



Projet de communications numérique

Najmeddine Ayoub
Zougari Belkhatat Hamza

Département Sciences du Numérique
2021-2022

Table des matières

1	Introduction	3
2	Partie I : Etude de la chaîne DVB-S dans un canal Gaussien	3
2.1	Modulateur/démodulateur	3
2.1.1	Génération de l'enveloppe complexe associée au signal à transmettre	3
2.1.2	Mise en place du récepteur en l'absence de canal	3
2.1.3	Canal de transmission	4
2.2	Codage canal	5
2.2.1	Introduction du code convolutif	5
2.2.2	Ajout du poinçonnage	7
2.2.3	Ajout de l'entrelaceur et du code de Reed Solomon	8
3	Partie II : Communications avec les mobiles par satellites	9
3.1	Modélisation du canal mobile satellite	10
3.2	Etude de la diversité apportée par le codage dans un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence	11
3.2.1	Modulation BPSK sans entrelaceur	12
3.2.2	Modulation BPSK avec entrelaceur	13
3.2.3	Modulation QPSK avec entrelaceur	14
3.3	Etude de la diversité apportée par le codage dans un canal de Rice non sélectif en fréquence	15
3.3.1	Sans codage	16
3.3.2	Codage hard	17
4	Conclusion	17
5	Bibliographie	18

Table des figures

1	Comparaison entre le TEB théorique et estimé	5
2	Chaîne de transmission	5
3	TEB obtenus avec un codage Hard.	6
4	TEB obtenus avec un codage Soft.	7
5	TEB obtenus avec un codage hard poinçonné.	8
6	TEB obtenus avec un codage de Reed Solomon.	9
7	Comparaison graphique entre Rayleigh et Rice.	10
8	Schéma de la chaîne de transmission sans codage.	11
9	TEB pour les égalisations ZF et ML sans codage.	12
10	TEB pour les égalisations ZF et ML sans entrelacement.	13
11	TEB pour les codages soft et hard avec entrelacement.	14
12	TEB pour les codages soft et hard avec entrelacement.	15
13	Schéma de la chaîne de transmission sans codage.	16
14	TEB simulés selon les 3 différentes valeurs de k en dB.	16
15	TEB simulés selon les 3 différentes valeurs de k en dB.	17

1 Introduction

La famille des standards DVB a été conçue, à l'origine, pour permettre l'émission de programmes de télévision avec interopérabilité entre les systèmes de communication satellitaires. Ensuite, les standards DVB sont devenus porteurs pour d'autres types de protocoles de communication, tel que l'IP, pour lequel le DVB assure la couche physique et la couche liaison des données.

Dans ce projet, il s'agit d'une conception des principales unités d'une chaîne de transmission conforme avec la nouvelle norme DVB-S. En particulier, la pré-compensation non linéaire ainsi que les techniques de synchronisation sont décrites en détail et leurs performances évaluées au moyen d'analyses et de simulations sur Matlab, afin de fournir un bon compromis entre complexité et performance appliquées à la diffusion, ces derniers permettant l'exploitation du codage et de la modulation adaptatifs.

Deux grandes parties sont alors traitées :

- dans la première le canal de propagation est un canal AWGN
- dans la deuxième le canal de propagation est un canal de Rice non sélectif en fréquence.

2 Partie I : Etude de la chaîne DVB-S dans un canal Gaussien

2.1 Modulateur/démodulateur

Le modulateur DVB-S utilise la modulation QPSK avec une mise en forme en racine de cosinus surélevé (SRRCF : Square root raised cosine filter).

Le démodulateur optimal devra être implanté et le TEB simulé puis comparé au TEB théorique. On travaillera sur la chaîne passe-bas équivalente associée à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse. On définit pour cela un signal complexe basse fréquence équivalent au signal transmis (enveloppe complexe) : $x_e(t) = I(t) + jQ(t)$

De la même manière, on associe un bruit complexe basse fréquence au bruit $n(t)$ introduit par le canal de propagation : $n_e(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$ avec $S_{n_I}(f) = S_{n_Q}(f) = N_0$

2.1.1 Génération de l'enveloppe complexe associée au signal à transmettre

La norme DVB-S, qui était la première norme de diffusion multimédia et de contenus multimédias par satellite, utilise en effet une modulation QPSK, et elle représente la norme de télévision par satellite la plus répandue dans les décodeurs actuels.

Une suite de symboles QPSK équiprobables et indépendants conformément à la constellation du standard DVB-S est générée.

Dans ce qui suit, une mise en forme est d'abord adoptée grâce à un filtre en racine de cosinus surélevé de roll-off $\alpha = 0.35$ (norme DVB-S) synthétisé à $F_e = NR_s$ et de réponse impulsionnelle notée $h(n)$. La synthèse de $h(n)$ est alors effectuée en utilisant les fonctions `rcosdesign.m` de Matlab.

2.1.2 Mise en place du récepteur en l'absence de canal

Filtrage de réception : On place en réception un filtre permettant de respecter le critère de Nyquist et qui fera également office de filtre adapté. La réponse impulsionnelle, $h_r(t)$, du filtre de réception est un des éléments qui peut différer selon les chaînes de transmission à étudier et implanter. La réponse impulsionnelle du filtre de réception est, elle aussi, représentée par un tableau de valeurs (ou coefficients) : $h_r = [h_r(0)h_r(1) \dots h_r(N-1)]$, si N représente l'ordre du filtre,

en supposant que l'on considère un filtre de type RIF (à réponse impulsionnelle finie). Le filtrage est réalisé en utilisant la fonction `filter` de Matlab.

Echantillonnage : On met ensuite en place l'échantillonnage au débit symbole. Le signal filtré est échantillonné à $n_0 + mN_s$ pour revenir au rythme symbole, n_0 représentant le numéro de l'échantillon à prélever dans la période T_s composée de N_s échantillons en numérique ($t_0 = n_0T_e$ et $T_s = N_sT_e$). On a ainsi à choisir et/ou à faire varier n_0 . L'instant d'échantillonnage optimal n_0 est déterminé grâce au tracé de la réponse impulsionnelle de toute la chaîne, ou encore grâce à un diagramme de l'oeil tracé sans bruit en sortie du filtre de réception. On fait attention de prendre en compte les retards introduits par les filtres de la chaîne de transmission.

Décision sur les symboles : On implante ensuite l'organe de décision (détecteurs à seuil sur les voies réelles et imaginaires). Un détecteur à seuil est utilisé pour prendre les décisions sur les symboles. On choisit le/les seuil(s) optimaux à utiliser (issus d'une règle de décision du maximum de vraisemblance pour des symboles supposés équiprobables).

Demapping : Un demapping est ensuite réalisé en vue de comparer les bits reçus aux bits émis dans l'objectif de calculer le taux d'erreur binaire de la transmission implantée.

2.1.3 Canal de transmission

Dans ce canal, le signal est soumis à diverses perturbations : venant de l'extérieur ou de l'imperfection du canal ou bien même des appareils électriques par exemple. Toutes ses perturbations seront modélisées par un Bruit Blanc Gaussien Additif (**AWGN**), que nous rajouterons au signal lors de son passage à travers le canal. Il sera généré de la manière suivante :

$bruit = \sigma_n * randn(1, length(x))$; avec x qui représente le signal à bruite et σ_n^2 la puissance du bruit souhaitée. σ_n^2 est donnée, en fonction du rapport signal à bruit par bit à l'entrée du récepteur E_b/N_0 , par :

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} F_e = \frac{E_s}{2 \frac{E_s}{N_0}} F_e = \frac{PT_s}{2 \frac{E_s}{N_0}} F_e = \frac{PT_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}} F_e$$

où N_s représente le facteur de sur échantillonnage, M l'ordre de la modulation et P la puissance du signal à bruite (signal en sortie du modulateur bande de base). P peut être obtenue sous Matlab de la manière suivante : $P = mean(abs(x).^2)$.

Le TEB **simulé** correspond au TEB résultant d'une implantation Matlab grâce à la fonction `qfunc.m`, tandis que le TEB **théorique** correspond à celui calculé selon les données de la chaîne :

$$TEB = \frac{3}{4} Q \left(\sqrt{\frac{4 E_b}{5 N_0}} \right)$$

Voici les tracés superposés de ces deux dernières dans une même figure, qui valide le **bon fonctionnement** de notre chaîne de référence :

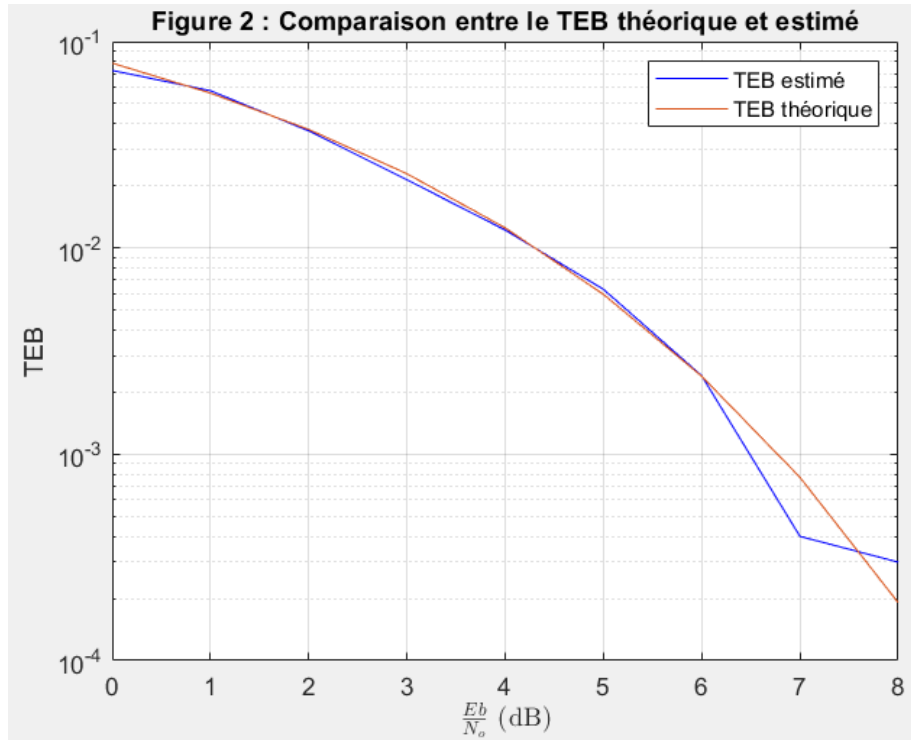


FIGURE 1 – Comparaison entre le TEB théorique et estimé

2.2 Codage canal

Le codage de canal est, en général, une affectation unique des caractères émis par la source aux caractères transmis par le canal. Cette assignation devrait être aussi efficace que possible et, compte tenu des perturbations sur le canal, être aussi fiable que possible.

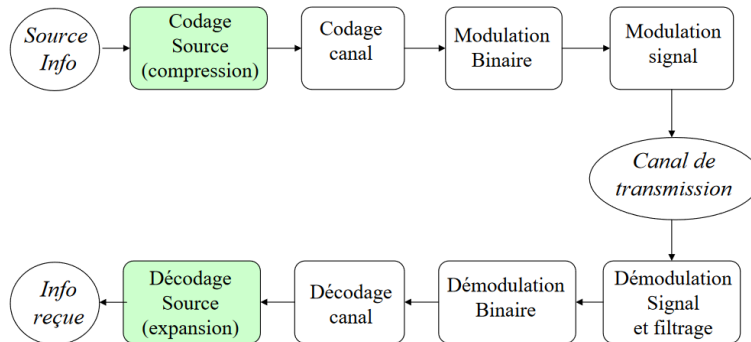


FIGURE 2 – Chaîne de transmission

2.2.1 Introduction du code convolutif

Les codes convolutifs, peuvent être considérés comme un cas particulier des codes en bloc linéaires, mais un point de vue plus large nous fera découvrir que la structure convolutif additionnelle munit le code linéaire de propriétés favorables qui facilitent à la fois son codage et améliorent ses performances. Les codes convolutifs forment une classe extrêmement souple et efficace de codes

correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. Théoriquement, ils ont les mêmes caractéristiques que les codes en blocs sauf pour la valeur de leur dimension et leur longueur. Ils s'appliquent sur des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles codés.

Dans notre chaine respective, on ajoute un code convolutif $(7, 1/2)$ de polynômes générateurs $g_1 = 171$ et $g_2 = 133$ conformément au standard DVB-S. On utilisera pour cela les fonctions `poly2trellis.m` et `convenc.m` de matlab. Afin de se familiariser avec le fonctionnement de ces fonctions on considère, dans un premier temps, un code convolutif $(3, 1/2)$ de polynômes générateurs $g_1 = 171$ et $g_2 = 133$ avant de passer au code défini dans le DVB-S.

Le décodage d'un code convolutif se fait en utilisant l'algorithme de Viterbi (fonction `vitdec.m` de matlab). Deux modes de décodage sont possibles :

— **Décodage de Viterbi hard (organe de décision précédant l'algorithme de Viterbi)**

La distance de Hamming entre les chemins de treillis est importante lorsqu'il s'agit de la capacité d'erreur de code. Lorsque le nombre d'erreurs est inférieure ou égale à la distance minimale du code, alors le décodeur donne une réponse correcte. Cependant, lorsque le nombre d'erreurs est supérieur à cette distance minimale, le décodeur donne une réponse fausse.

Voici alors une comparaison du TEB théorique sans codage particulier avec le TEB simulé suivant les paramètres du codage en question :

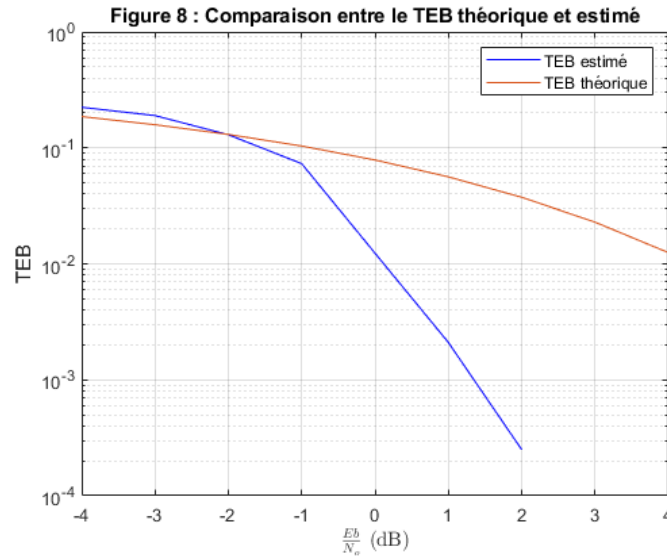


FIGURE 3 – TEB obtenus avec un codage Hard.

On remarque que grâce au codage adopté, la valeur du TEB **décroît fortement** pour atteindre une valeur **quasi-nulle** comparé au cas sans codage.

— **Décodage de Viterbi soft (entrées réelles dans l'algorithme de Viterbi)**

Afin d'exploiter pleinement les avantages de ce décodage, il faut quantifier correctement le signal d'entrée. La largeur de zone de quantification optimale est définie par la formule

suivante : $T = \sqrt{\frac{N_0}{2^k}}$ avec k le nombre de bits de décision.

Voici alors une comparaison du TEB théorique sans codage particulier avec le TEB simulé suivant les paramètres du codage en question :

Figure 1 : Comparaison entre le TEB théorique sans codage et estimé codage Soft

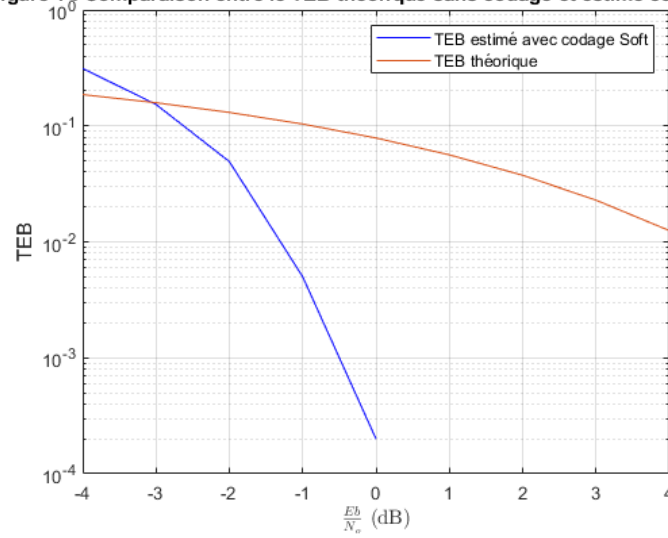


FIGURE 4 – TEB obtenus avec un codage Soft.

On remarque que grâce au codage adopté, la valeur du TEB **décroît fortement** pour atteindre une valeur **quasi-nulle** comparé au cas sans codage.

Conclusion : Une technique de décision hard peut détecter tout nombre d'erreurs inférieur ou égal à la capacité de correction du code. Cependant, pour trois erreurs ou plus, la séquence décodée est généralement incorrecte. La technique de décision soft décode correctement toute séquence avec une ou 2 erreurs indépendamment des niveaux de quantification attribués aux symboles d'une séquence reçue donnée. Pour trois erreurs ou plus, cette technique les détecte si elles ont un faible niveau de quantification. Le bruit perturbant le signal transmis influe selon les dispositions attribuées. On peut dire alors que **le codage soft est puissant par rapport au codage hard et convient aux canaux AWGN.**

2.2.2 Ajout du poinçonnage

Il permet d'améliorer le rendement du code convolutif en éliminant certains bits (on parle de Forward Error Code pour ce rendement).

On poinçonnera la sortie du codeur convolutif précédent de façon à obtenir un code de rendement $2/3$. On utilisera pour cela la matrice de poinçonnage $P = [1101]$. Il est possible de donner la matrice de poinçonnage souhaitée dans les fonctions *convenc.m* et *vitdec.m* de Matlab.

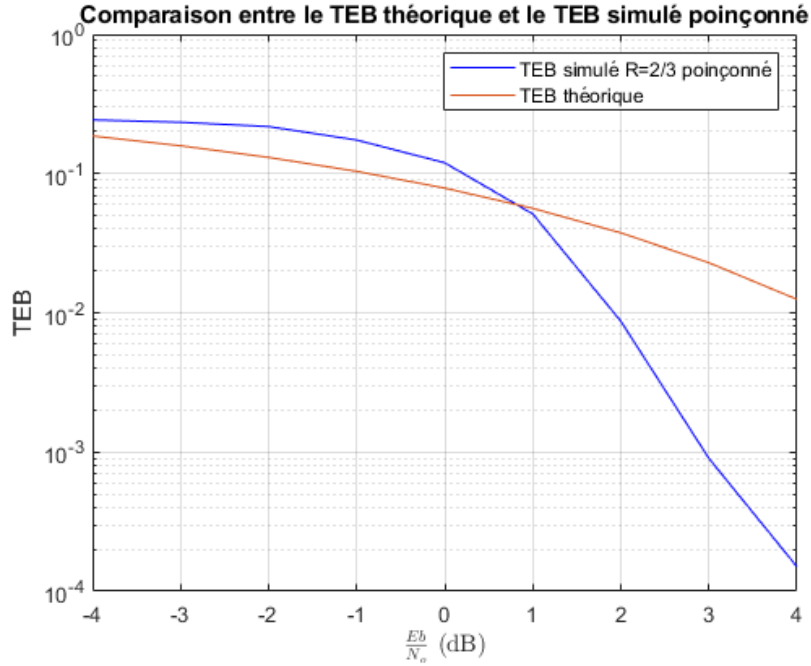


FIGURE 5 – TEB obtenus avec un codage hard poinçonné.

En particulier, pour le décodage d'un code convolutif poinçonné, les symboles décimés sont réintroduits dans le décodeur, avec une valeur quelconque et une fiabilité nulle. Le décodeur prendra automatiquement en compte, et de façon optimale, cette information. Dans un premier temps, nous reconnaissons un code convolutif poinçonné comme un code de paramètre plus grand (n', k', m') . Dans un second temps, nous testons tous les motifs de poinçonnage pour des paramètres qui seraient compatibles avec le code convolutif reconnu. Néanmoins, cette recherche exhaustive des motifs est coûteuse en temps et demande énormément de puissance de calcul notamment pour les motifs longs.

2.2.3 Ajout de l'entrelaceur et du code de Reed Solomon

- **Codage de Reed Solomon** : ce sont des codes de correction d'erreurs basés sur des blocs, destinés à un large éventail d'applications dans les communications et le stockage numériques. Il est vulnérable aux erreurs aléatoires mais fort aux erreurs en rafale. Par conséquent, il a de bonnes performances dans les canaux qui ont plus d'erreurs en rafale. En théorie de codage, les codes de Reed Solomon sont des codes de correction d'erreur cycliques inventés par Irving S. Reed et Gustave Solomon. Ils ont décrit une méthode systématique de construction de codes permettant de détecter et de corriger plusieurs erreurs de symbole aléatoires. En ajoutant t des symboles de contrôle aux données, un code RS peut détecter toute combinaison jusqu'à t symboles erronés, et corriger jusqu'à $\lfloor t/2 \rfloor$ symboles. En tant que code d'effacement, il peut corriger jusqu'à des effacements connus, ou il peut détecter et corriger des combinaisons d'erreurs et d'effacements.
- **L'entrelacement** : est une technique très utilisée dans un grand nombre de systèmes de communications numériques. En fait, un entrelaceur prend une séquence de symboles en entrée et reproduit la même séquence à la sortie mais dans un ordre temporel complètement différent. On peut dire alors qu'un entrelaceur est un système qui permute les éléments d'une séquence, sans bien sûr, aucune répétition. La combinaison de deux codeurs RSC et un entrelaceur a permis de créer un code avec de meilleures propriétés de distance de Hamming. A l'émission, les octets d'un paquet sont répartis dans d'autres paquets, ce qui permet d'éviter

d'avoir à corriger une longue suite de bits (ou octets) faux consécutifs. L'entrelacement permet de répartir les erreurs sur plusieurs paquets, facilitant ainsi la détection et la correction d'erreurs du décodeur RS. Le principe de l'entrelaceur convolutif utilise plusieurs registres à décalages qui vont induire un retard. L'entrelaceur utilise deux paramètres : le nombre de branches K et la profondeur T (en octet) du registre à décalage de base.

Voici ainsi la figure obtenue par notre implémentation :

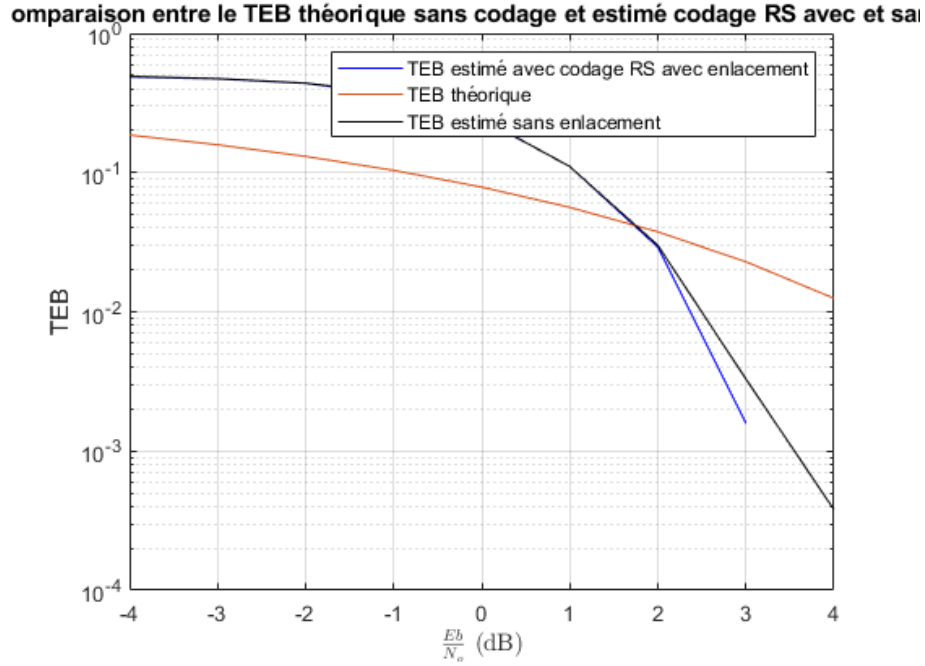


FIGURE 6 – TEB obtenus avec un codage de Reed Solomon.

En ce qui concerne le canal, et avec l'ajout des codeurs RS et Convolutif et du filtre, il existe un effet important du filtre par la valeur du facteur Roll-off (α) sur le canal. On remarque que le signal varie avant et après le filtre pour le canal, pour faire un signal fort contre la grande quantité d'erreurs, ce qui se passe généralement pendant le transfert de données par satellite.

3 Partie II : Communications avec les mobiles par satellites

L'utilisation de satellites artificiels pour les télécommunications a reçu une attention accrue pour diverses applications telles que les communications fixes ou mobiles, plates-formes stratosphériques, systèmes de navigation ou à large bande ; et le rôle des satellites évolue des services traditionnels de téléphonie et de télédiffusion (TV) aux services de données orientés utilisateur. La croissante demande d'accès multimédia hautement mobile, tels que les services de diffusion vidéo numérique par satellite vers les ordinateurs de poche (DVB-SH), à des débits de données élevés via Internet et d'autres réseaux, quelle que soit la situation géographique de l'utilisateur, affecte l'emplacement qui rend le rôle des communications mobiles par satellite très important. Les terminaux mobiles (MT) sont conçus pour communiquer avec le satellite lorsqu'il est en mouvement et peut être classé comme mobile terrestre, mobile aéronautique ou maritime mobiles, en fonction de leur emplacement sur ou près de la surface de la terre. La nature imprévisible, due à des variations dans le temps canal radio, cependant, limite les débits de données et la qualité de service (QoS) réalisables du terrain systèmes de communications mobiles par satellite (LMSC).

3.1 Modélisation du canal mobile satellite

Aujourd'hui, la diffusion vidéo numérique par satellite est la norme la plus échangée et utilisée dans les systèmes de diffusion numérique. Où elle est classée comme l'une des types de diffusion vidéo numérique en plus de la diffusion terrestre, la diffusion par câble et la diffusion à l'aide des systèmes mobiles 3G et 4G.

Les systèmes satellite mobiles sont traditionnellement utilisés pour des services de voix. Ils ont suivi la tendance des réseaux mobiles terrestres en offrant des services de données de plus en plus performants.

La connaissance de la moyenne de la distribution de **Rayleigh** suffit pour caractériser la distribution de Rayleigh. Donc, sachant que le canal suit une distribution de Rayleigh, il suffit de quelques mesures pour estimer la moyenne et caractériser complètement le canal. Nous utiliserons cette propriété pour diminuer le nombre de mesures lorsque nous caractériserons le canal simulé.

La plupart du temps, il n'existe pas de ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur et les trajets multiples ont des puissances voisines (aucun trajet dominant). Nous pouvons tout de même considérer le cas où il y aurait une ligne de vue avec l'émetteur ou plus généralement le cas où une des ondes incidentes serait sensiblement plus puissante que les autres. Ce type de canal a été étudié par **Rice**. Intuitivement, nous pouvons nous attendre à ce que la moyenne de l'amplitude soit plus élevée et que les affaiblissements soient plus rares qu'avec un canal de Rayleigh.

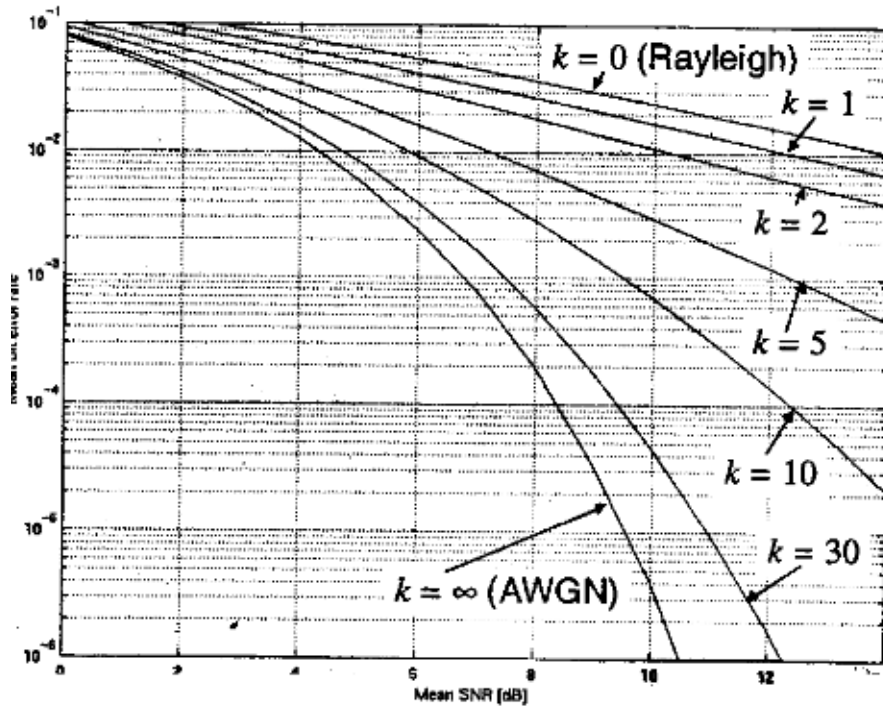


FIGURE 7 – Comparaison graphique entre Rayleigh et Rice.

3.2 Etude de la diversité apportée par le codage dans un canal de Rayleigh non sélectif en fréquence

Si le nombre d'éléments d'un trajet est important, on peut utiliser le théorème de la limite centrale et approximer le comportement dans le temps des différents trajets par une variable complexe dont les composantes en quadrature I et Q ont une distribution gaussienne. Quand le signal reçu se compose de multiples rayons réfléchis plus un composant significatif (trajet direct), l'amplitude d'enveloppe due à l'évanouissement à petite échelle suit une densité de Rice. Quand l'amplitude du trajet direct approche zéro, la densité de Rice approche une densité de Rayleigh. La densité de Rayleigh résulte de n'avoir aucun trajet dominant dans le signal.

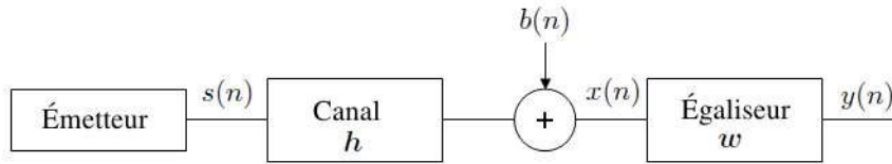


FIGURE 8 – Schéma de la chaîne de transmission sans codage.

La bande de cohérence est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation du signal sont corrélées. Si nous considérons un signal dont la bande passante est supérieure à la bande de cohérence du canal, le signal sera distordu de manière non-équivalente sur toutes les fréquences. Dans ce cas, le temps d'étalement sera supérieur à la durée du symbole ; le canal est alors dit sélectif en fréquence. Si, par contre, la bande passante du signal transmis est inférieure à la bande de cohérence du canal, alors le signal reçu subira les effets du canal de manière équivalente, quelle que soit la fréquence ; le canal est dit non sélectif en fréquence. Nous retrouvons la limite haute du débit utile sans I.S.I. (et sans égalisation).

Compenser le canal peut alors être réalisé grâce à l'un des deux canaux suivants :

- **Egaliseur ZF** : tant que le préfixe cyclique demeure assez long par rapport à la réponse impulsionnelle du canal pour maintenir l'orthogonalité entre les sous-porteuses, l'égalisation peut être réalisée simplement par l'égaliseur ZF. L'égaliseur ZF minimise la distorsion maximale entre les symboles à la sortie de l'égaliseur. Comme l'égaliseur ZF aura lieu dans le domaine fréquentiel, il aura le rôle d'ajustement de gain et de phase sur chaque sous-porteuse.
- **Egaliseur ML** : par rapport aux techniques d'estimation traditionnelles, les récepteurs basés sur ML ont montré de meilleures performances dans les cas de canaux sélectifs en fréquence et non linéaires sans nécessiter la connaissance des statistiques de canal. Cependant, la majorité de ces techniques ML effectuent une formation hors ligne où des algorithmes itératifs basés sur la descente de gradient stochastique sont déployés. Ces algorithmes d'apprentissage nécessitent une quantité importante de ressources temporelles pour atteindre un optimum global. De plus, le concept de formation hors ligne souffre d'une dégradation des performances lorsque le scénario de canal (statistiques de canal) rencontré lors de la phase de déploiement diffère de ceux utilisés lors du processus de formation.

La figure suivante représente les TEB des égaliseurs précédents. On remarque que les courbes sont **confondues**. En effet, malgré les différences techniques présentes, contrairement au cas de l'égaliseur ZF qui ne gère que l'interférence entre symboles, l'égaliseur ML cherche un compromis entre réduction des interférences entre symboles et amplification du bruit.

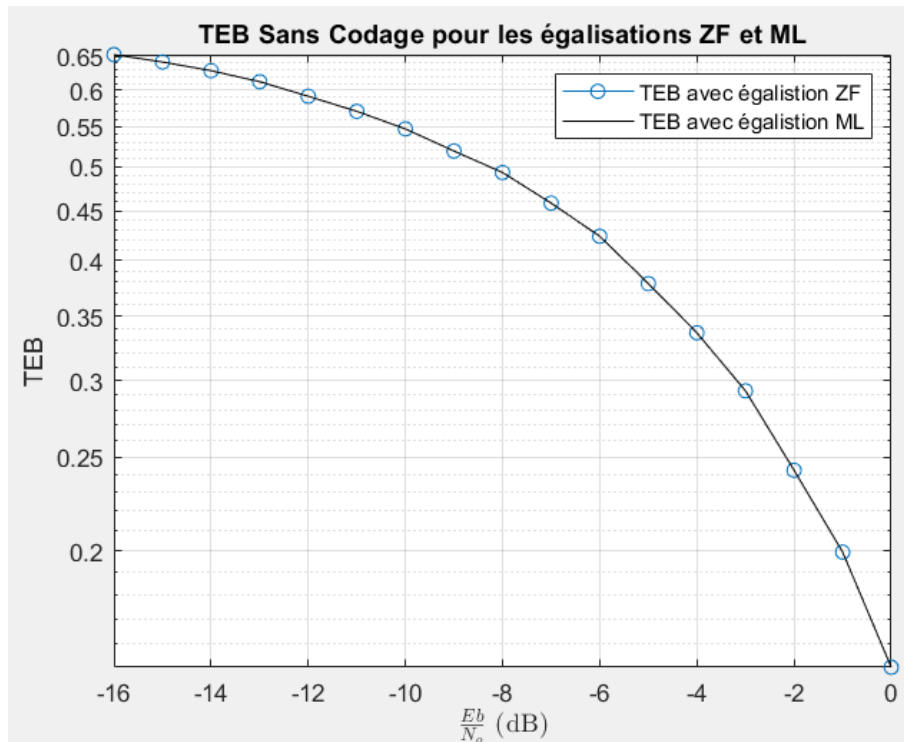


FIGURE 9 – TEB pour les égalisations ZF et ML sans codage.

```
(2.3.2) La diversité obtenu est [-1.039039e+00 -1.924356e+01]
(2.3.2) La diversité obtenu est [-1.039039e+00 -1.924356e+01]
>>
```

3.2.1 Modulation BPSK sans entrelaceur

Sans codage canal, on remarque que les modulations BPSK et QPSK ont la même efficacité en puissance. Le codage canal permet ainsi la diversité devant augmenter, sans que cette dernière ne soit remarquable d'après la figure des TEB suivante, ce qui signifie que **la modulation BPSK est plus sensible aux rafales d'erreurs lorsque on utilise pas d'entrelaceur après le code Reed Solomon**, ce qui permet de conclure pratiquement sur les diversités suivantes :

```
La diversité pour l'égalisation ZF est : [-3.357377e+00 -7.968737e+01]
La diversité pour l'égalisation ML est : [-3.357377e+00 -7.968737e+01]
>>
```

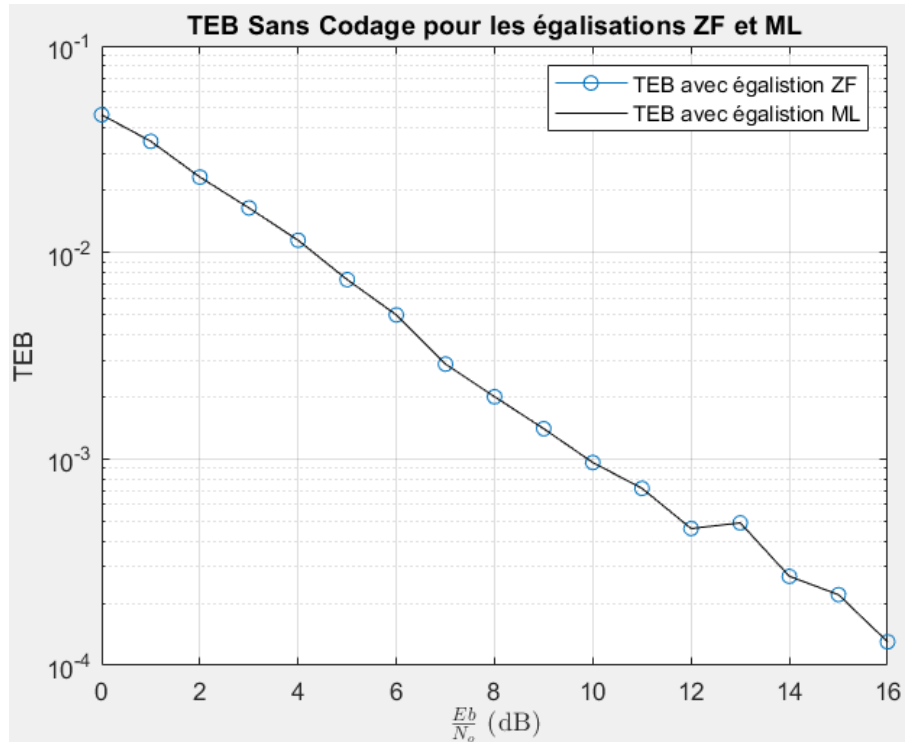


FIGURE 10 – TEB pour les égalisations ZF et ML sans entrelacement.

3.2.2 Modulation BPSK avec entrelaceur

Pour bien protéger les clés d'entrelacement contre les effets du canal, nous avons proposé un nouveau processus de codage et décodage robuste. Le principe est simple, les rangs d'entrelacement sont codés en binaire et modulés en utilisant la modulation BPSK. Le bloc d'entrelaceur sera alors ajouté avant celui du codage convolutif. À la réception et après décodage, on extrait le code binaire de l'entrelaceur utilisé à l'émission. Le canal étant bruité, un risque existe d'obtenir un code binaire qui ne correspond à aucune possibilité d'entrelacement.

Cette fois-ci, les diversités dépendent aussi des codages adoptés (soft ou hard) :

```
>> Partie2_BPSK_Avec_Entrelacement
La diversité pour l'égalisation ZF est : [3.909008e-04 -6.929406e+00]
La diversité pour l'égalisation ML est : [1.103716e-03 -6.910783e+00]
```

L'étude présentée a permis d'évaluer les performances d'un nouveau schéma par entrelacement. L'idée développée consiste à utiliser plusieurs entrelaceurs à l'émission, choisir celui qui donne le plus faible facteur de crête et transmettre ces informations via les sous-porteuses nulles. Cette technique permet une amélioration des performances sans dégradation des critères de communication (TEB et réponse fréquentielle). Le schéma suivant cofirme l'approche expliquée :

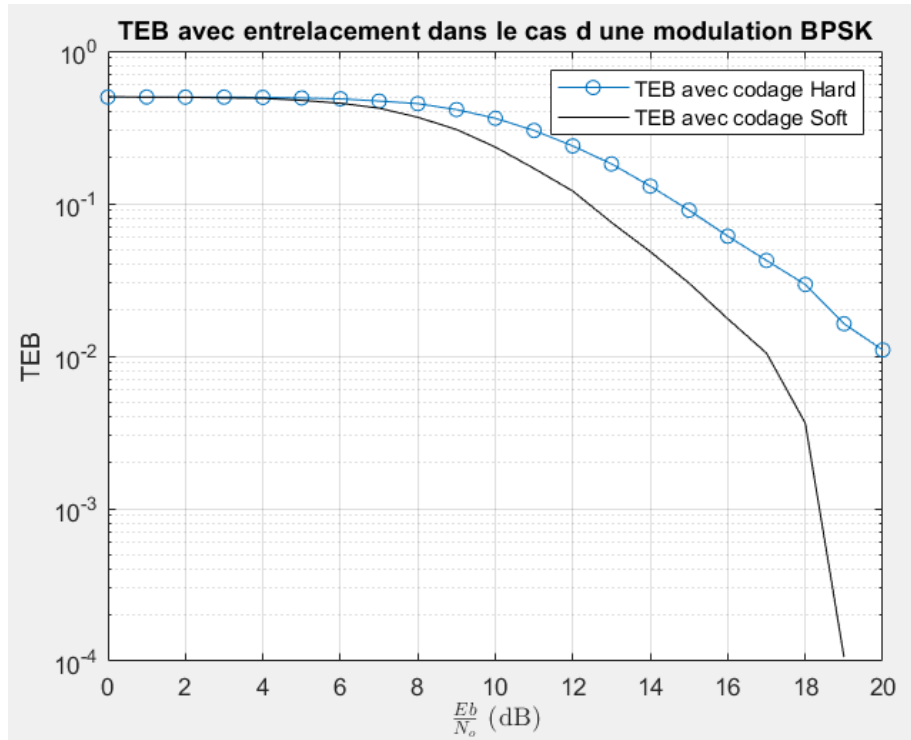


FIGURE 11 – TEB pour les codages soft et hard avec entrelacement.

3.2.3 Modulation QPSK avec entrelaceur

Toujours suivant les approches antérieures, on obtient les diversités attendues, tout comme les TEB adéquats, selon les critères et attentes envers la chaîne associée :

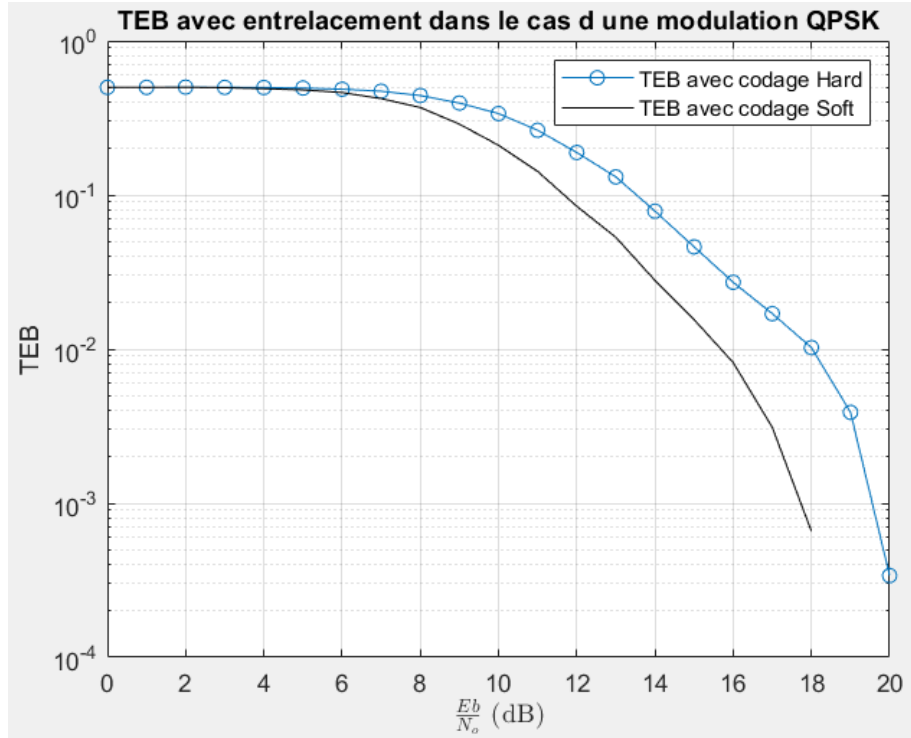


FIGURE 12 – TEB pour les codages soft et hard avec entrelacement.

3.3 Etude de la diversité apportée par le codage dans un canal de Rice non sélectif en fréquence

La distribution de Rice se produit quand un trajet puissant existe en plus des trajets dispersés de puissance plus faible. Elle est définie à partir de deux paramètres, le premier paramètre c'est l'amplitude ou l'enveloppe, de la composante principale et l'écart-type.

Dans le cas d'un système mono-antenne perturbé par un signal interférent dans un canal de Rice par exemple, il semble délicat de trouver une forme approchée précise de la probabilité d'erreur. Cependant, pour être plus affirmatif dans nos conclusions, il faudrait voir si l'on ne peut pas trouver des approximations exploitables dans la bande de cohérence est une mesure statistique qui quantifie la sélectivité en fréquence du canal. Elle permet de déterminer la bande à l'intérieur de laquelle le canal est considéré non sélectif en fréquence et laisse passer tout les composants spectraux avec approximativement le même gain et une phase linéaire.

La modulation utilisée est la QPSK, l'égalisation est de type ML.
On considérera 3 valeurs pour le facteur de Rice : $K=0$ dB, $K=5$ dB, $K=10$ dB

Le traitement de cette partie reste relativement court puisque repose sur les mêmes démarches de remarque et d'analyse optées pour la première partie.

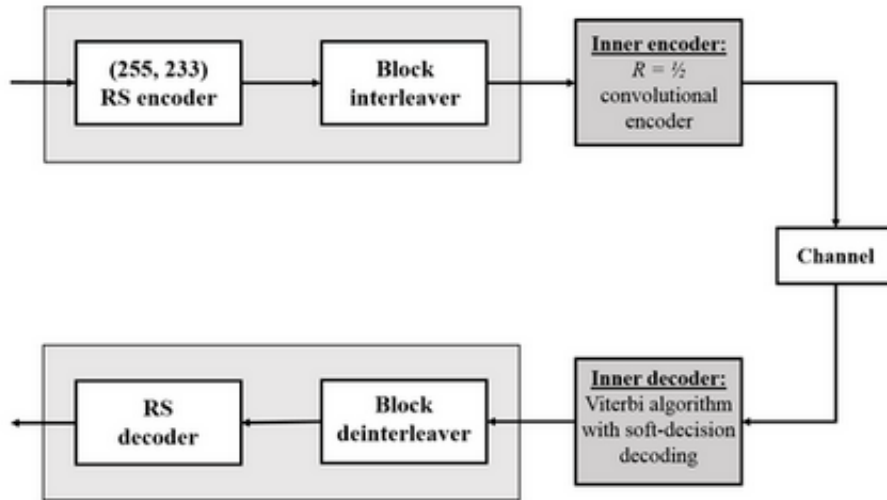


FIGURE 13 – Schéma de la chaîne de transmission sans codage.

3.3.1 Sans codage

De point de vue théorique, plus k est grand plus la diversité est grande comme observé dans la figure 7. D'après notre simulation, on retrouve les résultats suivants :

La diversité obtenu pour $k=1$ est $[-4.202931e-01 \ -7.340255e+00]$

La diversité obtenu pour $k=2$ est $[-5.701010e-01 \ -7.289067e+00]$

La diversité obtenu pour $k=3$ est $[-5.401274e-01 \ -7.292012e+00]$

De point de vue pratique, on obtient la figure ci-dessous :

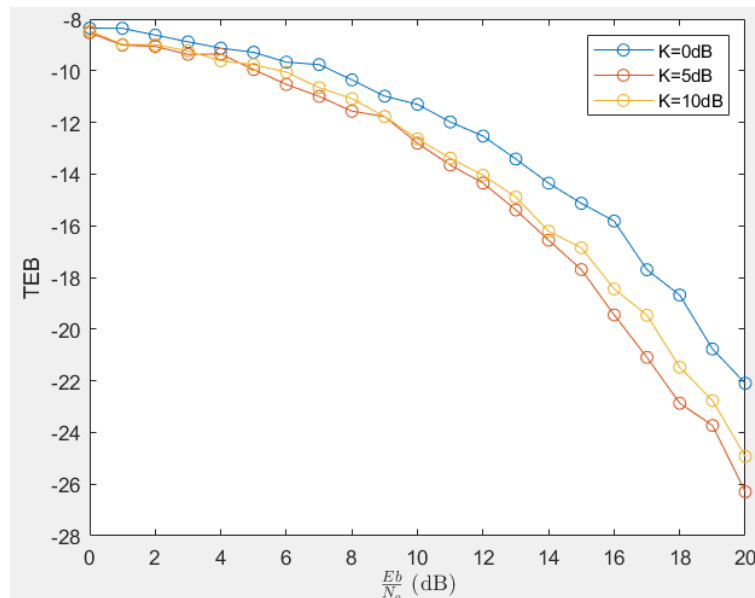


FIGURE 14 – TEB simulés selon les 3 différentes valeurs de k en dB.

On déduit ainsi une **cohérence** entre théorie et simulation.

3.3.2 Codage hard

Il s'agit ensuite de permettre un traitement avec codage, en particulier le codage hard, afin d'avoir un aperçu des effets attendus en terme d'efficacité et de concordance. Les figures résultantes nous permettent de déduire les mêmes résultats et remarques de la sous-section précédente :

La diversité obtenu pour $k=1$ est $[-2.427410e-02 \ -6.809204e+00]$

La diversité obtenu pour $k=2$ est $[-2.726197e-02 \ -6.797834e+00]$

La diversité obtenu pour $k=3$ est $[-3.515213e-02 \ -6.781313e+00]$

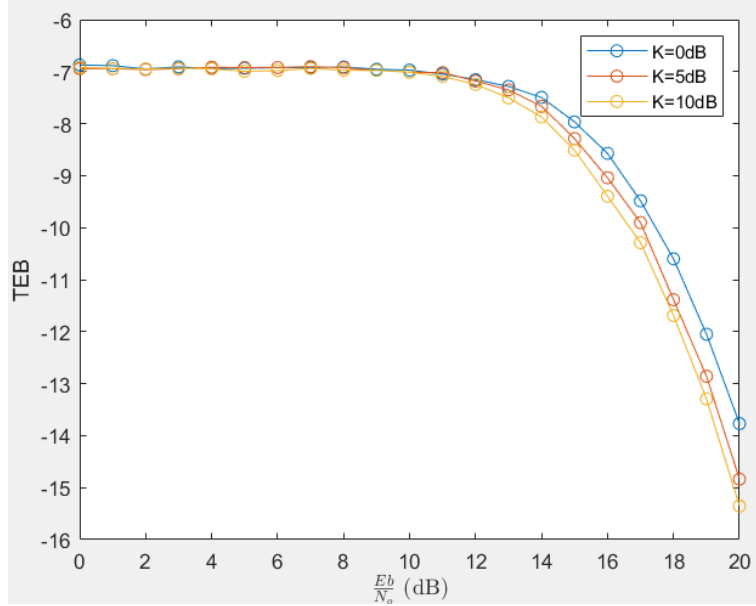


FIGURE 15 – TEB simulés selon les 3 différentes valeurs de k en dB.

4 Conclusion

Lors d'une télécommunication, les données envoyées sont fractionnées en paquets de transport, et sont divisées à travers un certain nombre de techniques telles que les tubes de données, le flux de données et les données circulaires, ainsi, pendant le processus de transmission des données, de nombreuses erreurs devraient se produire. Elles sont calculées au taux d'erreur binaire et utilisent les codages pour corriger les erreurs, de même pour les codages interne et externe afin d'accroître la protection accrue pour un plus faible rapport (E_b/N_0). Malgré les techniques utilisées par la technologie de diffusion vidéo numérique par satellite pour réduire les erreurs et le bruit, les résultats ne sont pas satisfaisants à ce point.

C'est pour cela la DVB-S de deuxième génération appelée DVB-S2 est meilleure que la norme précédente. Car elle Permet l'utilisation du Services de diffusion et TVHD avec accès à Internet. En vérifiant le facteur de Roll-off (α) et en expérimentant de nombreuses valeurs, la valeur la plus appropriée de la technologie de DVB-S qui change dans le filtre varie en fonction du canal de transmission et les trois suggestions précédentes peuvent être appliquées.

La DVB-S, malgré son développement, manque encore beaucoup pour diffuser la télévision numérique, avec concentration sur la convergence de différents médias et interaction. Pour l'avenir de la DVB-S comme perspective, d'autres valeurs peuvent être suggérées pour le facteur Roll-off

afin d'améliorer la fonction de filtrage, obtenir de meilleurs résultats et trouver des solutions aux problèmes rencontrés dans ce projet, tels que le bloc de décodage RS à sortir d'un canal de transmission DVB-S. Je suggérons ainsi de fixer le signal envoyé par satellite en parallèle à d'autres méthodes plus précises dans l'objectif d'éviter les interférences causées par les conditions météorologiques à titre d'exemple. Ces résultats permettent d'envisager une amélioration du rendement de l'étage d'amplification, tout en conservant la même qualité de service.

5 Bibliographie

[Pour des problèmes de mise en page, les liens des travaux consultés ne pouvaient être fournis. Cependnat, le cas échéant, nous pouvons les envoyer par mail. Merci pour votre compréhension.]