

Projet OFDM

Sakun Withanage Perera

Décembre 2024

Contents

1	Introduction	2
2	Implémentation de la chaine de transmission OFDM sans canal	2
2.1	Emission	2
2.2	Reception	2
3	Implantation de la chaine de transmission OFDM avec canal multi-trajets, sans bruit	4
3.1	Implémentation sans intervalle de garde	4
3.1.1	Déterminer les expressions théoriques de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence du canal de propagation.	4
3.1.2	module et la phase de la réponse en fréquence du canal de propagation	5
3.1.3	Implémentation de la chaine	5
3.1.4	Constellations	5
3.1.5	Taux d'erreur binaire	7
3.2	Implantation avec intervalle de garde composé de zéros	7
3.2.1	Taille de l'intervalle de garde	8
3.2.2	Le prix à payer pour l'intervalle de garde	8
3.2.3	Etude des constellations	8
3.2.4	Etude du TEB	9
3.2.5	L'intérêt d'ajouter un intervalle de garde composé de zéros devant chaque symbole OFDM	9
3.3	Implémentation avec préfixe cyclique	9
3.3.1	Etude des constellations	11
3.3.2	Etude du TEB	11
3.3.3	l'intérêt du préfixe cyclique	11
3.4	Implémentation avec préfixe cyclique et égalisation	11
3.4.1	Zero Forcing Equalizer	11
3.4.2	Maximum Likelihood	12
3.4.3	Le quel choisir?	12
3.5	Impact de la synchronisation	13

1 Introduction

Ce projet a pour but de développer une chaîne de transmission OFDM complète en utilisant MATLAB, depuis la génération du signal jusqu'à sa démodulation. Il inclut également l'étude de l'impact des erreurs de synchronisation et des canaux multi-trajets sur le signal. Nous avons porté une attention particulière à l'analyse des performances du système, notamment en observant les constellations et en calculant le Taux d'Erreur Binaire (TEB) dans divers scénarios : synchronisation parfaite, avance ou retard de la fenêtre FFT, et introduction d'une égalisation pour compenser les effets du canal.

Cette étude vise à illustrer les atouts et les limites de l'OFDM, tout en explorant des approches pour renforcer sa fiabilité, telles que l'ajout d'un préfixe cyclique et l'utilisation d'égaliseurs. Ce rapport retrace les différentes étapes du travail réalisé, présente les résultats obtenus et propose une analyse approfondie des impacts liés aux erreurs de synchronisation et aux propriétés du canal sur les performances globales de la transmission.

2 Implémentation de la chaîne de transmission OFDM sans canal

Dans un premier temps, la chaîne de transmission OFDM sera implémentée sans inclure de canal, afin de valider son bon fonctionnement. Le nombre de porteuses, N , sera fixé à 16. Pour simplifier les simulations, un mapping BPSK sera utilisé sur chaque porteuse. La durée d'un symbole OFDM sera $N \cdot T_s$, où T_s correspond à la durée d'un symbole en transmission monoporteuse, qui définit également la période d'échantillonnage utilisée dans cette implémentation.

2.1 Emission

Ici nous allons étudier 3 cas :

- cas 1:

Nous voyons que lorsqu'une porteuse seulement est active (celle de milieu ici), on observe un "pic" sur cette porteuse dans la dsp ce qui signifie une amplitude plus élevée ce qui est normal car les autres porteuses sont mis à 0.

Nous observons le même phénomène avec l'activation de la deuxième porteuse et les 8 porteuses à l'extrémité activées.

2.2 Reception

A la reception après démodulation et avec toutes les porteuses actifs nous avons bien un taux d'erreur binaire nul car il n'y a pas de canal donc pas de sources de perturbation.

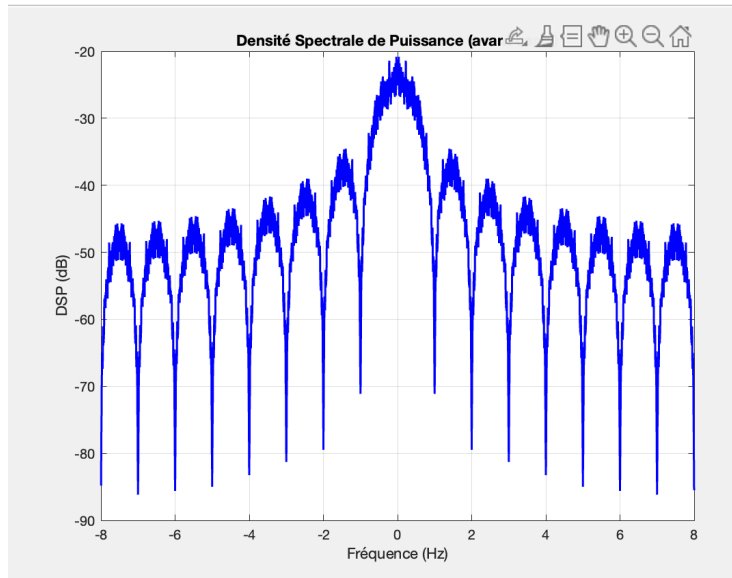


Figure 1: DSP avec une porteuse active.

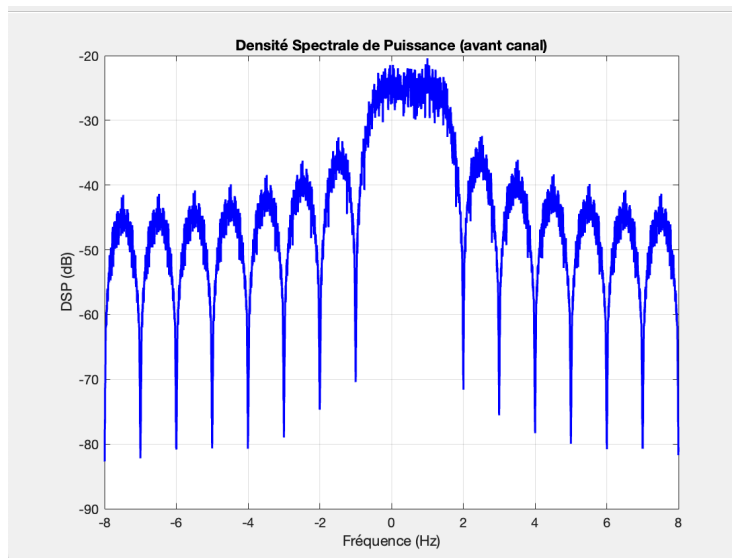


Figure 2: DSP avec deux porteuses actives.

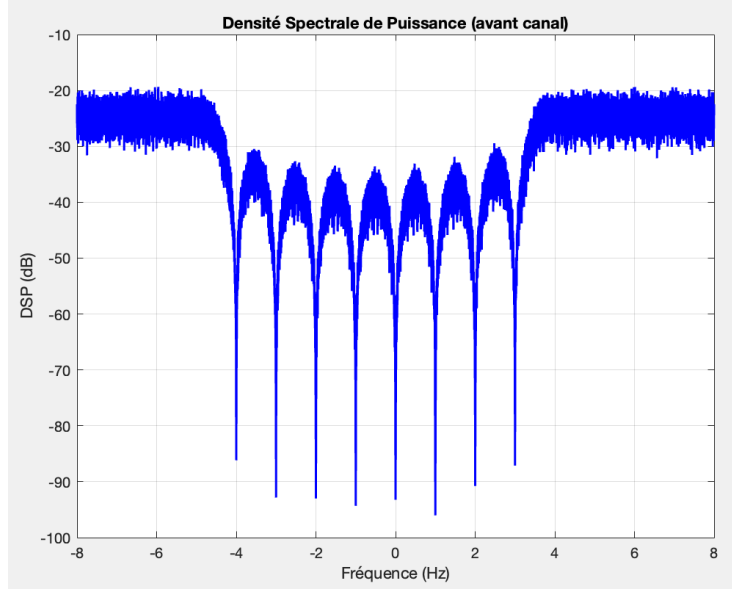


Figure 3: DSP avec les quatres porteuses de l'extrémité qui sont actifs actives.

3 Implantation de la chaine de transmission OFDM avec canal multi-trajets, sans bruit

L'objectif de cette partie 3 est d'intégrer un canal multi-trajets dans le système de transmission OFDM afin d'évaluer les effets des trajets multiples sur le signal transmis. Contrairement au cas idéal décrit précédemment, ce type de canal, courant dans les communications sans fil, génère des interférences intersymboles (ISI) et provoque une distorsion sélective en fréquence.

On introduira, dans la chaine précédente, le canal de propagation multi-trajets suivant (un des canaux test de Proakis, échantillonné à T_s) :

$$y(t) = 0.407x(t) + 0.815x(tT_s) + 0.407x(t2T_s) \quad (1)$$

3.1 Implémentation sans intervalle de garde

3.1.1 Déterminer les expressions théoriques de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence du canal de propagation.

La réponse impulsionnelle est donnée par:

$$h(t) = 0.407\delta(t) + 0.815\delta(t - T_s) + 0.407\delta(t - 2T_s) \quad (2)$$

Puis, la réponse en fréquence du canal est égale au transformée de fourier de $h(t)$:

$$H(f) = TF[h(t)] = 0.407 + 0.815e^{-i2\pi fT_s} + 0.407e^{-i4\pi fT_s} \quad (3)$$

3.1.2 module et la phase de la réponse en fréquence du canal de propagation

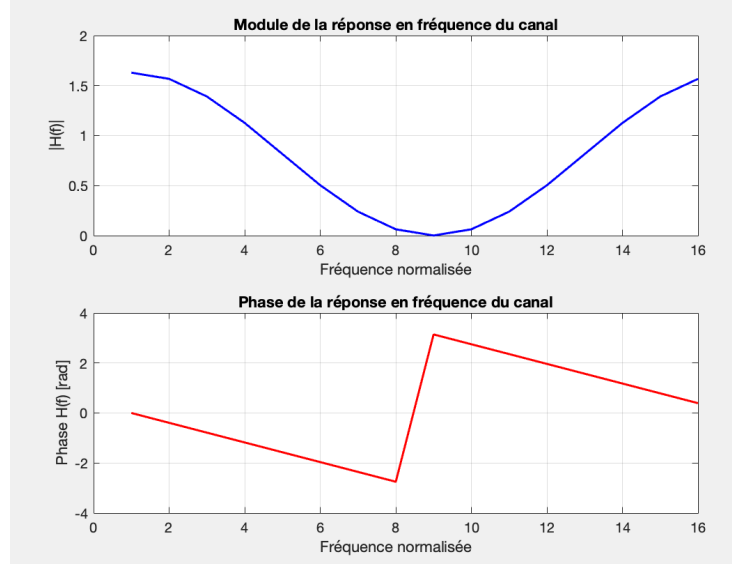


Figure 4: module et phase de la réponse en fréquence du canal de propagation

3.1.3 Implémentation de la chaîne

Comme attendu, la DSP à la sortie du canal est différent que le DSP à la sortie du canal, le passage dans le canal a donc bien un impact sur le signal. En effet, avant le passage dans le canal la DSP est uniforme (plat), car l'énergie des sous-porteuses OFDM est répartie de manière équivalente. Puis, lorsque le signal traverse le canal multi-trajets, la réponse en fréquence du canal agit comme un filtre sélectif en fréquence ce qui explique la forme du DSP vu la forme du module de la réponse en fréquence du canal.

3.1.4 Constellations

Sur la figure 4 on peut lire que pour la **porteuse 6** (figure 6), le module de la réponse en fréquence du canal est de 0.5 et la phase est de -2 radian soit -115° . On observe ainsi deux nuages de points, ce qui s'explique par les interférences inter-symboles générées par le canal. Ces nuages sont centrés sur deux points correspondant aux symboles d'origine émis (1 et -1), mais modifiés par une phase de -2 radians et une réduction de leur module par un facteur de 0.5.

Pour la **porteuse 15** (figure 7), le module est d'environ 1.5 et la phase est d'environ 0.5 rad. Ainsi, ces nuages sont centrés sur deux points correspondant aux symboles d'origine émis (1 et -1), mais modifiés par une phase de 0.5 radians

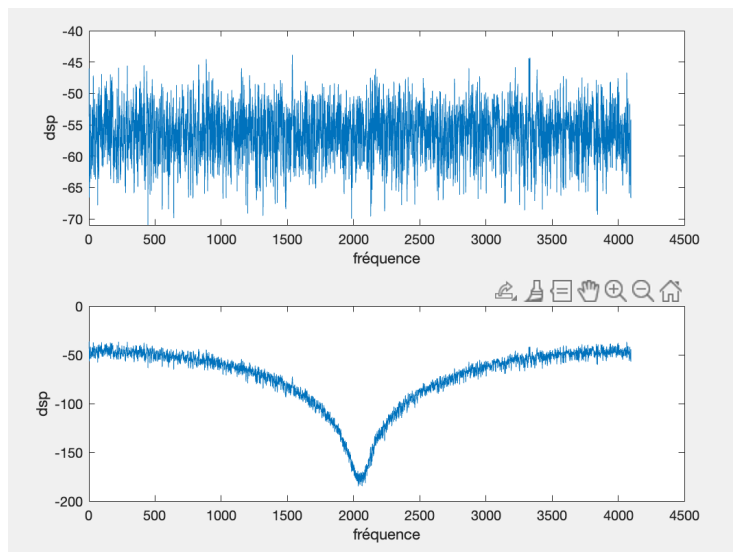


Figure 5: **En haut** : DSP avant le passage dans le canal **En bas**: DSP à la sortie du canal

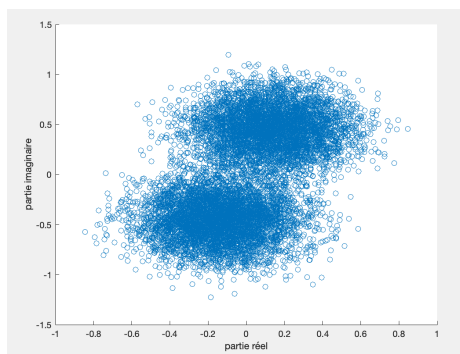


Figure 6: Constellation porteuse 6

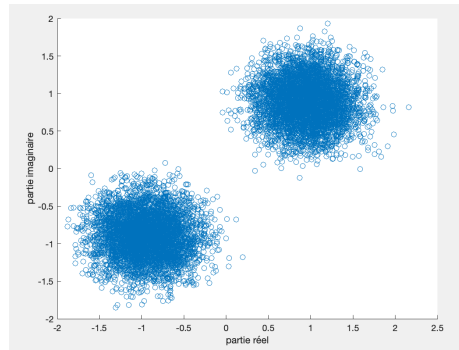


Figure 7: Constellation porteuse 15

et une réduction de leur module par un facteur de 1.5. La porteuse 6 subit donc une plus grande distorsion par le canal (séparation des points difficilement visibles).

3.1.5 Taux d'erreur binaire

Le TEB calculé:

$$\text{TEB} = 0.4981$$

Figure 8: teb calculé

On observe que le TEB calculé est non nul à la sortie du canal. Ceci correspond à nos attentes car le canal introduit une perturbation du signal (interférences ICI) comme vu précédemment.

3.2 Implantation avec intervalle de garde composé de zéros

Dans cette partie nous injecterons des zéros devant chaque symbole en guise d'intervalle de garde.

3.2.1 Taille de l'intervalle de garde

La taille de l'intervalle de garde à introduire ici est de $2T_s$. En effet, Pour que l'intervalle de garde soit correctement implanté, sa longueur doit être au supérieure ou égale au retard maximal du canal multi-trajets. Or, d'après l'équation (1). Or, le retard maximal est de $2T_s$ donc la longueur de l'intervalle de garde minimale à introduire est de $2T_s$.

3.2.2 Le prix à payer pour l'intervalle de garde

En introduisant l'intervalle de garde, nous allons réduire les ICI et préserver l'orthogonalité des porteuses mais le prix à payer est que la transmission prendra plus de temps et puis moins de données utiles seront transmis et ainsi va réduire l'efficacité spectrale.

3.2.3 Etude des constellations

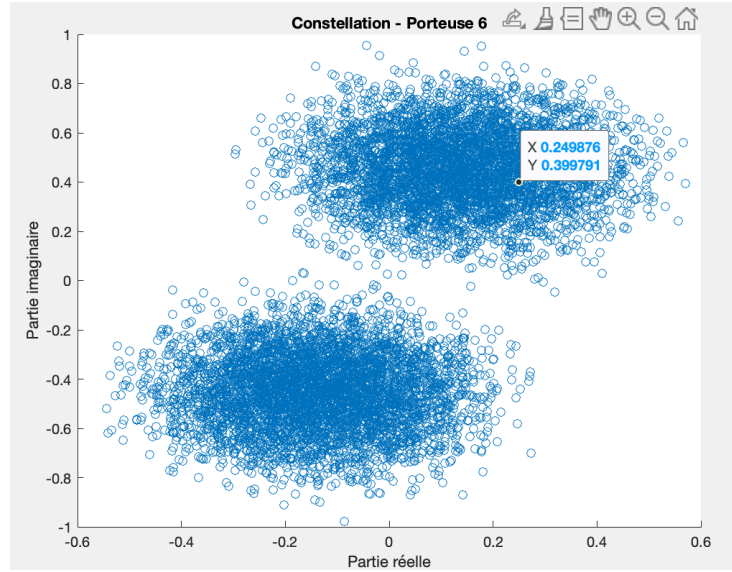


Figure 9: Constellation porteuse 6

On observe que la séparation des deux nuages de points est déjà plus facile pour la porteuse 6.

De même pour la porteuse 15 les points sont plus regroupés autour des points idéaux (expliqués dans la partie précédente). On peut en déduire que l'intervalle de garde avec des zéros devant les symboles élimine les ISI.

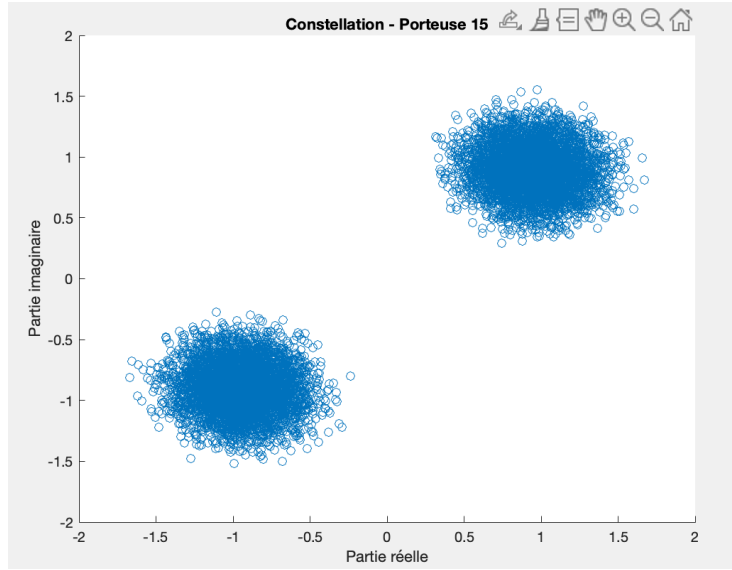


Figure 10: constellation porteuse 15

3.2.4 Etude du TEB

Le TEB calculé est **autour de 0.3** qui signifie une diminution par rapport à la partie précédente sans intervalle de garde. Cela peut s'expliquer par la réduction des ISI. Mais n'est pas nul à cause des ICI. En effet, vu que le canal n'est pas circulaire, ce la peut induire à la non orthogonalité des porteuses ce qui augmente les ICI.

3.2.5 L'intérêt d'ajouter un intervalle de garde composé de zéros devant chaque symbole OFDM

On peut dire que l'intérêt d'ajouter cette intervalle de garde est d'éliminer les ISI. Et puis, dans un canal multi-trajets, le signal peut atteindre la destination par plusieurs chemins, chacun caractérisé par un délai différent. Cela entraîne la présence de "copies" du signal à des instants décalés, appelées échos ou trajets multiples. L'intervalle de garde, constitué de zéros (zéro padding), garantit que ces copies retardées n'interfèrent pas avec la réception du symbole suivant.

3.3 Implémentation avec préfixe cyclique

Dans cette partie on introduit une préfixe cyclique qui est sensé être plus performant que l'intervalle de garde avec des zéros devant les symboles.

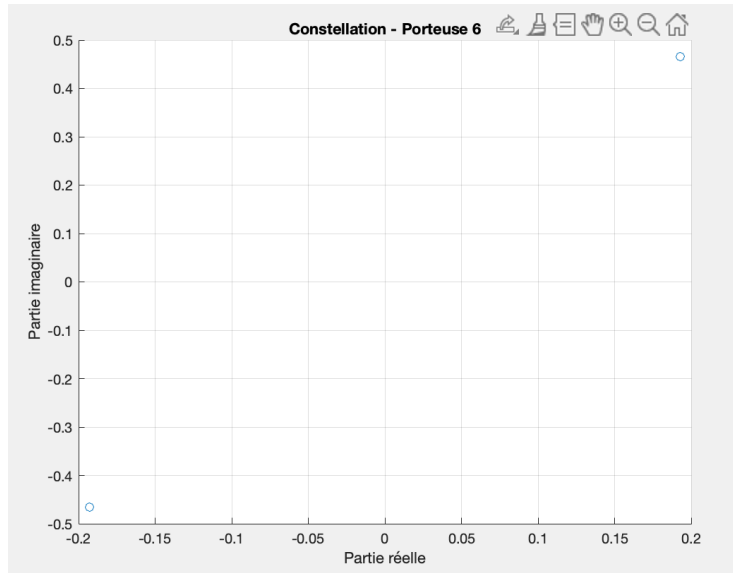


Figure 11: constellation porteuse 6

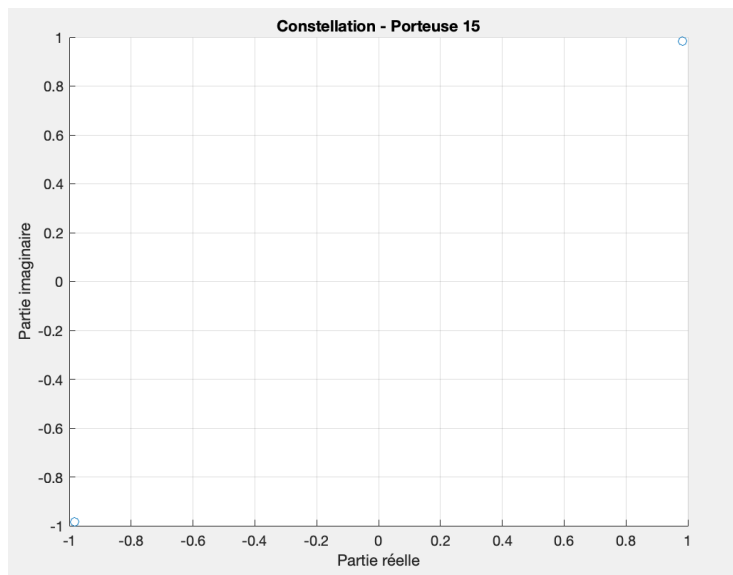


Figure 12: constellation porteuse 15

3.3.1 Etude des constellations

Cette fois, les seuls points visibles sont ceux correspondant aux centres des nuages observés précédemment dans les constellations de ces mêmes porteuses. L'effet du canal sur le module et la phase est toujours présent, mais les interférences ont été éliminées grâce à l'ajout du préfixe cyclique.

3.3.2 Etude du TEB

On observe un TEB **autour de 0.5**. Malgré le fait que le préfixe cyclique ait amélioré la qualité de la transmission comme expliqué dans la partie précédente (conserve l'orthogonalité des porteuses donc pas de génération d'ICI), le TEB n'est pas nul. Ceci est dû au fait qu'en plus des données attendues en sortie de la FFT, on a des permutations circulaires des entrées qui induisent une phase en sortie de la FFT.

3.3.3 l'intérêt du préfixe cyclique

Le préfixe cyclique sert à conserver l'orthogonalité entre les porteuses donc à éviter la génération des ICI et de limiter les ISI aux échantillons du préfixe et non les données utiles. Pour avoir un TEB nul, il faut égaliser le canal.

3.4 Implémentation avec préfixe cyclique et égalisation

Dans cette partie nous allons ajouter de l'égalisation sur le canal. On utilisera deux types d'égaliseurs : le ZFE et la ML

3.4.1 Zero Forcing Equalizer

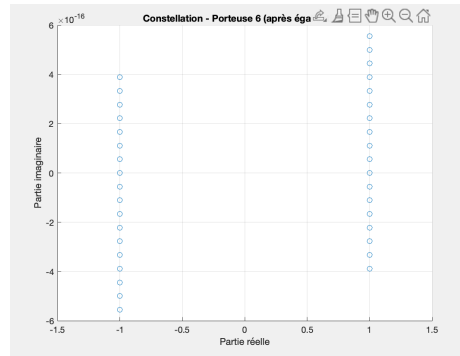


Figure 13: constellation porteuse 6

Dans ces deux constellations, les symboles sont récupérés sans interférences. Cependant, bien que les permutations circulaires dues au préfixe cyclique ont été corrigées, les composantes récupérées restent bruitées. On observe que le

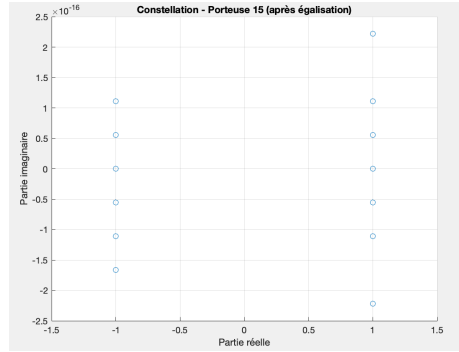


Figure 14: constellation porteuse 15

bruit est plus intense dans la constellation de la porteuse 6. Cela s'explique par l'amplification du bruit par l'égaliseur dans les fréquences où $C(k)$ est proche de zéro, ce qui impacte davantage certaines porteuses.

3.4.2 Maximum Likelihood

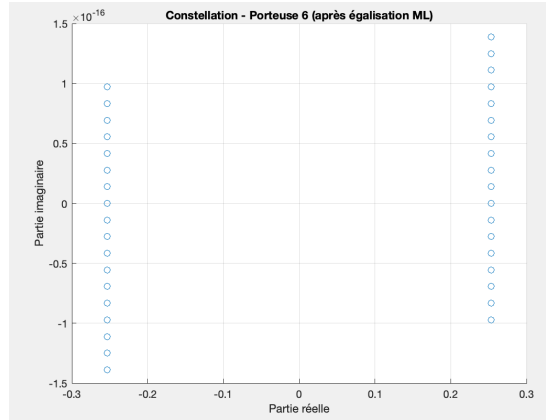


Figure 15: constellation porteuse 6

Ici encore, les symboles sont récupérés avec du bruit. Comparé à ZFE, la porteuse 15 semble plus bruit et la 6 moins que précédemment.

3.4.3 Le quel choisir?

Ici on peut voir que les deux égalisateurs donnent un TEB nul, ainsi ils remplissent leur fonction principale. Cependant on peut dire que qu'il vaut mieux utiliser un ZFE dans le cas où les $C(k)$ (coefficient de l'impact du canal sur la k ème porteuse) ne sont pas proche de 0 (comme pour la porteuse 6), l'égaliseur

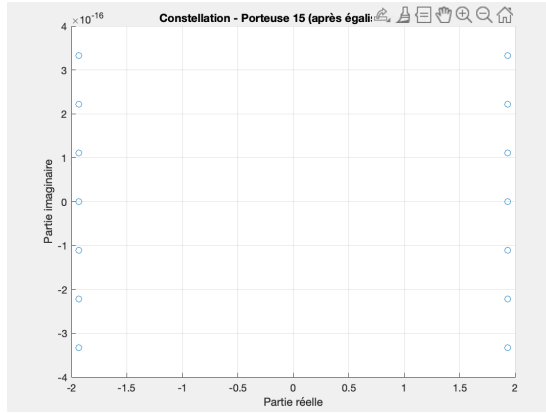


Figure 16: constellation porteuse 15

semble emplifier le bruitage. Le ML quand à lui semble éviter l'amplification du bruit pour les mêmes conditions.

3.5 Impact de la synchronisation

Voici les résultats des constellations pour la porteuse 15 et 6 obtenus avec la synchronisation :

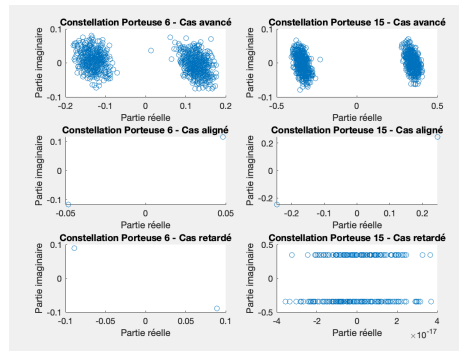


Figure 17: porteuses 6 et 15 pour chaque cas

pour le cas 1, nous observons que les points sont dispersés ce qui signifie que le signal a subi une distorsion dû au décalage en avance par rapport à la fenêtre de FFT. Pour le cas 2, la synchronisation semble bien se passer. Pour le cas 3, les points de la porteuse 5 semblent très bruités à cause du retard par rapport à la fenêtre FFT.