



Rapport Projet

Auteurs :

SORRES Antonin

Léa Houot

Projet de deuxième année de SN

année : 2024-2025

Table des matières

1) Implantation du modulateur/démodulateur	3
2) Ajout du codage canal	5
2.1) Introduction du code convolutif	5
2.2) Introduction du code bloc de Reed Solomon	7
2.3) Introduction de l'entrelaceur convolutif	8

1) Implantation du modulateur/démodulateur

Le modulateur DVB-S utilise la modulation QPSK avec une mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll-off $\alpha = 0,35$. On utilisera la chaîne passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur porteuse pour l'implantation.

1.0.1) Schéma de la chaîne de transmission et de la chaîne passe-bas équivalente (Fig. 1)

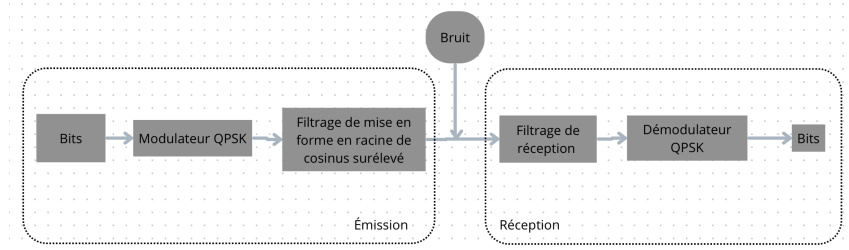


Fig. 1. – Schéma de la chaîne de transmission sur porteuse associée à une modulation QPSK.

1.0.2) Montrer que $N_s \geq 2$

Montrons que la valeur minimale de N_s (le facteur de suréchantillonnage) est de 2 si l'on veut respecter la condition d'échantillonnage de Shannon. Nous avons :

$$T_s = N_s * T_e \Rightarrow F_e = N_s * F_s \quad (1)$$

On rappelle la condition de Shannon :

$$F_e \geq 2 * F_{\max} \quad (2)$$

avec :

- F_e : la fréquence d'échantillonnage
- F_{\max} : la plus haute fréquence présente dans le spectre du signal

Et on a avec un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé, on :

$$F_{\max} = (1 + \alpha) * F_s \quad (3)$$

En combinant les équations (2) et (3), on a :

$$F_e \geq 2 * (1 + \alpha) * F_s \quad (4)$$

En combinant maintenant les équations (4) et (1), on a :

$$N_s \geq 2 * (1 + \alpha) = 2,7 > 2$$

On voit donc que la valeur minimale de N_s , si l'on veut respecter la condition de Shannon, est strictement supérieure à 2.

1.0.3) Efficacité spectrale théorique de votre chaîne de transmission

Pour calculer l'efficacité spectrale théorique, on utilise la relation suivante:

$$\eta = \frac{R_b}{B}$$

avec :

- R_b : le débit binaire(en bits/s),
- B : la largeur de bande du signal

Comme notre chaîne de transmission utilise une modulation de type QPSK, nous avons :

$$R_b = \log_2(M) * R_s$$

avec :

- R_s : le débit symbole
- M : l'ordre de modulation

Et nous avons pour un signal à bande limitée avec filtrage en cosinus surélevé, nous avons :

$B = (1 + \alpha) * R_s$, où α est le facteur de roll-off du filtre.

Ainsi, l'efficacité spectrale théorique s'écrit :

$$\eta = \frac{\log_2(M) * R_s}{(1 + \alpha) * R_s} = \frac{\log_2(M)}{1 + \alpha} = \frac{2}{1,35} \approx 1,48 \text{ (bits/s/Hz)}$$

1.0.4) Implantation du bloc modulateur/démodulateur sans canal

Afin d'obtenir un taux d'erreur binaire simulé nul, nous devons faire des choix pour la mise en place de notre chaîne de transmission.

On commence par l'implémentation d'une modulation QPSK. Une modulation QPSK mappe les bits d'entrée en symboles complexes appartenant à la constellation QPSK $\{\pm 1, \pm 1i\}$ en les regroupant en paires de deux bits. La modulation QPSK permet d'augmenter l'efficacité spectrale en transmettant deux bits par symbole et d'améliorer la résistance aux interférences.

Ensuite, nous sur-échantillonnons les symboles complexes en insérant des zéros entre les échantillons pour respecter la fréquence d'échantillonnage souhaitée. Et on applique un filtre racine de cosinus surélevé pour limiter l'interférence inter-symboles. Ce filtre nous garantit aussi le respect de la bande passante spécifiée.

Après le passage dans le filtre, sans bruit, il faut démoduler le signal. Le signal en réception va passer par un filtre de réception identique au filtre de racine de cosinus surélevé. Ce filtrage permet la récupération des symboles émis en minimisant l'interférence inter-symboles. On projette ensuite les symboles émis sur la constellation QPSK pour déterminer les bits transmis, en comparant les parties réelles et imaginaires des symboles reçus.

Notre signal est donc filtré et échantillonné de façon synchronisée, ce qui limite toute distorsion ou perte due à des désalignements temporels. De plus, il n'y a pas de bruit ajouté au signal, ce qui simule une transmission idéale. Voilà pourquoi nous avons un TEB nul (Fig. 2).

```
>> ModDemod
TEB sans canal 0.000000
```

Fig. 2. – TEB sans canal

1.0.5) Ajout du canal AWGN

Nous avons tracé le TEB après l'ajout du canal AWGN (Fig. 3).

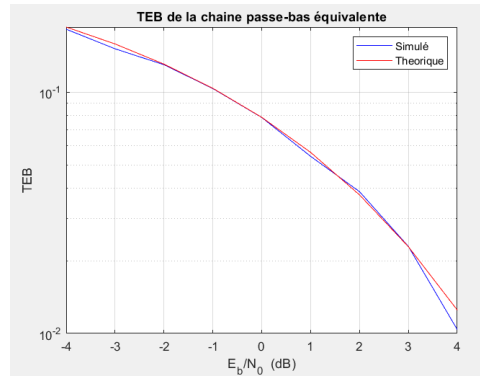


Fig. 3. – Tracé des TEB après passage dans le canal.

```
TEB_precis =
0.0185
```

Fig. 4. – Précision du TEB.

On voit qu'on a une précision du TEB de $18,5 \times 10^{-3}$ (Fig. 4) donc une précision de l'ordre du 10^{-3} comme demandée.

La présence d'un filtre de mise en forme de racine de cosinus surélevé et d'une modulation QPSK rendent notre chaîne de transmission optimale en présence du canal. Comme dit précédemment, le filtre racine de cosinus surélevé, appliqué en émission et en réception, minimise l'interférence inter-symboles et limite la largeur de la bande de base. Ainsi, le filtre permet de préserver l'intégrité des symboles même en présence d'un bruit gaussien. Et la modulation QPSK rend le signal plus robuste face au bruit. En effet, l'espacement de la constellation QPSK permet de réduire la probabilité que le bruit perturbe la décision prise sur les symboles.

Une synchronisation émetteur/récepteur permet également d'assurer un échantillonnage aux instants optimaux, ce qui limite les erreurs dues aux décalages temporels.

2) Ajout du codage canal

Le standard DVB-S spécifie un codage canal constitué de deux codes concaténés : un code de Reed Solomon RS(204,188) suivi d'un code convolutif (7,1/2) qui peut être poinçonné pour obtenir différents rendements (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8). Afin d'optimiser les performances du codage canal, un entrelaceur de type convolutif est ajouté entre les deux codes.

2.1) Introduction du code convolutif

Pour satisfaire les standards de DVB-S, on rajoute au bloc modulateur/démodulateur sur canal AWGN précédent un codage convolutif (7,1/2) de polynômes générateurs $g_1 = 171_{\text{oct}}$ et $g_2 = 133_{\text{oct}}$.

2.1.1) Mise en place un code convolutif (3,1/2)

Nous avons d'abord mis en place un code convolutif (3,1/2) de polynômes générateurs $g_1 = 5_{\text{oct}}$ et $g_2 = 7_{\text{oct}}$. On obtient le treillis sur la Fig. 5.

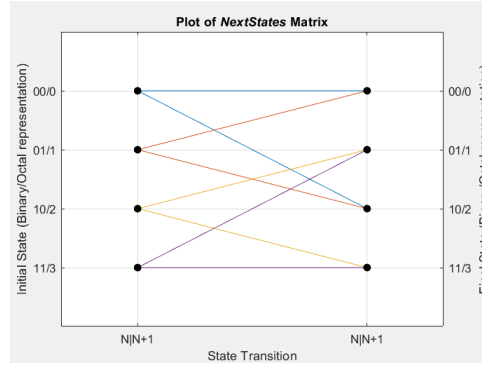


Fig. 5. – Tracé du treillis associé au code.

2.1.2) Ajout du codage convolutif (7,1/2) du DVB-S

Après avoir mis en place un codage convolutif (3,1/2), on modifie notre implémentation pour mettre en place le code convolutif (7,1/2) du DVB-S. On obtient un nouveau treillis (Fig. 6) et le tracé des TEB sur la Fig. 7.

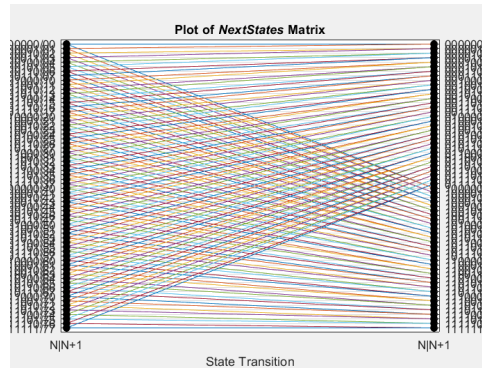


Fig. 6. – Tracé du treillis associé au code.

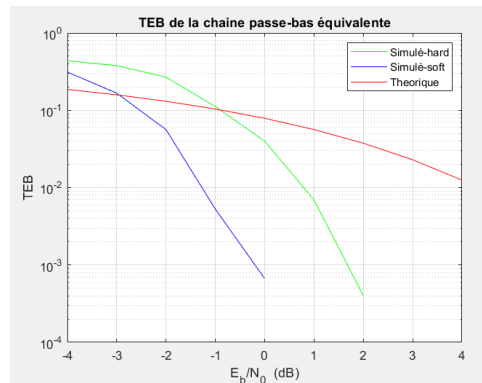


Fig. 7. – Tracé des TEB.

Le décodage hard utilise des décisions binaires déterminées à partir des données reçues. Alors que le décodage soft utilise des valeurs continues ou des probabilités de vraisemblance associées à chaque bit reçu. Le décodage soft est plus performant que le décodage hard, comme on peut le voir sur le tracé des TEB. Cela est dû au fait que le décodage soft utilise, en plus de la valeur des bits reçus, les probabilités de vraisemblance associées à chaque bit. Ce qui n'est pas le cas pour le décodage hard.

On peut voir sur la Fig. 7 que les courbes diminuent lorsque E_b/N_0 augmente. Ce qui s'explique par le fait qu'une erreur est plus facilement détectable pour un E_b/N_0 plus élevé. En effet,

l'énergie associée à chaque bit est plus grande par rapport au bruit, E_b/N_0 étant l'énergie par bit transmise et N_0 la densité spectrale du bruit.

Pour ce qui est de la position des courbes, on peut voir que le TEB du codage convolutif avec décodage hard est plus élevé que le TEB du codage convolutif soft. On voit aussi qu'à partir d'un E_b/N_0 de 0, il n'y a plus d'erreur détectée, contrairement au décodage hard qui lui continue de détecter des erreurs jusqu'à une valeur de E_b/N_0 de 2. Ce qui est normal, car comme dit précédemment, le décodage hard est moins précis que le décodage soft.

2.1.3) Utilisation de la matrice de poinçonnage

Pour obtenir un taux de codage de 2/3, on utilise une matrice de poinçonnage. Après l'utilisation de la matrice de poinçonnage. On obtient un nouveau tracé des TEB (Fig. 8).

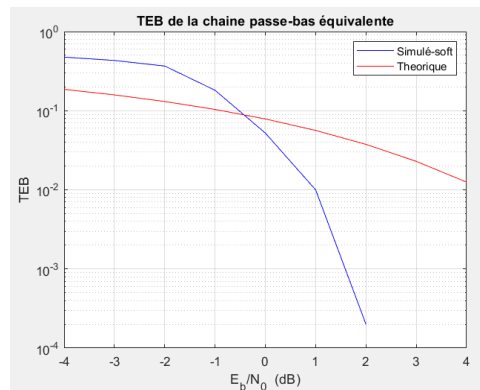


Fig. 8. – Tracé des TEB .

L'avantage du poinçonnage, c'est qu'il permet de réduire le débit global d'un code correcteur d'erreurs comme les codes convolutifs, en supprimant certains bits avant transmission. L'inconvénient, c'est que la suppression des bits avant transmission réduit la redondance, ce qui diminue la capacité de correction d'erreurs. Ce qui nécessite une adaptation des algorithmes de décodage. Par exemple, le décodage de Viterbi « hard » n'est pas performant avec le poinçonnage, contrairement au décodage de Viterbi « soft ».

Comme dit précédemment, un décodage de Viterbi hard se base sur une décision binaire stricte pour chaque bit reçu. La réduction du nombre de bits, induite par le poinçonnage, entraîne des incertitudes sur les décisions binaires prises par l'algorithme. La réduction des bits entraîne également une plus grande sensibilité au bruit. En effet, on ne tient pas compte de la probabilité ou de la confiance associés aux bits reçus. Un bit reçu avec un SNR faible sera donc plus facilement mal interprété. Le décodage de Viterbi « soft » utilise des probabilités ou des métriques de vraisemblance, ce qui le rend moins sensible à ce type d'erreur.

2.2) Introduction du code bloc de Reed Solomon

Pour satisfaire le standard DVB-S, on doit rajouter à la chaîne de transmission un code de Reed Solomon: RS(204,188).

Après rajout du code de Reed Solomon, on obtient le tracé des TEB suivant (figure 8):

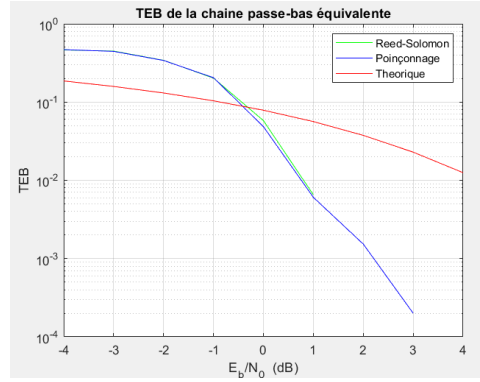


Fig. 9. – Tracé des TEB avec et sans le code Reed Solomon.

Comme on peut le voir sur la Fig. 9, le comportement du TEB sans et avec code de Reed Solomon est similaire avant un E_b/N_0 de 0,5. Et lorsque E_b/N_0 est supérieur, on voit que les courbes ont un comportement différent. La valeur du TEB diminue plus vite pour un code avec RS que pour un code sans. Il n'y a plus d'erreurs avec le code avec RS après un E_b/N_0 de 1 contrairement au code sans RS qui continue d'avoir des erreurs jusqu'à un E_b/N_0 de 3.

La concaténation de deux codes de types différents, comme un code de bloc (Reed Solomon) et un code convolutif, permet une meilleure correction d'erreurs en tirant parti des particularités de chacun de ces codes. Le code Reed Solomon lui permet de corriger les erreurs en rafales, en détectant et en corrigeant des erreurs multiples dans des blocs de données. Le code convolutif lui permet de corriger les erreurs dispersées aléatoirement en répartissant l'information d'origine sur une séquence plus longue. De plus, le code convolutif peut utiliser une matrice de poinçonnage qui permet d'ajuster le rendement de la chaîne.

2.3) Introduction de l'entrelaceur convolutif

Dans le but d'améliorer les performances du codage, le DVB-S propose d'insérer un entrelaceur entre le code de Reed Solomon et le code convolutif.

Voici le tracé des TEB obtenu après introduction de l'entrelaceur :

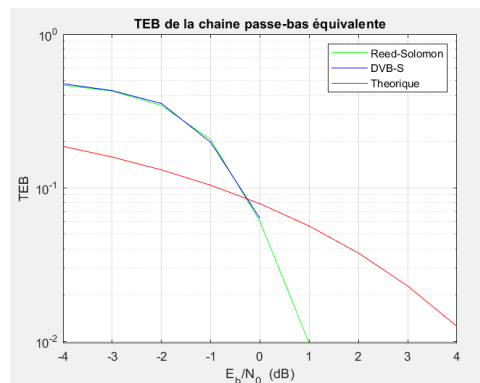


Fig. 10. – Tracé des TEB avec et sans l'entrelaceur.

Comme on peut le voir sur la Fig. 10, le TEB sans entrelaceur (en vert) et le TEB avec entrelaceur (en bleu) sont identiques lorsque E_b/N_0 est inférieur à 0. Cependant, on voit qu'à partir d'un E_b/N_0 nul, on ne détecte plus d'erreurs dans le code avec entrelaceur. Alors que l'on détecte toujours des erreurs dans un codage sans entrelaceur jusqu'à un E_b/N_0 égal à 1.

L'entrelacement permet d'améliorer les performances du codage canal en redistribuant les erreurs. En faisant cela, il réduit le TEB, en particulier dans des conditions dans lesquelles les erreurs par bloc sont fréquentes.