4].

Avec la modulation MSK, la puissance du signal est constante en fonction du temps, ce qui nous permet d'avoir le gain du PA constant.

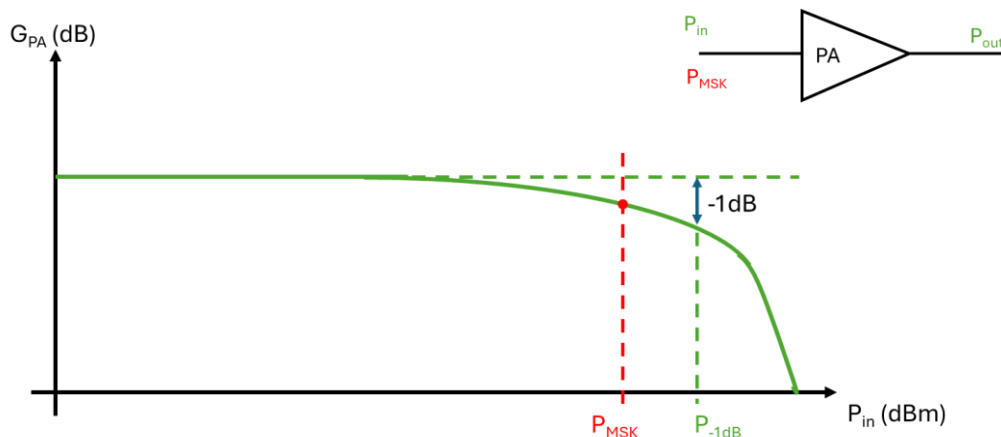


Figure 2 : Puissance du signal pour une modulation MSK



Cette modulation, comparée à d'autres techniques de modulation comme l'amplitude modulation (AM), la PSK est moins sensible au bruit et aux interférences. Cela permet d'améliorer la qualité de la transmission, surtout dans des environnements bruyants ou perturbés.

La modulation MSK est efficace pour des débits modérés. Cependant, elle n'est pas adaptée pour des systèmes nécessitant de forts débits de données.

### 3.2 Transmetteur ZigBee

Dans notre étude système des fonctions numériques, l'émetteur est composé d'un modulateur MSK et d'un modulateur IQ.

Si nous observons le spectre en bande de base en sortie du modulateur MSK d'une séquence numérique aléatoire de 1 et 0, nous obtenons :

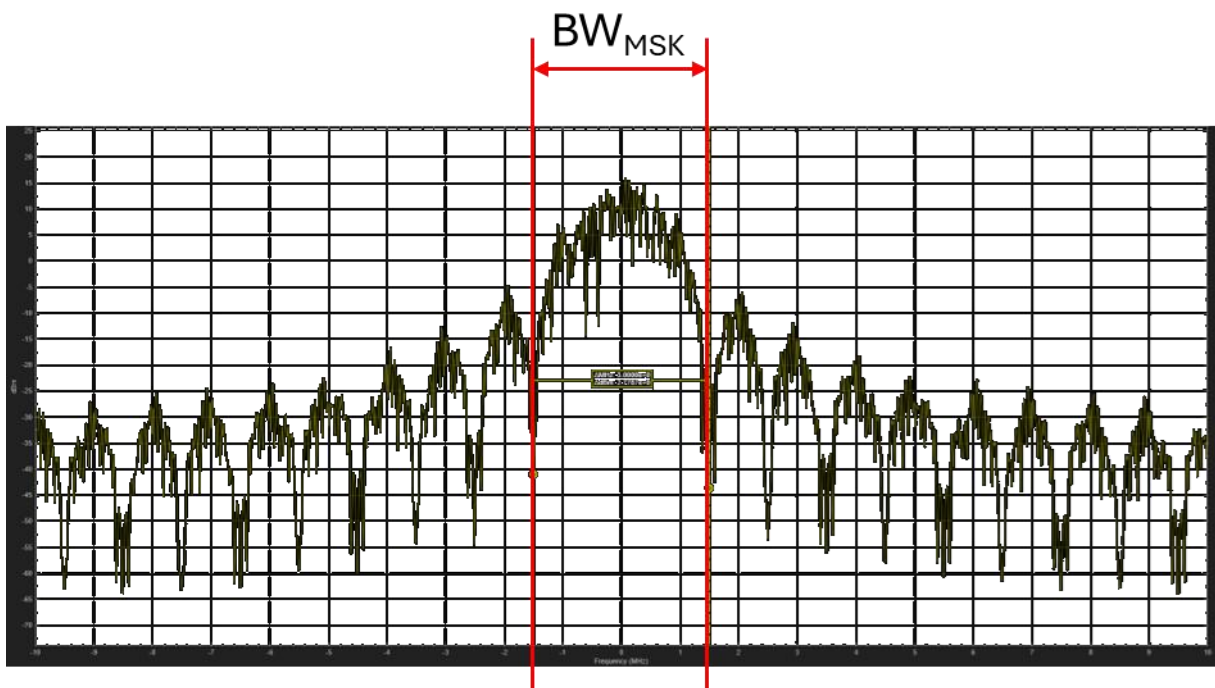


Figure 3 : Détermination de la largeur de bande occupée par le signal en sortie du modulateur MSK

Nous avons alors une bande occupée de :

$$B_{occ} = 3\text{MHz}$$

Cette bande est inférieure à celle des canaux ZigBee (5MHz).

Afin de transmettre la modulation MSK ZigBee sur une fréquence porteuse radio, nous réalisons une transposition de fréquence grâce à un modulateur IQ analogique. Nous retrouvons cette modulation en fréquence avec une phase continue en sortie du modulateur IQ (Figure 4).

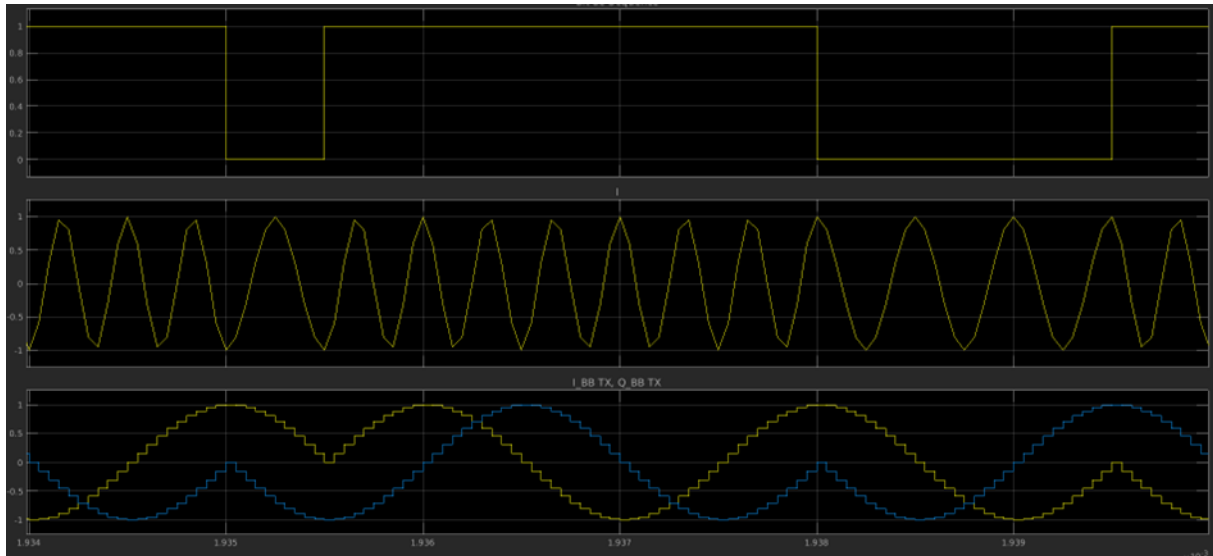


Figure 4 : Signal de sortie du modulateur IQ modulé en fréquence

La fréquence est élevée pour un 1 et plus faible pour un 0.

### 3.3 Récepteur ZigBee

#### 3.3.1 Choix de l'architecture

Nous décidons de ne pas utiliser un récepteur hétérodyne à cause de la difficulté à traiter la fréquence image. Si cette fréquence n'est pas filtrée avant la modulation, elle se superpose à  $f_{RF}$  comme on peut le voir sur la Figure 5:

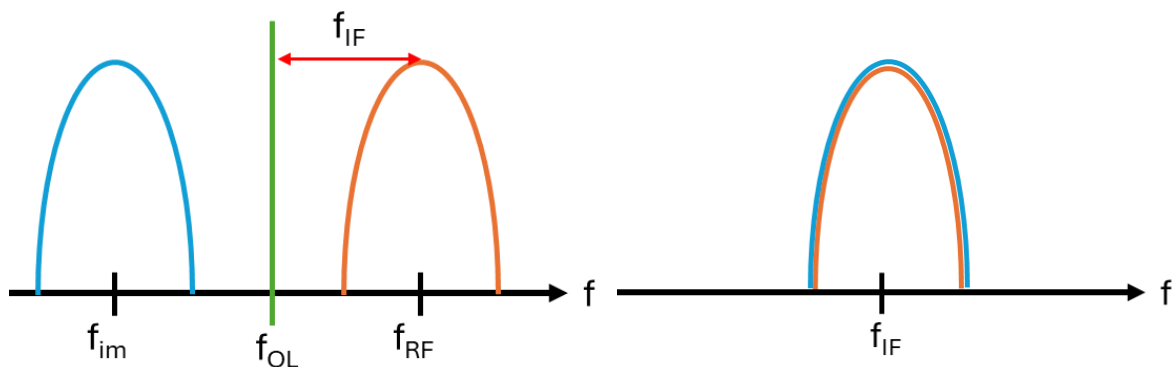


Figure 5 : Problème lié à une architecture hétérodyne

Pour pallier le problème de la fréquence image, nous utilisons un récepteur Low IF par traitement numérique. Le schéma bloc est le suivant (Figure 6) :

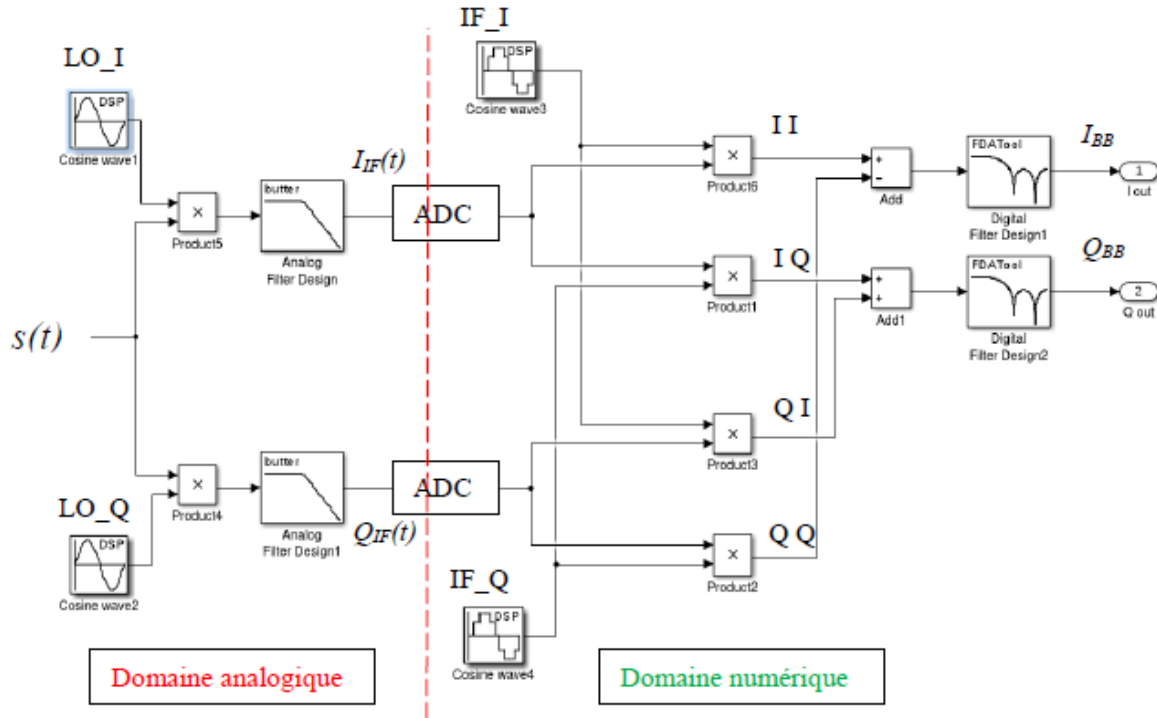


Figure 6 : Architecture récepteur LOW IF [1]

Nous découpons l'analyse du schéma bloc en deux parties : domaine analogique et domaine numérique.

**Domaine analogique :** Permet de récupérer le signal bande de base + le signal à la fréquence image.

$$s(t) = I_{BB} \cos(2\pi f_{RF}t) - Q_{BB} \sin(2\pi f_{RF}t)$$

Démodulation avec  $\cos(2\pi f_{LO}t)$  avec  $f_{RF} - f_{LO} = f_{IF}$

$$s(t) * \cos(2\pi f_{LO}t) = I_{IF}(t)$$

$$s(t) * \sin(2\pi f_{LO}t) = Q_{IF}(t)$$

Le filtre analogique permet de rejeter les hautes fréquences et de ne garder que les signaux en bande de base et  $f_{IF}$  (trop proche de la bande de base pour être filtré).

On a donc :

$$\begin{cases} I_{IF} = \frac{I_{BB}}{2} \cos(2\pi f_{IF}t) - \frac{Q_{BB}}{2} \sin(2\pi f_{IF}t) \\ Q_{IF} = -\frac{I_{BB}}{2} \sin(-2\pi f_{IF}t) + \frac{Q_{BB}}{2} \cos(-2\pi f_{IF}t) \end{cases}$$

$I_{IF}$  et  $Q_{IF}$  peuvent être représentés dans le spectre suivant (Figure 7):



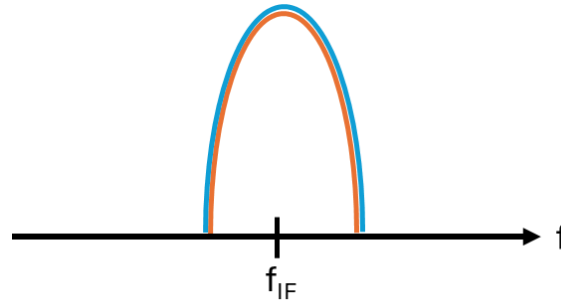


Figure 7 : superposition des fréquences image et bande de base

Ici,  $f_{IF} = 2.5\text{MHz}$ , cela permet d'avoir la fréquence image dans le canal d'à côté. Ainsi, rejeter la fréquence image permet de rejeter en même temps le canal adjacent.

Nous cherchons à présent à isoler les signaux  $I_{BB}$  et  $Q_{BB}$  de la fréquence image.

**Domaine numérique :** Permet d'isoler la fréquence image.

On a

$$\begin{cases} I_{IF} = \frac{I_{BB}}{2} \cos(2\pi f_{IF}t) - \frac{Q_{BB}}{2} \sin(2\pi f_{IF}t) \\ Q_{IF} = -\frac{I_{BB}}{2} \sin(-2\pi f_{IF}t) + \frac{Q_{BB}}{2} \cos(-2\pi f_{IF}t) \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} IF_I = \cos(2\pi f_{IF}t) \\ IF_Q = -\sin(2\pi f_{IF}t) \end{cases}$$

En se reportant au schéma bloc (Figure 6) on obtient les signaux suivants :

$$\begin{cases} II = I_{IF} * IF_I \\ IQ = I_{IF} * IF_Q \\ QI = Q_{IF} * IF_I \\ QQ = Q_{IF} * IF_Q \end{cases}$$

$$\begin{cases} II = \frac{I_{BB}}{4} [\cos(4\pi f_{IF}t) + 1] - \frac{Q_{BB}}{4} \sin(4\pi f_{IF}t) \\ IQ = -\frac{I_{BB}}{4} \sin(4\pi f_{IF}t) + \frac{Q_{BB}}{4} [1 - \cos(4\pi f_{IF}t)] \\ QI = -\frac{I_{BB}}{4} \sin(4\pi f_{IF}t) + \frac{Q_{BB}}{4} [\cos(4\pi f_{IF}t) + 1] \\ QQ = \frac{I_{BB}}{4} [\cos(4\pi f_{IF}t) - 1] - \frac{Q_{BB}}{4} \sin(4\pi f_{IF}t) \end{cases}$$

Finalement, en réalisant les dernières opérations :

$$\begin{cases} II - QQ = \frac{I_{BB}}{2} \\ IQ + QI = \frac{Q_{BB}}{2} \end{cases}$$

Ici,  $f_{IF} = 2.5\text{MHz}$ , cela permet d'avoir la fréquence image dans le canal adjacent. Ainsi, rejeter la fréquence image permet de rejeter en même temps le canal adjacent. Nous obtenons le spectre suivant :

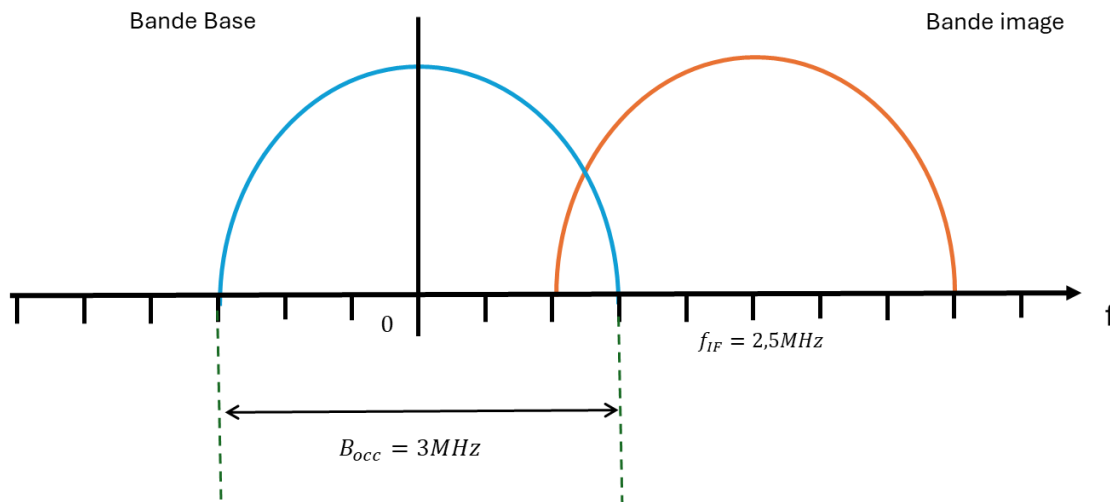


Figure 8 : Spectre après traitement

Malgré ce traitement, il reste des produits d'intermodulation dans la bande de base. Si nous rajoutons une trame dans le canal voisin et que nous effectuons une démodulation numérique sans mettre de filtrage nous obtenons le résultat suivant :

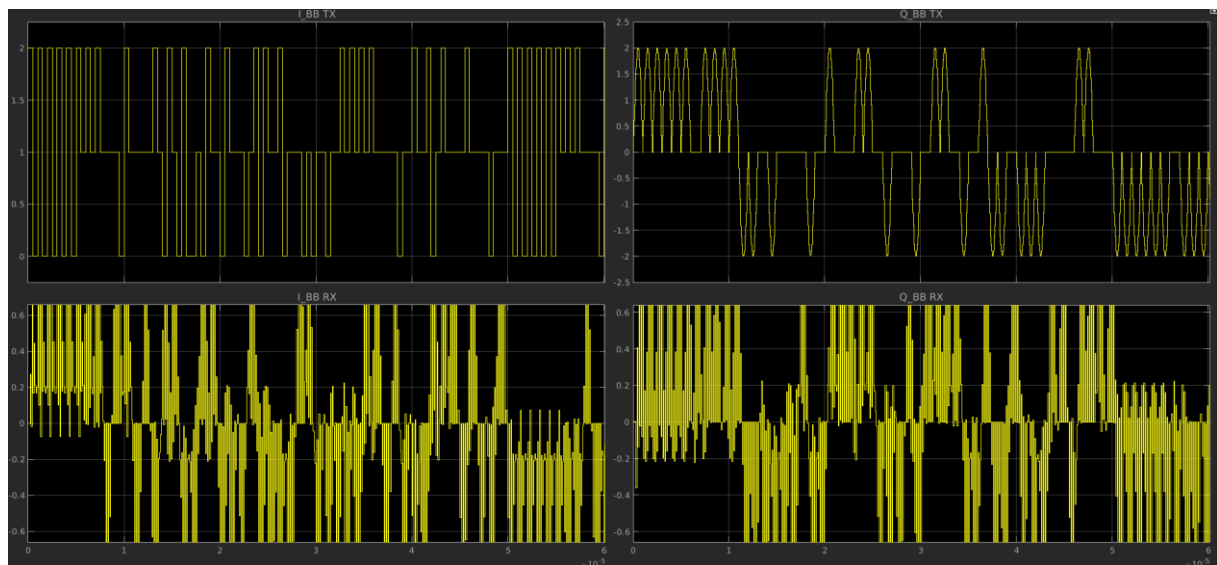


Figure 9 : Démodulation sans filtre avec séquence dans canal voisin

On remarque que la phase du signal démodulé est alignée à la phase du signal envoyé. Ainsi, la transmission se fait correctement. Mais les produits d'intermodulation et la fréquence image ne sont pas rejetés, ce qui impacte fortement la démodulation. Il faut rajouter un filtre pour exclure la fréquence image et les produits d'intermodulation. Cependant, il est important de trouver un bon compromis pour la fréquence de coupure des filtres : rejeter correctement la fréquence image, sans trop déformer le signal, ce qui impacterait le taux d'erreur binaire. Nous pouvons voir ce filtre en bout de chaîne dans le schéma bloc Figure 6.

Après démodulation, le signal est centré sur  $f_{IF} = 2.5\text{MHz}$ . La bande occupée est de 3MHz, donc  $f_{mini} = 2.5 - 1.5 = 1\text{MHz}$  et  $f_{maxi} = 2.5 + 1.5 = 4\text{MHz}$ .

Afin de respecter Shannon, il faut  $f_e = 2 * f_{maxi} = 8\text{MHz}$ . On prendra  $f_e = 10\text{MHz}$ .

Pour couper les produits d'intermodulation, il faut donc couper à  $f_c = \frac{f_e}{2} = 5\text{MHz}$ .

On a donc  $\omega_c = 2\pi f_c = 31.10^6 \text{ rad.s}^{-1}$

Si nous envoyons une trame dans le canal 2 seulement, nous observons le chronogramme suivant :

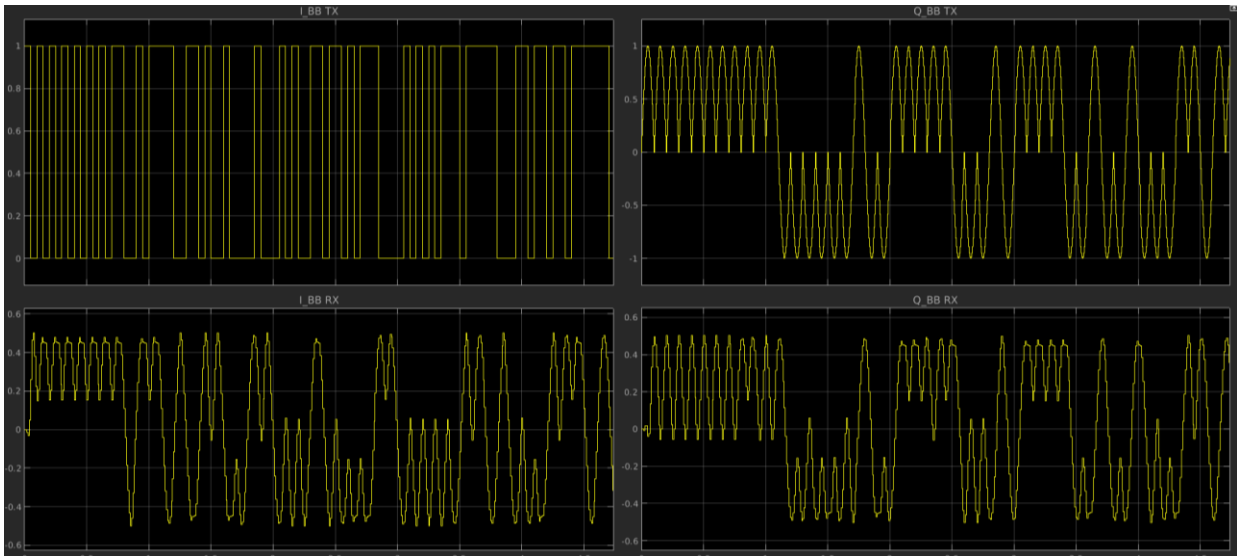


Figure 10 : Démodulation avec filtre

On remarque que le filtre ne perturbe pas significativement le signal transmis dans le canal 2 (2.410 MHz). Afin de vérifier que le filtre est correctement dimensionné, nous rajoutons un signal transmis dans le canal 1, canal voisin à 2.405 MHz (fréquence image). Nous devrions observer le signal transmis dans le canal 2 sans interférences ou erreurs de transmission.

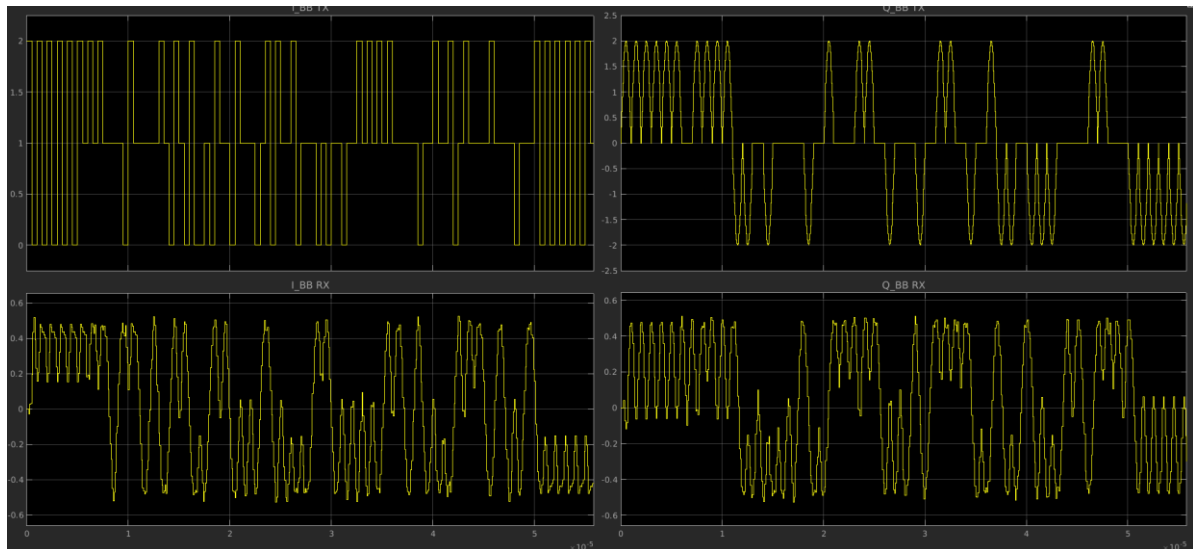


Figure 11 : Démodulation avec filtre et signal dans le canal voisin

Nous remarquons que le signal dans le canal voisin est correctement filtré et que nous sommes en mesure d'identifier les symboles en minimisant le taux d'erreur binaire.

Pour finir la reconstitution des symboles, nous utilisons l'algorithme CORDIC qui permet de retrouver l'évolution de la phase. Le CORDIC permet, grâce à une rotation successive du vecteur dans le plan IQ, de ramener la phase autour de 0. À chaque itération de l'algorithme, le vecteur est tourné d'un angle prédéfini (issu d'une **LUT - Look-Up Table** contenant des valeurs d'arc tangente). Si  $\sin(\theta_i) > 0$ , nous tournons dans le sens trigonométrique, si  $\sin(\theta_i) < 0$ , nous tournons dans le sens horaire. Les coefficients appliqués pour faire tourner le vecteur sont les suivants :

Itération	Rotation de phase	Calcul d'angle	Valeurs d'angles (rad) dans la LUT	Valeur angle (degrés)
1	$\varphi_1$	-	1,57	90
2	$\varphi_2$	$\arctan(2^{-0})$	0,79	45
3	$\varphi_3$	$\arctan(2^{-1})$	0,46	26,6
4	$\varphi_4$	$\arctan(2^{-2})$	0,24	14,0
5	$\varphi_5$	$\arctan(2^{-3})$	0,12	7,1
6	$\varphi_6$	$\arctan(2^{-4})$	0,06	3,6
7	$\varphi_7$	$\arctan(2^{-5})$	0,03	1,8
8	$\varphi_8$	$\arctan(2^{-6})$	0,02	0,9

Après 8 itérations, ces coefficients permettent de ramener  $\theta$  proche de 0 :  $\sin(\theta_8) \approx 0^\pm$ . Le signe de  $\sin(\theta_8)$  nous permet d'identifier l'évolution de la phase par rapports à précédemment. Sur le graphique ci-dessous (Figure 12), nous pouvons voir sur le chronogramme du bas le signal reçu, et sur le chronogramme du haut l'évolution de la phase.

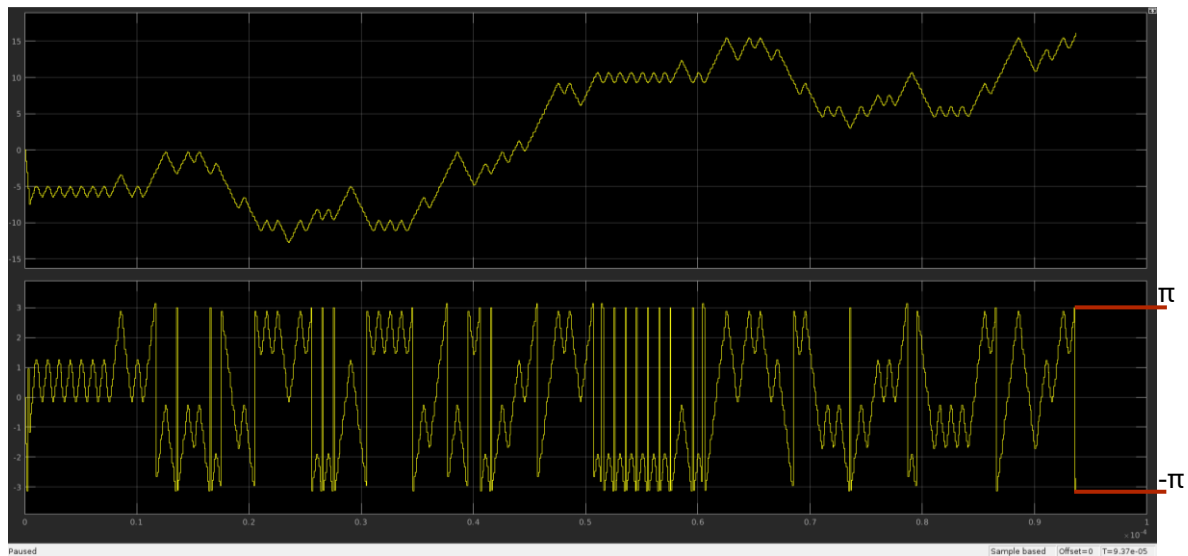


Figure 12 : reconstitution de l'évolution de la phase

En dérivant l'évolution de la phase, nous reconstituons les différents symboles et donc la trame binaire (Figure 14). Comme la phase est bornée entre  $[-\pi; \pi]$ , nous utilisons la fonction "unwrap" permettant de déployer la phase au-delà des bornes pour garantir la continuité de la phase.

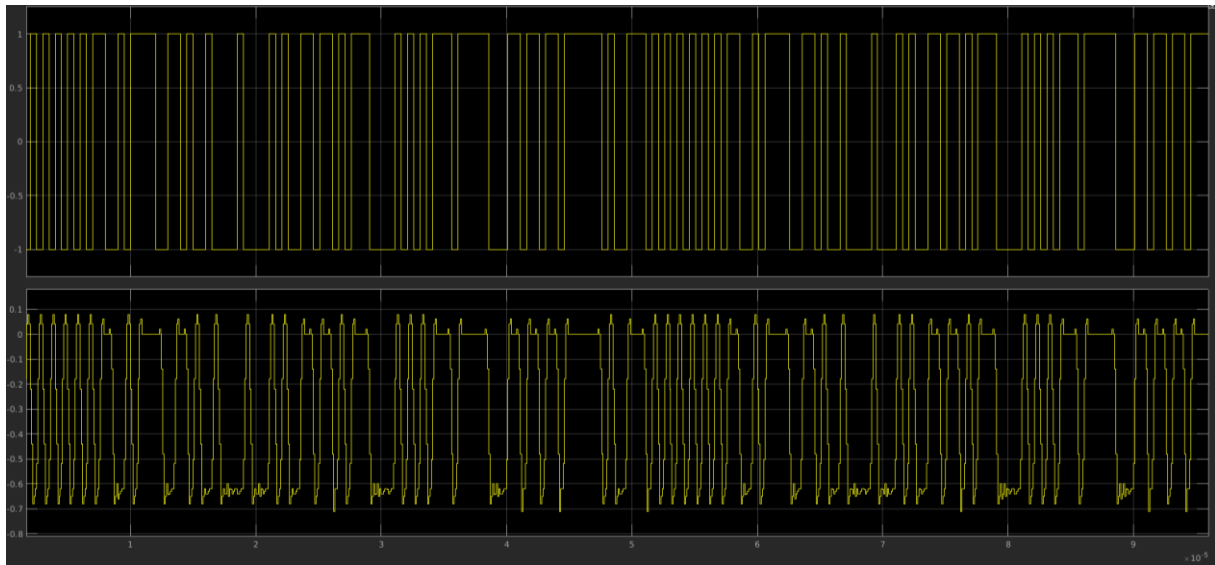


Figure 14 : chronogramme reconstitution trame

Nous constatons sur le graphique ci-dessus la trame envoyée (chronogramme du haut) et la trame reçue et décodée (chronogramme du bas). Le signal reçu est propre et nous permet de déterminer correctement les différents niveaux. En ajoutant un dernier bloc d'analyse en bout de chaîne du schéma bloc matlab (Figure 13) nous observons un taux d'erreur binaire de 0, ce qui confirme le bon fonctionnement de la démodulation, de la démodulation IQ à la reconstitution de la trame en passant par le filtrage de la fréquence image et l'algorithme CORDIC.

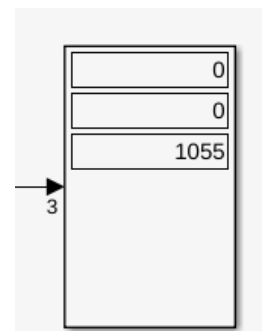


Figure 13 : taux d'erreur binaire de 0

## 4 Frontend Analogique

L'objectif de l'analyse du front-end analogique est de simuler la chaîne de réception/émission du frontend pour caractériser les différents composants (PA, LNA, MIXER) et observer les spécifications.

### 4.1 Etudes préliminaires (ADS)

#### 4.1.1 Spécification de l'émetteur (Fonctionnalité Power Amplifier)

Nous établissons pour l'émetteur :

$P_{E,max}$ (dBm)	$EVM_{req}$ (%)	ACPR (dB)
14	20	30

L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) représente le ratio entre la puissance d'un canal et d'un autre. Cela permet de quantifier la pollution sur les autres canaux.

$EVM_{req}$  est donné par :

$$EVM_{req} = \frac{1}{\sqrt{SNR_{req}}}$$

Le point de compression permet de définir la linéarité du composant. Nous allons utiliser ce point de repère pour mesurer et décrire le fonctionnement de notre PA. On choisit le point de fonctionnement du PA au point de compression car c'est le meilleur compromis pour avoir un rendement maximal (car  $\eta = \frac{P_{RFout}}{P_{DC}} \approx 50\%$  pour un classe A). Nous subissons très peu la non-linéarité du PA grâce à la modulation choisie (MSK). À la suite des premières simulations nous donnant une puissance de transmission de -1dBm avec un gain de 1dB pour le PA, nous décidons d'utiliser le modèle d'un PA avec un gain de 15dB afin d'obtenir les spécifications attendues ( $P_{E,max}=14\text{dBm}$ ).

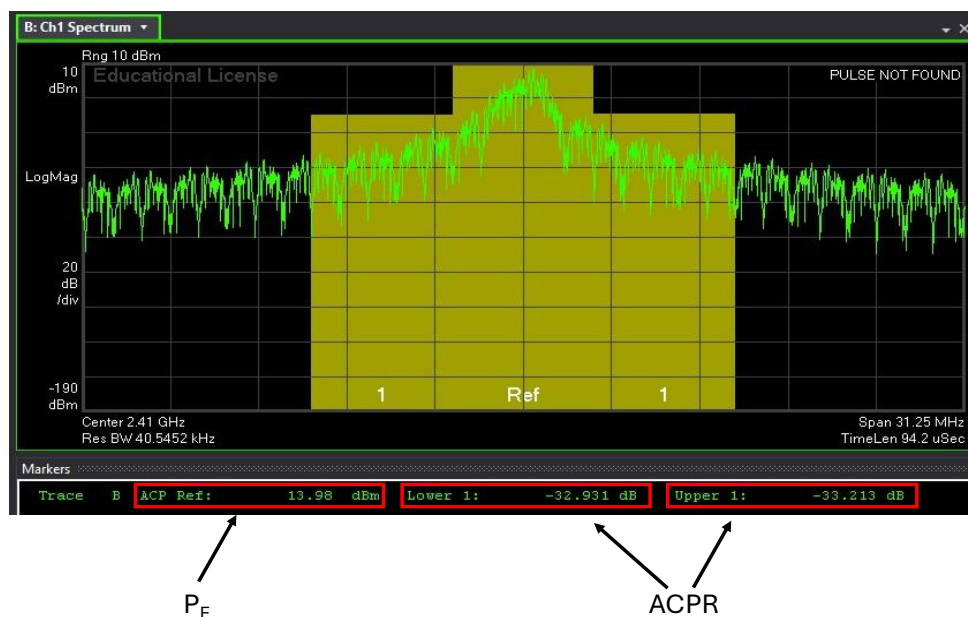


Figure 15 : Puissance en sortie de l'émetteur



Comme attendu, nous avons 14dBm en sortie de l'émetteur. De plus il est important de noter que les valeurs des ACPR dans les canaux adjacents sont inférieures à -30dB, ce qui permet de garantir que le canal sélectionné ne pollue pas les autres canaux.

L'utilisation d'une modulation MSK nous permet d'avoir un point de compression moins élevé. Si nous étions dans le cas d'une modulation QAM-16, la puissance varie plus (Il y a des grands pics de puissances dus à une plus grande transition entre symboles).

#### 4.1.2 Spécification du récepteur (LNA-mixer-filtre)

Nous représentons l'architecture du récepteur de la manière suivante :

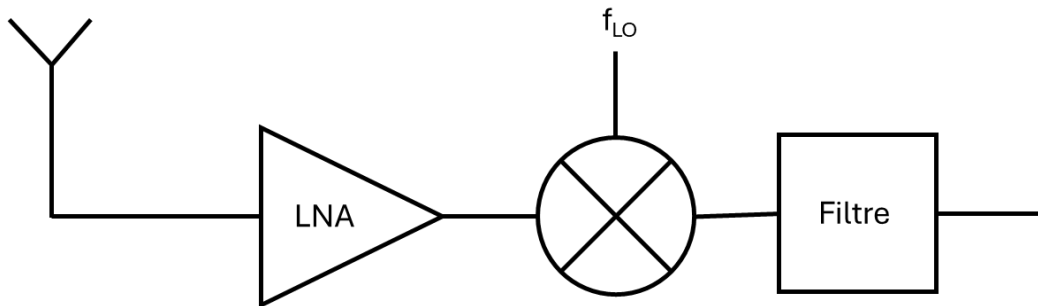


Figure 16 : Architecture du récepteur

Pour le récepteur, nous établissons :

	NF (dB)	Gain (dB)
LNA	5	20
MIXER	6	-4

Nous considérons le filtre comme idéal. Autrement dit, il a un gain et un facteur de bruit de 0dB.

Avec la formule de Friss [3], nous déterminons :

NF <sub>récepteur</sub> (dB)	Gain <sub>récepteur</sub> (dB)
5	16

Il est important de noter que le facteur de bruit du LNA domine sur celui du MIXER avec un impact plus important sur le facteur de bruit du récepteur (conséquence de la formule de Friss).

##### 4.1.2.1 Sensibilité du récepteur

On est en mesure de déterminer la sensibilité de notre récepteur avec :

$$S(\text{dB}) = NF_{rx}(\text{dB}) - 174\text{dBm} + 10 \log(B_{RF}) + SNR_{req}(\text{dB})$$

On veille à prendre  $B_{RF} = 3\text{MHz}$  comme déterminé dans l'étude de la partie numérique. Cela nous permet d'obtenir une sensibilité de :

$$S(\text{dBm}) = P_{Si,min} = -90,2\text{dBm}$$

Cette sensibilité représente la plus petite puissance que le récepteur peut recevoir en entrée. Cette puissance minimale de réception correspond à la distance maximale entre

l'émetteur et le récepteur. Il est possible d'évaluer cette distance. En effet, la puissance délivrée par l'émetteur est directement atténuée par la distance.

$$P_r(dB) = P_E(dB) - Att(dB)$$

Nous considérons deux configurations :

- Un modèle de propagation en espace libre
- Un modèle de pertes de propagation prenant en compte une marge de tolérance (Fading Marge, FM, de 30dB).

Dans le cas du modèle en espace libre, l'atténuation vaut

$$ATT_{espace\ libre}(dB) = 20 \cdot \log_{10} \frac{4\pi df}{\lambda}$$

Nous savons que :

$$S(dBm) = P_{Tx}(dBm) - Att(dB) + G_{ant_{TX}} + G_{ant_{RX}}$$

Nous considérons que pour une antenne ZigBee omnidirectionnelle, le gain est de 3dB (le gain de l'émetteur est identique à celui du récepteur). Ainsi pour une puissance émise par l'émetteur de 14dBm, et nous tolérons une atténuation de 110dB.

$$d_{max} = 3km$$

Dans le cas du modèle avec des pertes de propagation, le récepteur reçoit :

$$P_R = P_E - ATT - FM$$

La distance maximale, plus réaliste vaut alors :

$$d_{max} = 50m$$

#### 4.1.2.2 Validation simulation

Après avoir déterminé la sensibilité du récepteur par calcul, nous cherchons maintenant à la valider par simulation. Pour cela, nous construisons le circuit du récepteur en y intégrant un atténuateur dont nous faisons varier le gain afin d'identifier la sensibilité optimale.

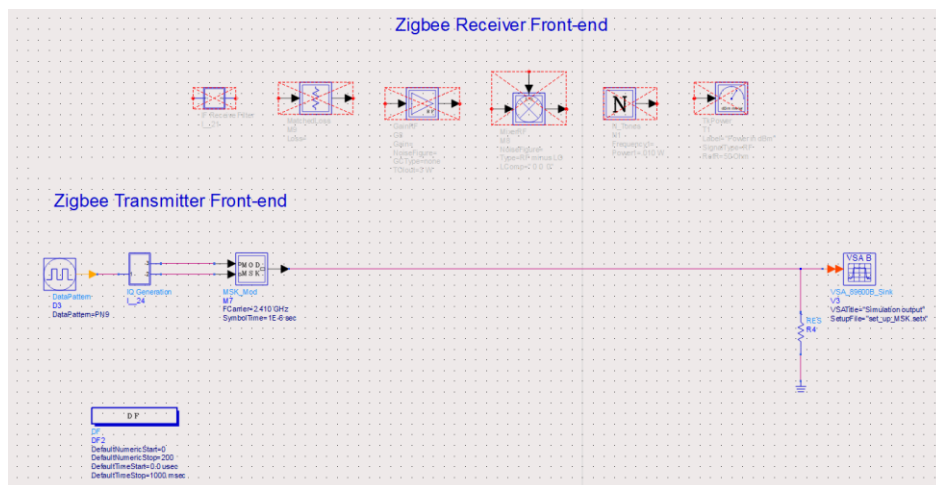


Figure 17: Schéma du montage sur ADS avant paramétrage

Nous modélisons le LNA avec un bloc de gain de 20 dB, tandis que le mixer présente un gain de -4 dB et un Noise Factor fixé à 6 dB.

Une fois le système calibré, nous testons différentes valeurs d'atténuation pour observer leur impact sur la puissance du récepteur. L'objectif est de trouver le meilleur compromis pour assurer une réception optimale, en adoptant une approche par dichotomie.

Nos tests montrent qu'une atténuation de 104 dB est nécessaire pour atteindre une sensibilité de -90 dBm. Toutefois, bien que la puissance en entrée soit correcte et que la démodulation soit satisfaisante, nous constatons que le signal est à la limite de la synchronisation (visible par le nuage de points au lieu d'avoir des points fixes dans la constellation).

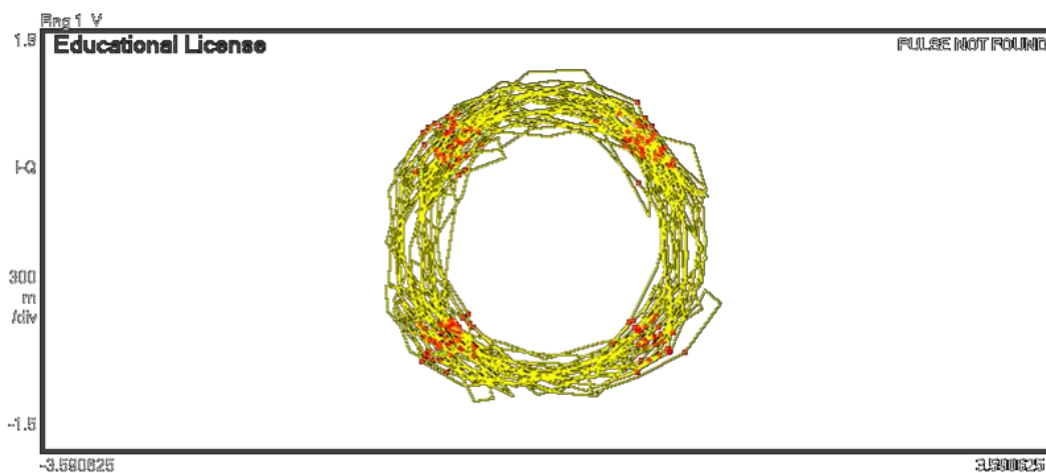


Figure 18 : Constellation du signal reçu par le récepteur avec un atténuateur fixé à 104 dB

#### 4.1.2.3 Non-linéarité du récepteur

Il peut apparaître des signaux perturbateurs proches de notre canal. Si ces signaux sont suffisamment faibles, ils restent dans la zone linéaire du LNA et seront donc filtrés par le filtre de fréquence image en fin de chaîne d'acquisition. Cependant, si la puissance de ces signaux est trop élevée, ils entrent dans la zone non linéaire (de compression) du LNA. Il apparaît des signaux d'intermodulation dans le canal qui créent des distorsions du signal. L'objectif est donc de déterminer la puissance maximale permise à l'entrée du récepteur avant d'atteindre la zone de non-linéarité et de désensibiliser ce dernier. Par définition, on détermine, la dynamique par la formule :

$$Dyn(dB) = P_{si_{maxi}}(dBm) - P_{si_{mini}}(dBm) = 2 * \frac{P_{IIP3}(dBm) - P_{NFi}(dBm)}{3} - \left(\frac{S}{N_0}\right)(dB)$$

Le SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) correspond à la différence entre la puissance du plancher de bruit de sortie et la puissance maximale avant non-linéarité.

$$SFDR(dB) = P_{si_{maxi}}(dBm) - P_{NFi}(dBm) = 116dB$$

Nous pouvons résumer cela par :

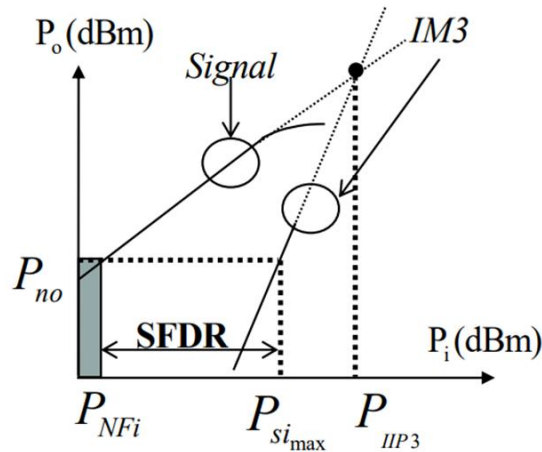


Figure 19 : Définition du SFDR

Nous établissons :

	IIP3 (dBm)	OIP3 (dBm)
LNA	13	33
MIXER	26	22

Nous déterminons pour le récepteur général :

P3 <sub>récepteur</sub> (dBm)	OIP3 <sub>récepteur</sub> (dBm)	P <sub>out</sub> (dBm)
5,2	21	-153

Le plancher de bruit  $P_{NFi}$  est défini par :

$$P_{NFi}(dBm) = NF(dB) - 174(dBm) + 10 \cdot \log_{10} B_{RF} = -104dBm$$

A l'inverse de la sensibilité, nous sommes capables de déterminer la puissance maximale que le récepteur peut voir en entrée pour rester dans sa zone linéaire et ainsi estimer la distance minimale entre l'émetteur et le récepteur.

$$P_{Si,max}(dB) = \frac{2 \cdot P_{NFi}(dBm) + IIP3_{récepteur}(dBm)}{3} = -40dBm$$

De la manière que pour la distance maximale, nous trouvons une distance minimale (en considérant des pertes) entre les l'émetteur et le récepteur de :

$$d_{min} = 15cm$$

#### 4.1.2.4 Tolérance aux bloqueurs

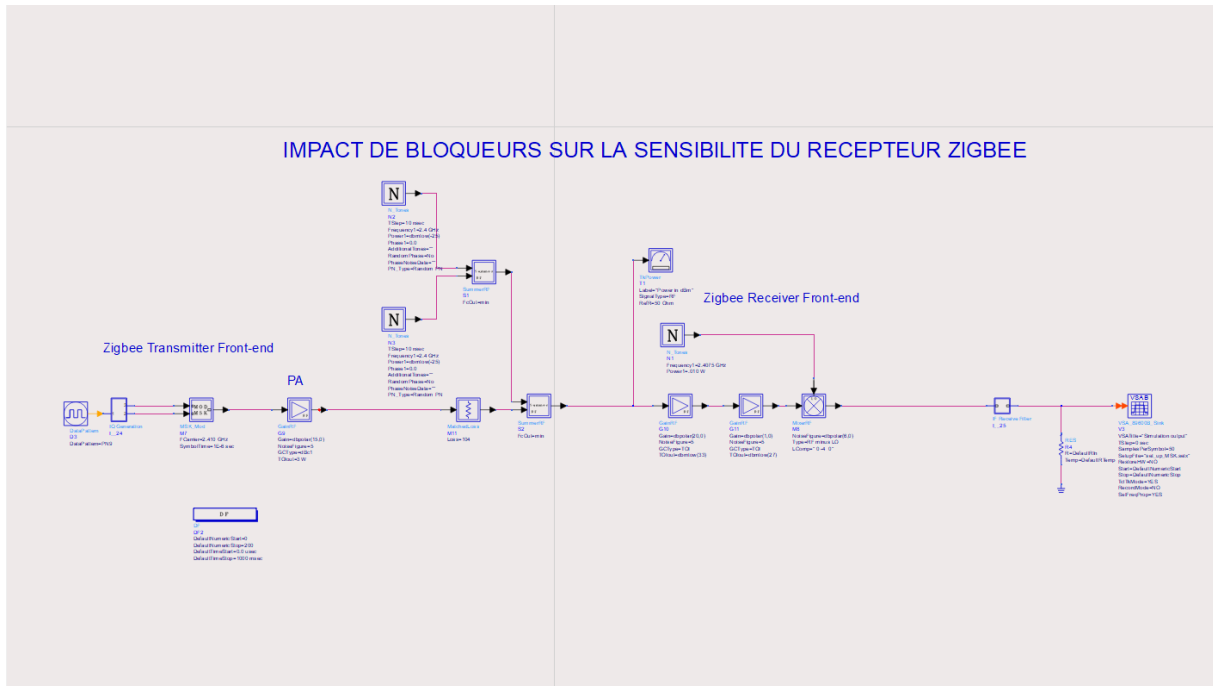


Figure 20 : Impact des bloqueurs

Ci-dessus le schéma complet du ZigBee (émetteur/récepteur) avec des bloqueurs.

On fixe la fréquence des deux bloqueurs à  $f=2.4\text{GHz}$  et on fait varier la puissance des bloqueurs afin de déterminer la puissance minimale pour laquelle on arrive à désensibiliser le récepteur. Notons bien que les deux bloqueurs sont considérés identiques et on rentre la même valeur de puissance pour les deux.

On fait la simulation en activant la non-linéarité du récepteur en fixant  $GCType = TOI$  (Third Order Intercept point) =  $OIP3$  et en augmentant la puissance des bloqueurs.

→ On active le TOI du LNA, et rentre la valeur  $TOI_{LNA} = IIP3_{LNA} + G_{LNA} = 13\text{dBm} + 20\text{dB} = 33\text{dB}$ .

→ De même pour le mixeur.  $TOI_{LNA} = IIP3_{LNA} + G_{LNA} = 26 - 4 = 22\text{dB}$ .

On fait varier la puissance de bloqueurs pour différentes valeurs ( $-65\text{dBm}$ ,  $-70\text{dBm}$ ,  $-75\text{dBm}$ , ...).

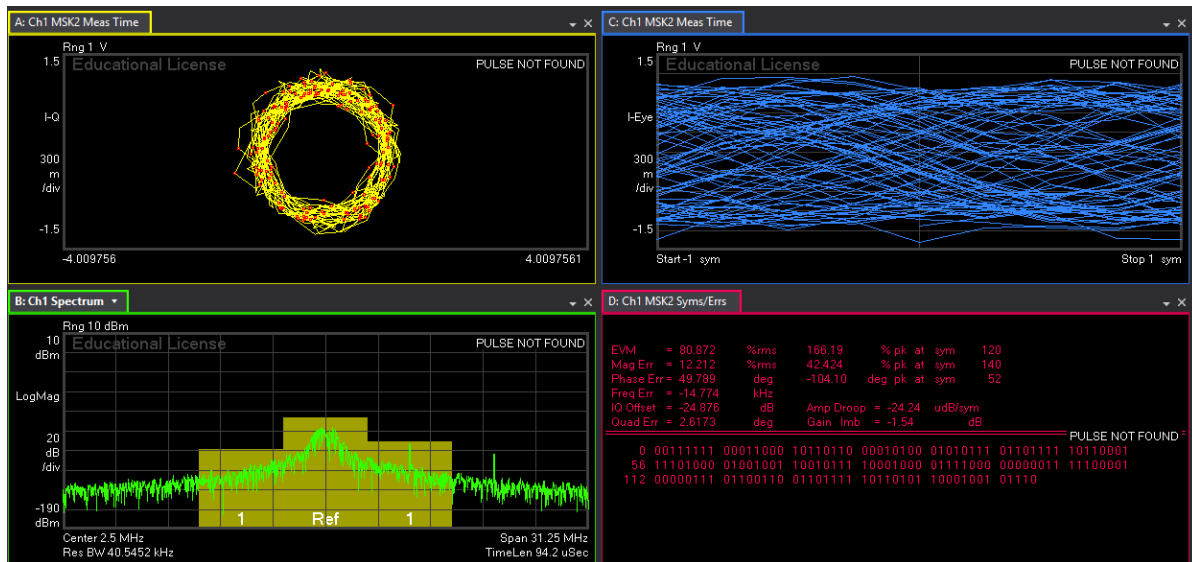


Figure 21 : Simulation de la sortie avec une puissance de -80dBm

Pour une puissance des bloqueurs à -80dBm, le signal est trop dégradé.

À -80 dBm, l'EVM augmente fortement jusqu'à 80.872%, indiquant une désensibilisation sévère du récepteur. L'œil est presque complètement fermé, ce qui traduit une perte quasi totale du signal. On observe une augmentation du bruit de fond et une possible augmentation des interférences.

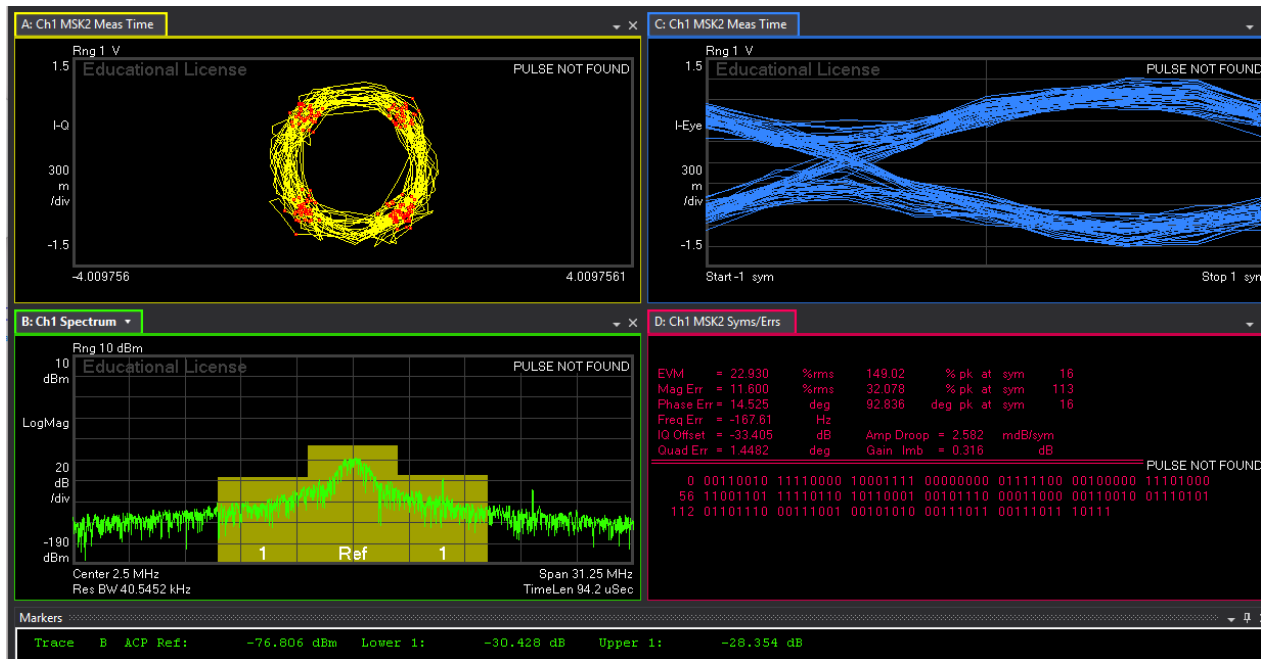


Figure 22 : Simulation de la sortie avec une puissance de -100dBm

À -100 dBm, l'EVM est élevée (22.93%) mais encore dans une plage qui permet une communication acceptable. La constellation est déformée mais encore lisible.

En comparant la Figure 21 (avec une puissance des bloqueurs de -80 dBm) et la dernière (avec une puissance des bloqueurs de -100 dBm), on observe une dégradation significative des performances du signal lorsque la puissance des bloqueurs augmente.



Paramètres	-100 dBm	-80 dBm	Observation
EVM (%)	22.93	80.872	Augmentation forte (détérioration du signal)
Erreur Magnitude (%)	11.60	12.12	Légère augmentation
Erreur Phase (°)	14.52	42.78	Forte dégradation
Déséquilibre gain (dB)	1.44	-1.54	Instabilité sans la réception
Diagramme de l'œil	Partiellement dégradé	Presque fermé	Réduction du SNR

Résumé : Plus la puissance des bloqueurs augmente (moins la valeur en dBm est négative), plus le signal se détériore rapidement, jusqu'à rendre la communication impossible à -80 dBm, par exemple.

## 5 Conclusion

Grâce à cette analyse système, nous avons une vue d'ensemble du projet ZigBee, que ce soit dans la chaîne de transmission, le dimensionnement des différents éléments ou les choix techniques de modulation. L'étude du système nous a permis également d'identifier les spécifications clés et liens critiques entre les différents blocs.

Nous sommes maintenant en mesure de définir les architectures des différents blocs et de commencer leur conception dans QUCS-S.

## Bibliographie

- [1] Y.Leguenec, "*Enonce\_EMT2A\_fonctions\_numeriques\_2025.pdf*", cours Phelma 2A, filière MT, 2025
- [2] Y.Leguenec, "*Intro-projet-ZigBee.pptx*", cours Phelma 2A, filière MT, 2025
- [3] S.Bourdel, "*3a-sei-WICS-MT-RFIC-bourdel-2023-2024.pdf*", cours Phelma 2A, filière SEI & MT, 2023
- [4] Subbarayan Pasupathy, Compact power spectrum, good error rate performance, and easy synchronization make MSK an attractive digital modulation technique, 0163-6804/79/0700-0014\$00.75, 1979, IEEE Communication Magazine

## Annexe 1 : Spécifications de la norme IEEE 802.15.4

### $D_c = 1/T_c = 2 \text{ Mcps}$

- $T_s = 32T_c = 4T_b$  (16 codes quasi-ortho)
- $T_b = (32/4)T_c \Rightarrow D_b = D_c/8 = 250 \text{ kbps}$
- Modulation  $\frac{1}{2}$ -sine\_OQPSK=MSK
- $BW_{ch} = 1,5 * D_c = 3 \text{ MHz}$
- 16 Channel
- Channel spacing= 5MHz
- Channel center freq=  $2405 + 5K$  (k from 0 to 15)
- Overall BW tot=  $2482,5 - 2402,5 = 80 \text{ MHz}$
- Max Output Power= 20dBm (typically from 0 to 20)
- Min Rx Sensitivity= -85dBm (actually around -100)

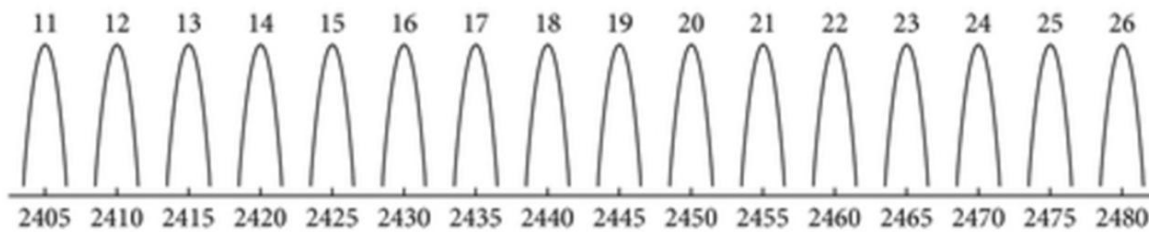


Figure 23 : Canaux ZigBee