



**ENSEEIHT**  
**Filière SN**

---

# **RAPPORT DU PROJET** **TELECOMMUNICATION**

**ÉTUDE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION SUR PORTEUSE POUR UNE  
TRANSMISSION SATELLITE FIXE**

**MAI 2024**

---

**Professeur : Mathieu Dervin**

**Emma Lhuillery    Nicolai Beuhorry-Sassus**

**Groupe B**

**3 janvier 2025**

# Sommaire

- I. Introduction (page 2)
- II. Implantation d'une transmission avec transposition de fréquence (page 3)
- III. Implantation de la chaine passe-bas équivalente à la chaine de transmission sur porteuse précédente (page 7)
- IV. Comparaison du modulateur DVS-S avec un modulateur 4-ASK (page 11)
  - IV.1. Implantation de la modulation 4-ASK (page 11)
  - IV.2. Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 4-ASK (page 13)
- V. Comparaison du modulateur DVS-S avec un des modulateurs proposés par le DVB-S2 (page 16)
  - V.1. Implantation de la modulation DVB-S2 (page 16)
  - V.2. Comparaison des modulateurs DVB-S et DVB-S2 (page 18)
- VI. Conclusion (page 20)
- VII. Bibliographie (page 21)

## 0.1 Introduction

Dans ce projet, nous nous sommes intéressés à une norme ETSI (European Telecommunication Standard Institute) : le **DVB-S**. Le DVB-S est utilisé pour la diffusion de flux numériques multimédias (son, vidéo, données) en utilisant un lien satellite. L'objectif de ce projet est de s'intéresser à la façon dont elle a été mise en place puis améliorée.

La première version disponible s'est basée sur un modulateur QPSK avec un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll off égal à 0.35. Nous étudierons cette chaîne de transmission dans les parties 0.2 et 0.3.

Une seconde version est parue plus récemment, le **DVB-S2**, basé sur un modulateur 8-PSK avec un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll off égal à 0.2. Le défi de celle-ci était d'être plus performante, tout en étant totalement compatible avec les lecteurs DVB-S déjà présents sur grands nombres d'équipements.

Au cours de ce projet, nous allons étudier et comparer les performances de ces deux normes pour ainsi justifier la création du DVB-S2.

## 0.2 Implantation d'une transmission avec transposition de fréquence

Dans un premier temps, nous avons implementé une transmission au **format DVB-S**, avec mapping QPSK, un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll off 0.35 et une transposition sur une fréquence porteuse.

Nous avons utilisé une fréquence d'échantillonnage  $F_e = 24 \text{ kHz}$  pour transmettre un débit binaire  $R_b = 3 \text{ kbps}$  et une fréquence porteuse  $f_p$  de  $2 \text{ kHz}$ . De plus, nous avons introduits un bruit additif et gaussien dans le canal de transmission de puissance (en  $W$ ) :

$$\sigma_n^2 = \frac{P \times Ns}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}} \quad (1)$$

Nous avons implanté une chaine de transmission avec transposition sur fréquence porteuse. Cela permet de transporter plusieurs signaux en les transposant à différentes fréquences porteuses (Figure 1).

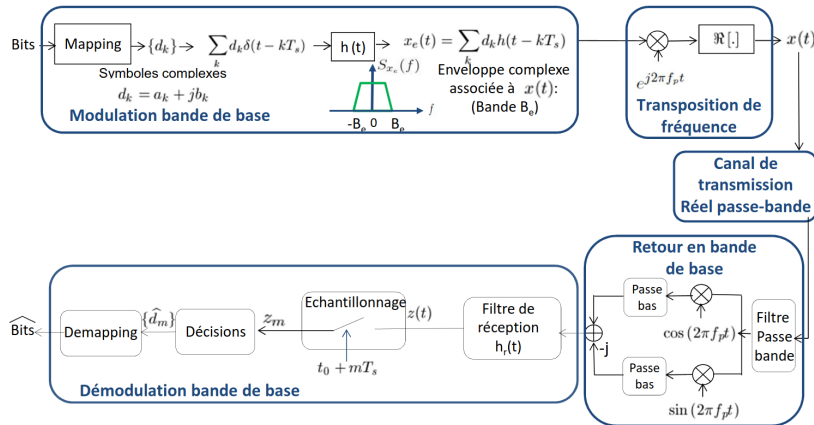


FIGURE 1 – Chaîne de transmission d'une modulation QPSK avec canal de transmission réel passe-bande

Après avoir généré une suite de bits aléatoires, nous avons fait un mapping QPSK comme l'atteste le tracé de la constellation du signal à la sortie du filtre de mise en forme (Figure 2).

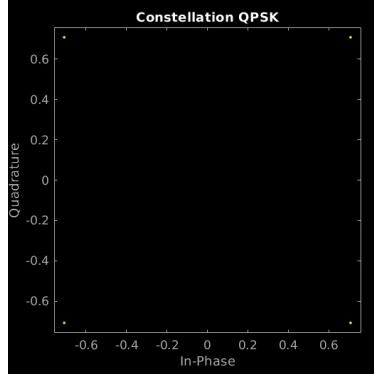
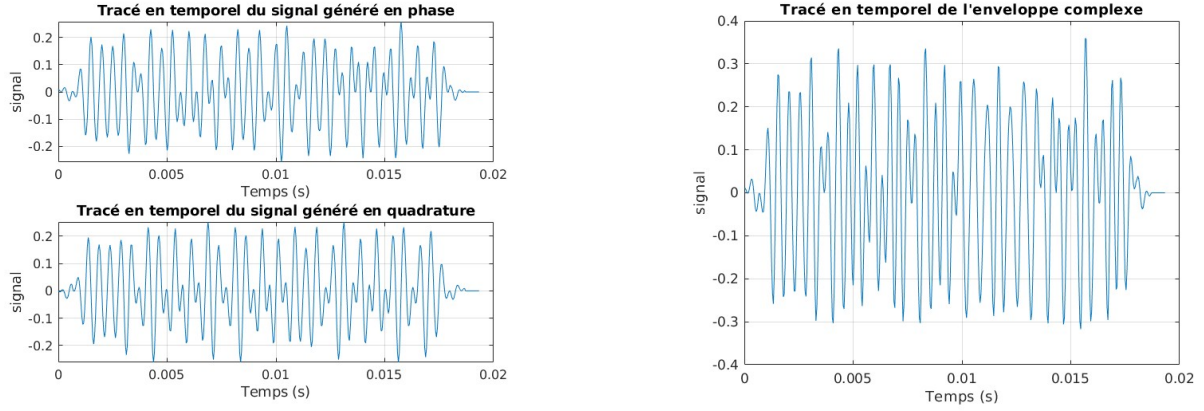


FIGURE 2 – Tracé de la constellation du signal à la sortie du filtre de mise en forme

Une fois le mapping réalisé, nous avons passé notre signal complexe dans un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll of 0.35. Ainsi, on a pu récupérer l'enveloppe complexe associée au signal et tracer les signaux générés sur les voies en phase et en quadrature, avec une échelle temporelle.



(a) Tracés des signaux en phase et en quadrature sur fréquence porteuse fonction du temps à l'entrée du canal de transmission

(b) Tracés de l'enveloppe complexe du signal modulé en fonction du temps et à l'entrée du canal de transmission

FIGURE 3 – Différents tracés du signal à l'entrée du canal de transmission

Pour obtenir, un tracé plus visible le nombre de bits générés aléatoirement a été fixé à 50, pour le reste de l'étude on prendra une suite de 10 000 bits.

Après avoir réalisé la modulation bande de base, nous avons transposé le signal sur fréquence porteuse, en multipliant le signal en phase par  $\cos(2\pi f_p t)$  et le signal en quadrature par  $\sin(2\pi f_p t)$ . Ainsi en reconstruisant l'enveloppe complexe du signal transposé, nous obtenons le tracé suivant (Figure 3). De plus, on peut vérifier que la transposition est réussite en traçant la densité spectrale de puissance (DSP) de l'enveloppe complexe (Figure 4).

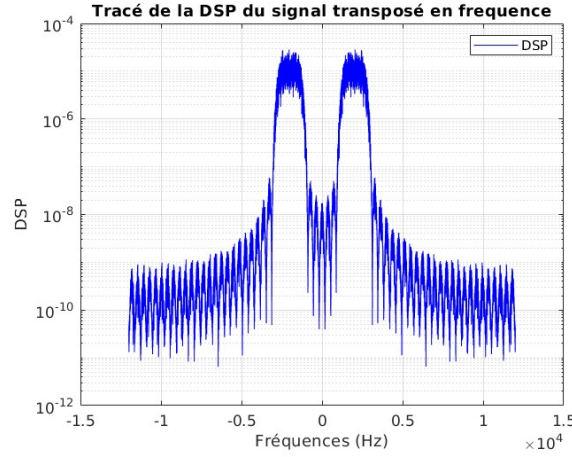


FIGURE 4 – Tracé de la DSP de l’enveloppe complexe du signal

La DSP du signal bande de base était semblable à la DSP d’une racine de cosinus surélevé centré en 0. La transposition en fréquence permet de dupliquer ce signal et de le centrer en  $f_p$  et  $-f_p$ . En effet, on constate que les deux ”voutes” sont centré à 2000 Hz et  $-2000$  Hz, ce qui était attendu. On peut donc en conclure que la transposition en fréquence est réussite.

Le signal passe ensuite dans un canal de transmission supposé idéal avec un ajout de bruit additif et gaussien. Nous avons ensuite réalisé un retour en bande de base pour le signal en phase et le signal en quadrature en les multipliant respectivement par un cosinus et un sinus, de même pulsation que précédemment, et ce afin de faire du repliment. En effet, la DSP dans le domaine fréquentiel va être convoluée avec la transformée de Fourier d’un cosinus (pour le signal en phase) et d’un sinus (pour le signal en quadrature). Cela permet donc de ramener le signal en bande de base mais en contrepartie cela crée deux nouvelles composantes dans la DSP en  $2f_p$  et  $-2f_p$ . Ces dernières seront éliminées par la suite à l’aide d’un filtre passe-bas.

Ensuite le signal récupéré est échantillonné aux instants optimaux, puis un demapping est effectué pour tenter de récupérer la suite de bits initialement émise.

Pour calculer les performances de notre modèle, nous avons calculer le taux d’erreur binaire (TEB) pour des rapports signal à bruit par bits (à l’entrée du filtre de réception) différents que nous avons comparé au TEB théorique. (Figure 5)

L’équation du TEB théorique est donnée par :

$$\text{TEB théorique} = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (2)$$

Avec  $M$  l’ordre de la modulation,  $E_b$  la puissance associée à l’émission d’un bit dans le signal (en  $W$ ) et  $N_0$  la puissance associé au modèle de bruit AWGN (en  $W$ ). La fonction  $Q$  est la même que celle décrite pour la Figure 16.

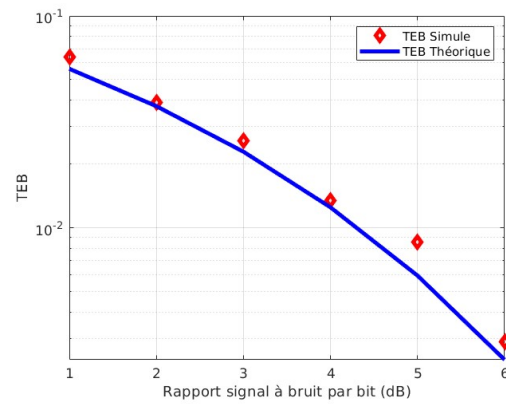


FIGURE 5 – Tracé du TEB de la chaîne de transmission fonction du rapport signal à bruit à l'entrée du filtre de reception

On constate que les TEB simulés sont bien cohérents avec la théorie, ce qui nous permet de confirmer la modélisation réalisée.

### 0.3 Implantation de la chaine passe-bas équivalente à la chaine de transmission sur porteuse précédente

Dans un second, nous avons implementé la chaine de transmission passe-bas équivalente à la chaine de transmission sur fréquence porteuse réalisée précédemment, avec une fréquence d'échantillonnage  $F_e = 24 \text{ kHz}$  pour transmettre un débit binaire  $R_b = 3 \text{ kbps}$ . Pour le canal passe-bas équivalent nous avons introduit comme dans la partie précédente un bruit, qui cette fois-ci est complexe et dont les puissances respectives de la partie réelle et imaginaire sont définies comme suit (en  $W$ ) :

$$\sigma_{nI}^2 = \sigma_{nQ}^2 = \frac{P_e \times N_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}} \quad (3)$$

Nous avons donc implanté la chaîne de transmission suivante (Figure 6) :

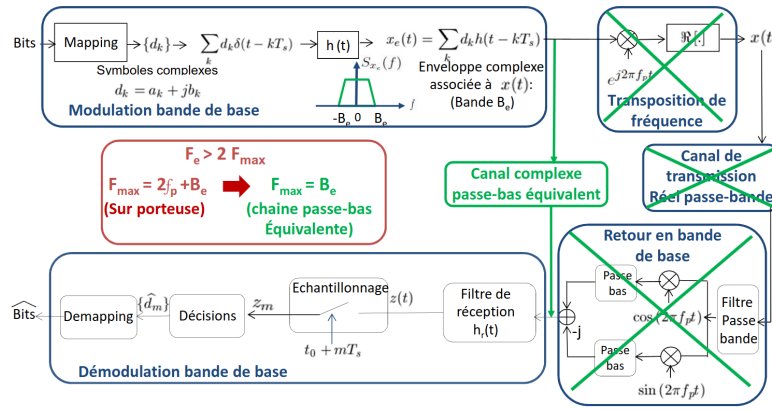


FIGURE 6 – Chaîne de transmission passe-bas équivalent pour une transmission sur porteuse

Les premières étapes sont les mêmes que précédemment donc si l'on trace les signaux générés sur les voies en phase et en quadrature avec une échelle temporelle, ce sont les mêmes que précédemment (voir Figure 3). Etant donné, qu'ici nous avons créé un canal passe-bas équivalent à la transmission sur fréquence porteuse, si l'on trace la DSP on aura celle de la racine d'un cosinus surélevé, en bande de base (cf. Figure 7).

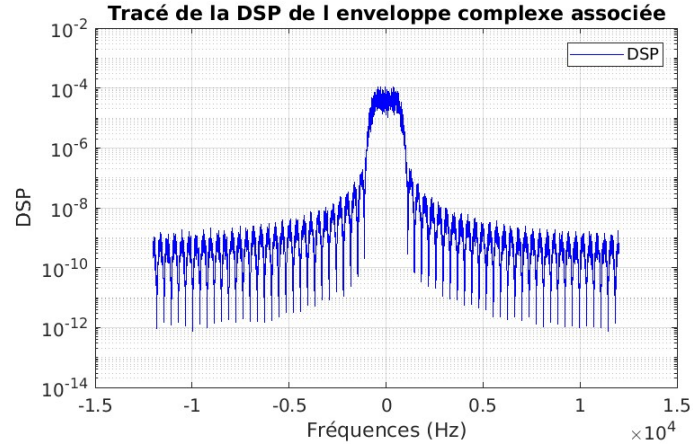


FIGURE 7 – Tracé de la DSP de l'enveloppe complexe du signal pour la chaîne avec passe-bas équivalent

On constate ici que la largeur de la bande passante est cohérente avec la théorie. Le filtre est en racine de cosinus surélevé avec un coefficient de roll off de  $\alpha = 0.35$  donc la largeur de la bande passante positive doit valoir  $\frac{1+\alpha}{T_s}$  (avec  $T_s$  la période symbole) soit environ  $2000 \text{ Hz}$ , ce qui est le cas. En comparaison à précédemment ici le signal reste en bande de base car la DSP est centrée en 0.

Ensuite, nous avons mis en place un bruit complexe et un filtre pour modéliser le canal équivalent. La démodulation a été faite comme auparavant.

Pour observer l'impact du bruit sur notre chaîne de transmission, nous avons tracé les constellations de la modulation QPSK pour plusieurs rapport signal à bruit par bit (cf. Figure 8 et 9).

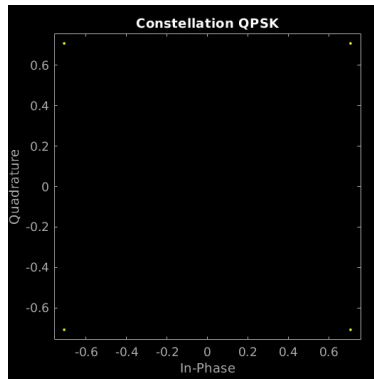


FIGURE 8 – Constellation du signal à la sortie du filtre de mise en forme

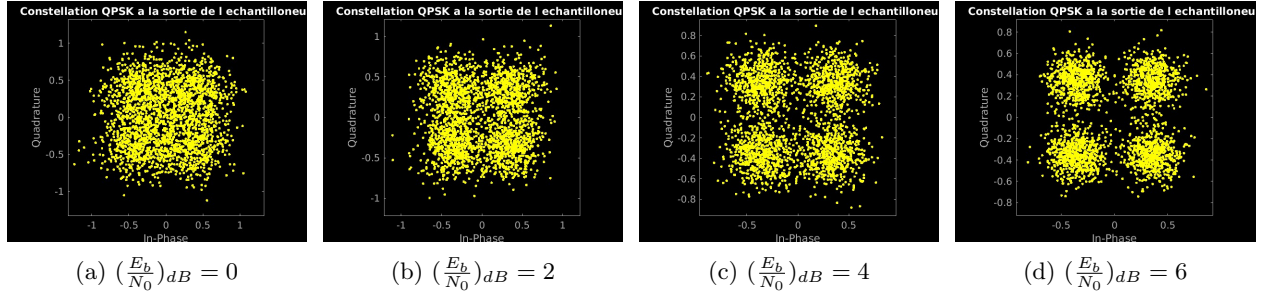


FIGURE 9 – Tracés de constellations pour différents rapports signal à bruit à la sortie du demapping

On constate alors que plus le rapport signal à bruit par bit est élevé plus il est facile de distinguer quatre groupes distincts, correspondant respectivement aux quatres symboles de la modulation QPSK sans bruit (cf. Figure 8). Cela est attendu car un rapport signal à bruit par bit de 0 dB signifie qu'il y a autant de bruit que d'informations dans un signal. Plus le rapport est élevé, plus il y a d'information que de bruits, donc plus le signal est "lisible".

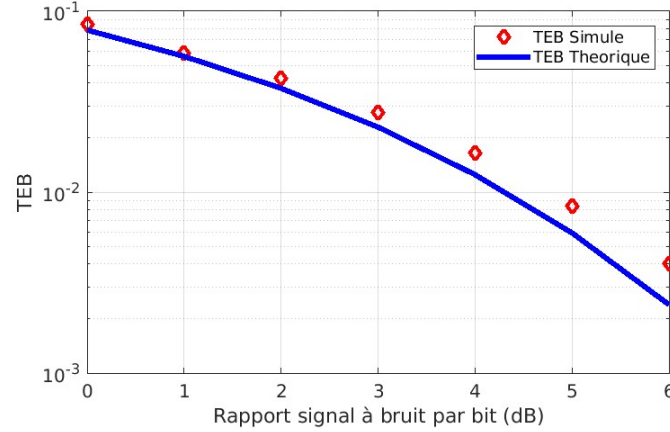


FIGURE 10 – Tracé du TEB fonction du rapport signal à bruit à l'entrée du filtre de réception

De plus, on remarque que le TEB simulé est correct car il suit bien le TEB théorique qui a été obtenu à l'aide de la même formule que dans la partie précédente.

Pour finir cette étude de la chaine passe-bas équivalente à la chaine de transmission sur porteuse précédente, nous avons comparé le TEB calculé avec la chaine de transmission sur fréquence porteuse et celui dans le cas d'une chaine équivalente (cf. Figure 11).

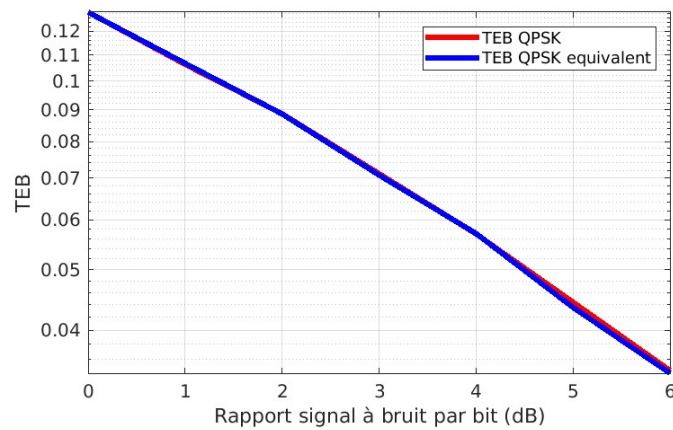


FIGURE 11 – Tracé des TEB pour les deux chaînes introduites précédemment

On constate que les deux tracés se superposent parfaitement. On peut donc en conclure que l'approche équivalente est tout aussi valable que la première méthode. La méthode équivalente peut être utile dans les calculs pour faire des simulations avec des suites de bits bien plus grandes que ce qu'on a testé. En effet en terme de coût de calculs, faire "manuellement" la transmission sur fréquence porteuse est bien plus lente. Il semble donc convenable d'utiliser la chaîne équivalente pour comparer les efficacités, et la suite de notre étude.

## 0.4 Comparaison du modulateur DVB-S avec un modulateur 4-ASK

Dans cette partie, nous allons tâcher de comparer différents critères, dont l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance, des modulateurs QPSK et 4-ASK afin de comprendre l'intérêt du modulateur choisi pour la norme DVB-S.

Pour ce faire, dans une première partie nous allons implanter le modulateur 4-ASK avant de procéder à la comparaison des critères de performances de chacun.

### 0.4.1 Implantation de la chaîne de transmission avec modulateur 4-ASK et canal de transmission équivalent

Afin de pouvoir comparer les performances des deux modulateurs, il fallait implanter la chaîne de transmission du modulateur manquant : le modulateur 4-ASK. Ainsi, nous avons procédé de la même manière que les parties précédentes pour l'implanter et pour les raisons évoquées à la fin de la partie 0.3, nous avons utilisé la modèle du canal de transmission passe-bas équivalent. Le filtre employé est le même qu'au paravant, c'est à dire un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll off  $\alpha = 0.35$  et les paramètres du modèle sont les suivants :

- la fréquence d'échantillonnage :  $F_e = 6 \text{ kHz}$
- le débit binaire :  $R_b = 3 \text{ kbps}$
- l'ordre de la modulation :  $M = 2^2 = 4$
- nombre de bits généré :  $N_b = 10\,000$

Les résultats obtenus sont les suivants :

- Première implantation sans l'introduction du bruit dans la canal de transmission :

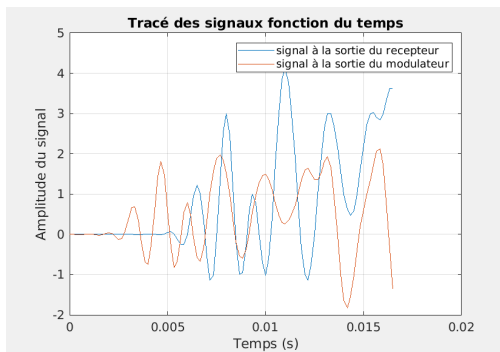


FIGURE 12 – Tracé du signal à la sortie du moduleur et du filtre de reception fonction du temps ( $N_b = 50$ )

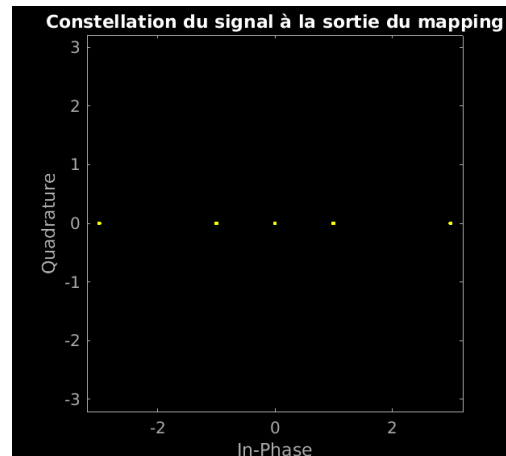


FIGURE 13 – Constellation du signal à la sortie du mapping

Remarque : Pour des soucis de visibilité la tracé du signal s'est fait avec une suite de bits de longueur  $N_b = 50$ . D'autre part sur la Figure 12, on remarque que le signal à la sortie du filtre de réception semble "excessivement" en retard par rapport au signal à la sortie du modulateur. Ce retard observé est dû au filtre employé, qui introduit dans la chaîne un retard bien supérieur à la période symbole. Ce phénomène a pour conséquence la perte délibérée d'une partie de la suite de bits en bout de chaîne.

De plus, la constellation du signal obtenue correspond bien à celle d'une modulation 4-ASK (cf. Figure 13). Attention, le point localisé aux coordonnées  $(0, 0)$  n'est pas à considérer car il correspond à la valeur initiale du signal.

Le TEB obtenu pour cette implantation valait 0. Cela correspondait bien au résultats attendu car le canal de transmission était sans bruit. La bonne implantation de la chaîne sans bruit a donc bien été validée.

— Seconde implantation avec l'introduction du bruit :

N.B. : la formule utilisée pour calculer la puissance du bruit est la même que l'équation (1).

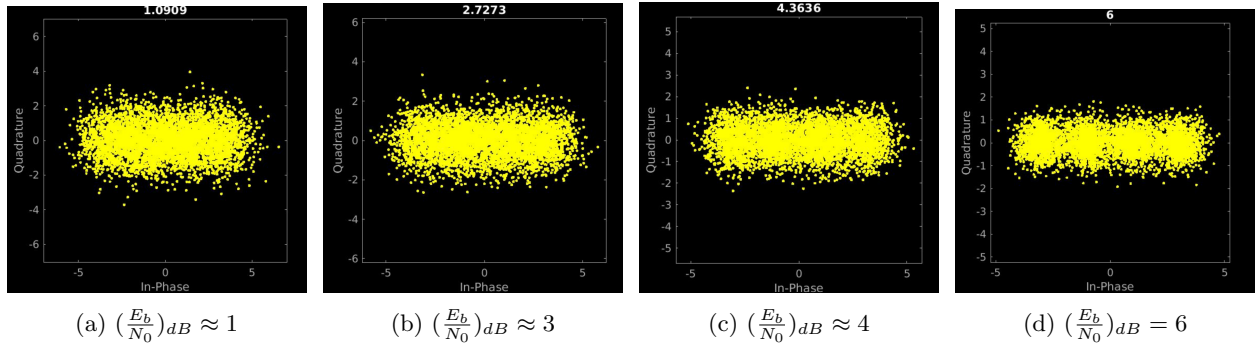


FIGURE 14 – Tracés de constellations pour différents rapports signal à bruit à la sortie du demapping

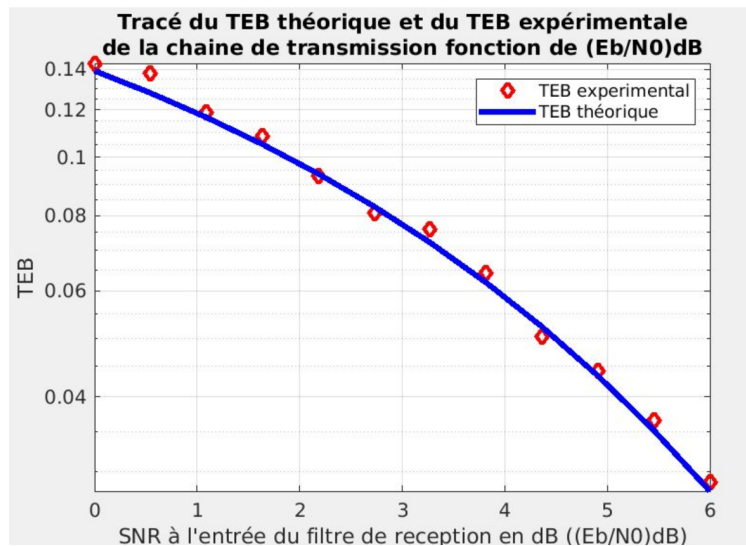


FIGURE 15 – Tracés du TEB expérimental et théorique de la chaîne de transmission

Remarque : Concernant la Figure 14, on remarque que plus le rapport signal à bruit à l'entrée du filtre de réception est faible, plus il est difficile de discerner les quatres groupes de points correspondant respectivement aux quatres amplitudes de la modulation 4-ASK (cf. Figure 13).

Les resultats de la Figure 15, nous permettent de valider l'implantation de la chaîne de transmission avec modulateur 4-ASK et canal de transmission passe-bas équivalente. En effet, le TEB simulé suit presque parfaitement le TEB théorique.

N.B. : Les formules utilisées pour le TEB théorique sont les suivantes :

$$TES = 2 \left(1 - \frac{1}{M}\right) Q \left( \sqrt{\frac{6 \log_2(M) E_b}{(M^2 - 1) N_0}} \right) \quad (4)$$

$$TEB \approx \frac{TES}{\log_2(M)} \quad (5)$$

Avec  $M$  l'ordre de la modulation,  $E_b$  la puissance associée à l'émission d'un bit dans le signal (en  $W$ ) et  $N_0$  la puissance associé au modèle de bruit AWGN (en  $W$ ). La fonction  $Q$  représente le calcul de probabilité suivant associé à la densité d'une loi normale centrée réduite (Figure 16) :

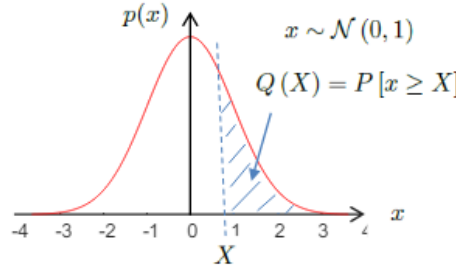


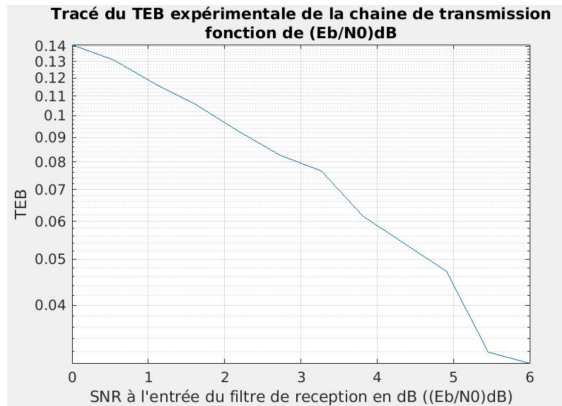
FIGURE 16 – Représentation graphique de la fonction  $Q$

Il est important de noter que l'équation (5) est obtenue sous l'hypothèse qu'un mapping de Grey a été effectué, ce qui est notre cas.

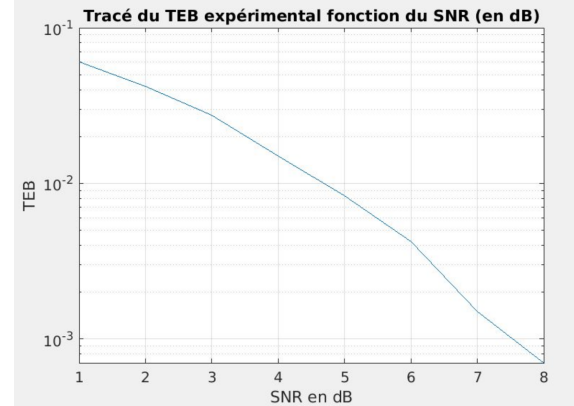
#### 0.4.2 Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 4-ASK

A présent que le modulateur 4-ASK a bien été implanté, nous allons pouvoir procéder aux comparaisons des deux modulateurs en terme de performances.

## Comparaison et classement en terme d'efficacité en puissance



(a) 4-ASK



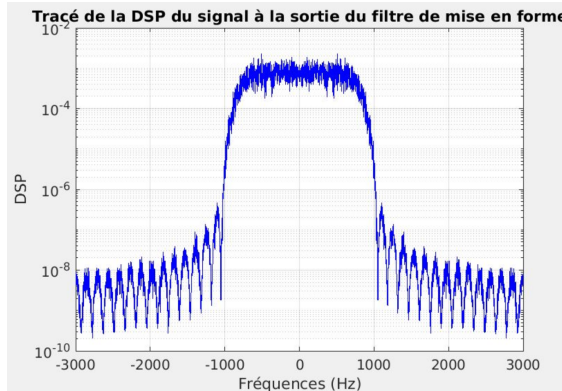
(b) QPSK

FIGURE 17 – Tracés des TEB expérimentaux des chaînes avec modulateur QPSK et 4-ASK en fonction du SNR en dB

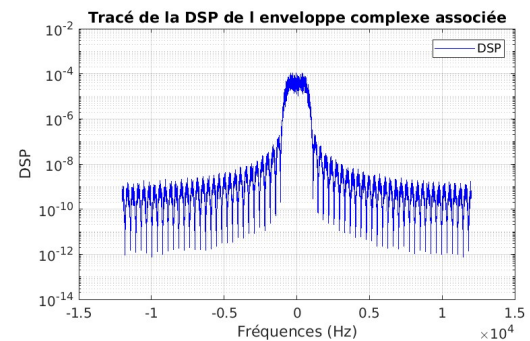
On remarque qu'en terme d'efficacité en puissance la modulation QPSK est supérieure à la modulation 4-ASK (cf. Figure 17). En effet, si l'on regarde les TEB pour quelques valeurs de SNR on obtient : 0.12 (4-ASK) contre 0.06 (QPSK) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 1$  ; 0.08 (4-ASK) contre 0.03 (QPSK) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 3$  ; 0.03 (4-ASK) contre 0.004 (QPSK) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 6$ .

Ainsi, la modulation QPSK est à privilégier en terme d'efficacité en puissance.

## Comparaison et classement en terme d'efficacité spectrale



(a) 4-ASK



(b) QPSK

FIGURE 18 – Tracés des DSP de chaque signal à l'entrée du canal de transmission

Malgré que les échelles ne soient pas les mêmes, on peut remarquer que les bandes passantes des deux signaux sont à peu près égales et valent autour de 2 000 Hz (cf. Figure 18). Sachant que dans les deux cas le débit binaire est le même, cela signifie que les deux signaux ont la même efficacité spectrale. Ce résultat vient également se justifier par la théorie car nous avons montré dans le cours *Transmission sur Fréquence*

*Porteuse*, que pour un même filtre de mise en forme et pour un même nombre de symboles (ce qui est notre cas,  $M = 4$  pour les deux signaux), l'efficacité spectrale était la même.

Ainsi, les deux modulateurs sont égaux en terme d'efficacité spectrale.

## Conclusion

Le modulateur QPSK est plus "efficace" que le modulateur 4-ASK, en particulier de part son efficacité en puissance. Cela justifie donc la raison pour laquelle il a été employé dans DVB-S à la place de 4-ASK.

## 0.5 Comparaison du modulateur DVB-S avec un des modulateurs proposés par le DVB-S2

Dans cette partie, nous allons tâcher de comparer différents critères, dont l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance, des modulateurs QPSK et d'un des modulateurs proposés par le DVB-S2 qui correspond à un mapping 8-PSK.

Nous tâcherons également de commenter l'utilisation d'un roll off différent pour la chaîne employant le nouveau modulateur ( $\alpha = 0.20$ ).

### 0.5.1 Implantation de la nouvelle chaîne de transmission correspondant à une version de DVB-S2

Cette partie reprenant la même démarche dans l'implantation que la partie 0.2 et les autres parties en découlant, nous allons être succinct sur le détail de l'implantation et allons uniquement afficher les résultats obtenus comme preuve de bonne implantation. Les conclusions et les remarques seront dans l'ensemble presque toutes identiques à celle de la partie 0.4.1.

Le filtre employé est un filtre en racine en racine de cosinus surelevé de roll off  $\alpha = 0.20$ , le canal de transmission correspond à celui du canal passe-bas équivalent et les paramètres du de la chaîne sont les suivants :

- la fréquence d'échantillonnage :  $F_e = 6 \text{ kHz}$
- le débit binaire :  $R_b = 3 \text{ kbps}$
- l'ordre de la modulation :  $M = 2^3 = 8$
- nombre de bits généré :  $N_b = 10\,000$

Les résultats obtenus sont les suivants :

- Première implantation sans l'introduction du bruit dans la canal de transmission :

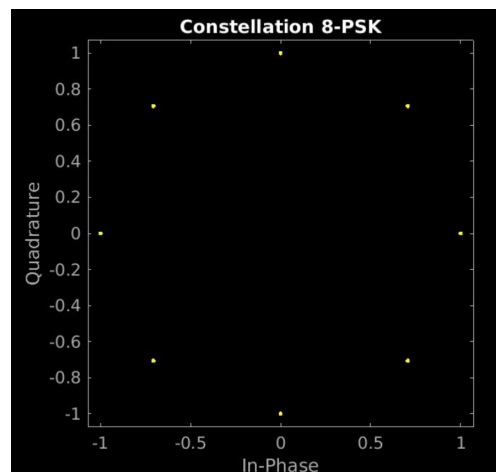


FIGURE 19 – Constellation du signal à la sortie du mapping

La constellation de la Figure 19 correspond bien à celle d'un modulateur 8-PSK. Le TEB obtenu pour cette implantation La bonne implantation de la chaîne sans bruit a donc bien été validée.

— Seconde implantation avec l'introduction du bruit :

N.B. : la formule utilisée pour calculer la puissance du bruit est la même que l'équation (3).

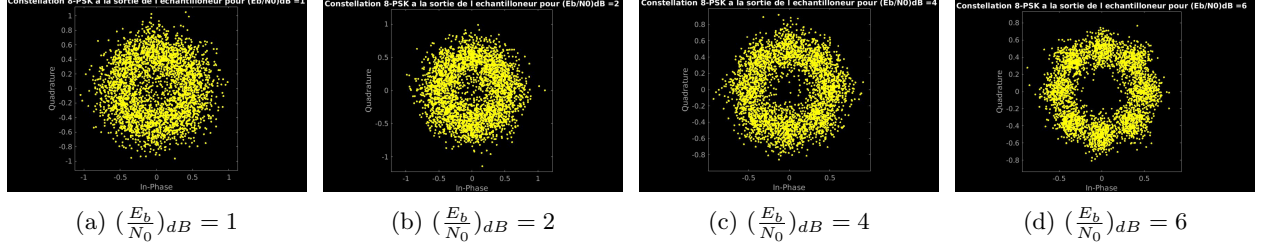


FIGURE 20 – Tracés de constellations pour différents rapports signal à bruit à la sortie du demapping

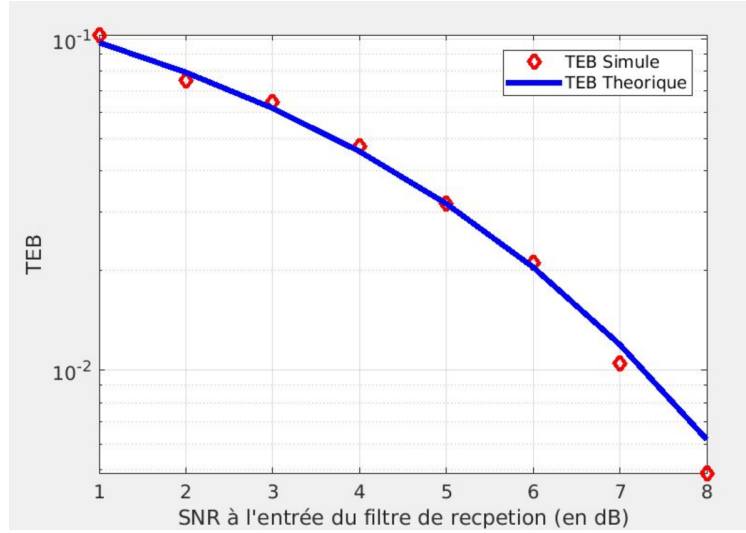


FIGURE 21 – Tracés du TEB expérimental et théorique de la chaîne de transmission

Les résultats de la Figure 21, nous permettent de valider l'implantation de la chaîne de transmission. En effet, le TEB simulé suit presque parfaitement le TEB théorique.

N.B. : Les formules utilisées pour le TEB théorique sont les suivantes :

$$TES = 2 Q \left( \sqrt{\frac{2 \log_2(M) E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right) \quad (6)$$

$$TEB \approx \frac{TES}{\log_2(M)} \quad (7)$$

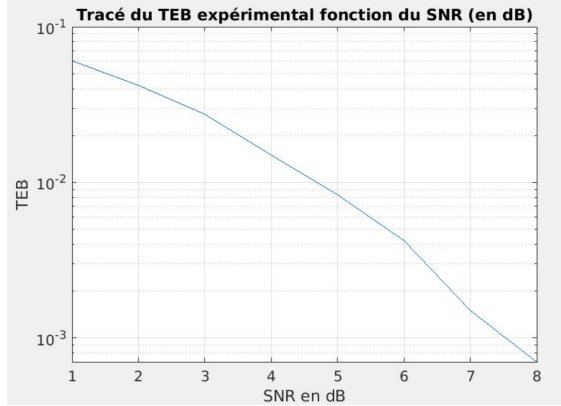
Avec  $M$  l'ordre de la modulation,  $E_b$  la puissance associée à l'émission d'un bit dans le signal (en  $W$ ) et  $N_0$  la puissance associée au modèle de bruit AWGN (en  $W$ ). La fonction  $Q$  est la même que celle décrite pour la Figure 16.

L'approximation de l'équation (7) est toujours obtenue avec l'hypothèse qu'un mapping de gray a été effectué (ce qui est toujours notre cas).

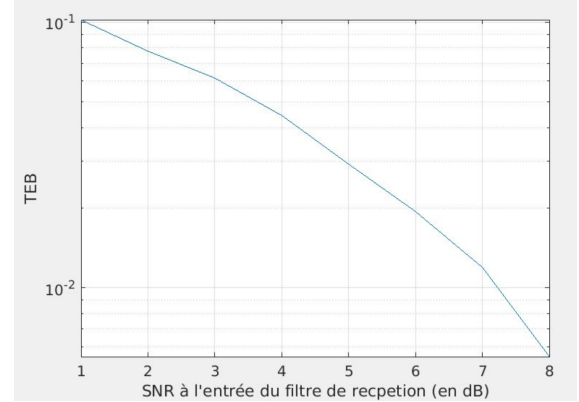
## 0.5.2 Comparaison des modulateurs DVB-S et DVB-S2

A présent, le modulateur de DVB-S2 ayant bien été implanté, nous allons pouvoir procéder aux comparaisons des deux modulateurs en terme de performances.

### Comparaison et classement en terme d'efficacité en puissance



(a) DVB-S



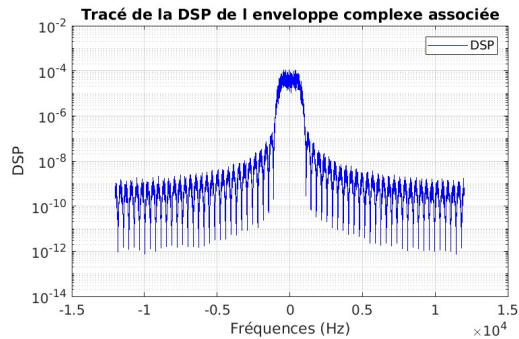
(b) DVB-S2

FIGURE 22 – Tracés des TEB expérimentaux des chaînes avec les modulateurs de DVB-S et de DVB-S2 en fonction du SNR en dB

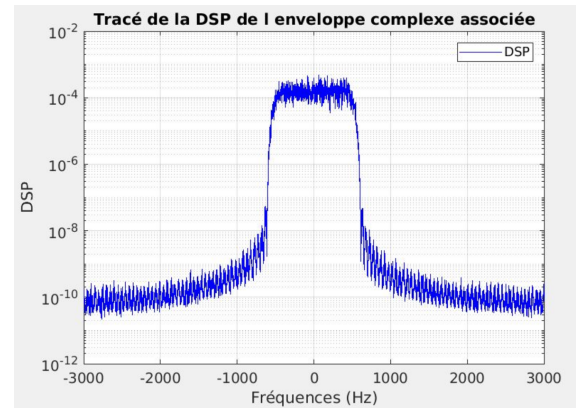
On remarque qu'en terme d'efficacité en puissance le modulateur de DVB-S est supérieure à au modulateur de DVB-S2 (cf. Figure 22). En effet, si l'on regarde les TEB pour quelques valeurs de SNR on obtient : 0.06 (DVB-S) contre 0.1 (DVB-S2) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 1$  ; 0.03 (DVB-S) contre 0.06 (DVB-S2) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 3$  ; 0.004 (DVB-S) contre 0.02 (DVB-S2) pour  $(E_b/N_0)_{dB} = 6$ .

Ainsi, le modulateur de DVB-S est à privilégier en terme d'efficacité en puissance.

### Comparaison et classement en terme d'efficacité spectrale



(a) DVB-S



(b) DVB-S2

FIGURE 23 – Tracés des DSP de chaque signal à l'entrée du canal de transmission

On remarque sur les résultats de la Figure 23 que la bande passante pour DVB-S2 est plus petite que la bande passante pour DVB-S (environ 2 000  $Hz$  pour DVB-S contre environ 1 200  $Hz$  pour DVB-S2). Ainsi, le modulateur de DVB-S2 a une meilleure efficacité spectrale que celui de DVB-S.

---

## Conclusion

D'après les deux sous-parties précédentes, on constate qu'utiliser une nouvelle modulation de type 8-PSK ainsi qu'une valeur de roll off plus petite a pour avantages de réduire la bande passante du signal et d'avoir tout de même une meilleure efficacité en puissance que le modulateur 4-ASK (cf. Partie 0.4). Néanmoins, en comparaison avec DVB-S cela a comme inconvénient de dégrader légèrement l'efficacité en puissance.

## 0.6 Conclusion

Dans ce projet, nous avons abordé les chaînes de transmission du signal dans des cas concrets au travers des normes DVB-S et DVB- S2. Pour ce faire, nous avons implanté des modèles de chaînes de transmission avec différents modulateurs et filtres puis nous avons comparé leurs performances.

Nous nous sommes ainsi rendu compte que pour deux chaînes de même efficacité spectrale, entre un modulateur 4-ASK et QPSK, c'est la chaîne avec le modulateur QPSK qui sera la plus efficace en puissance. Le résultat aurait été le même si l'on avait comparé un modulateur 16-QAM avec un modulateur 16-PSK. C'est de nouveau la modulation M-QAM qui est la plus efficace en puissance. Nous nous sommes néanmoins rendu compte qu'une manière d'améliorer la norme DVB-S en terme d'efficacité spectrale tout en obtenant une meilleure efficacité en puissance que la chaîne avec le modulateur 4-ASK, était de considérer un modulateur 8-PSK avec un facteur de roll off plus petit pour le filtre.

Cependant, on aurait pu obtenir un résultat encore plus satisfaisant en terme d'efficacité spectrale et d'efficacité en puissance en diminuant simplement le roll off du filtre pour la chaîne avec le modulateur QPSK.

Une question se pose alors : Pourquoi utiliser dans les modulations bi-dimensionnelles la modulation M-PSK ? Cette problématique n'a pas été abordé au travers de ce projet car cela implique un nouveau critère de performance : **la robustesse aux non-linéarités**. Or ce critère est indispensable pour le bon fonctionnement des communications satellites (où de nombreux appareils possédant des non-linéarités sont présents comme par exemple les amplificateurs). Cela est censé être assuré par la norme DVB-S. C'est pour cette raison qu'une de ses première amélioration a été d'employer le modulateur 8-PSK dans sa chaîne de transmission, quitte à dégrader en contrepartie l'efficacité en puissance, car les modulations M-PSK ont la très bonne propriété d'être robustes aux non-linéarités.

## 0.7 Bibliographie

Nathalie Thomas, IRIT/ENSEEIH, (2024) *Transmissions sur fréquence porteuse (modulations linéaires)*, Diapositives de cours

Nathalie Thomas, IRIT/ENSEEIH, (2024) *Comparaison de modulations numériques linéaires sur fréquence porteuse*, Points essentiels en vidéo