



RAPPORT COUCHES PHYSIQUES

Etude de structures d'entrelacement canal adaptée à la communication par satellite DVB-S2

Ayoub Najmeddine

Département Sciences du Numérique
2021-2022

Table des matières

1	Introduction	3
2	Chaîne de transmission numérique	3
2.1	Les canaux	3
2.1.1	Les canaux logiques	3
2.1.2	Les canaux physiques	3
2.2	Codage Canal	4
2.3	L'entrelacement	4
2.3.1	Exemple (Permutation simple de blocs)	5
2.3.2	Exemple (Entrelacement triangulaire simple)	6
3	Méthode de conception des entrelaceurs canal	6
3.1	Fonction d'entrelacement	7
4	Application au système de transmission DVB-S2	7
4.1	Le modèle du système	7
4.2	Résultats numériques	8
5	Implantation dans les systèmes de diffusion vidéo par voie terrestre	9
5.1	Conception d'un système de transmission DVB-T	9
6	Conclusion	10
7	Références	11
8	Annexes	11

1 Introduction

De nos jours, communiquer de n'importe quel lieu et avec n'importe qui n'est plus considéré comme un luxe mais fait partie courante de notre vie. Depuis l'avènement de l'ère des transmissions numériques, ces communications sont devenues accessibles à tous.

Nous étudions dans ce travail les techniques d'entrelacement de blocs pour améliorer la robustesse contre la perte de paquets sur un système de communication par satellite **DVB-S2**, et sur un système de diffusion vidéo par voie terrestre.

2 Chaîne de transmission numérique

Une chaîne de transmission numérique permet de transmettre une information numérique (suite d'éléments binaires) d'une source à un ou plusieurs destinataires. Cette information est transmise via un support physique qui peut-être filaire, terrestre ou satellitaire.

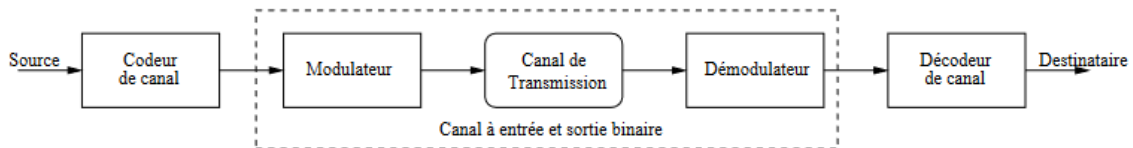


FIGURE 1 – Description d'un canal binaire

2.1 Les canaux

Selon le type de données transportées, on peut distinguer trois types de canaux : **canaux logiques**, **canaux de transport**, et **canaux physiques**. Cette classification permet ensuite, sur l'interface Radio, d'appliquer différentes caractéristiques de qualité de service et d'identifier les paramètres physiques liés à la transmission.

2.1.1 Les canaux logiques

Un canal logique est associé à un ou plusieurs flux de données (ou de signalisation) qui possèdent des caractéristiques communes : typologie des données transportées (plan usager ou plan de contrôle), priorité du flux, débit nominal (garanti ou non). Il est donc caractérisé par ce qu'il transporte, et non par la façon dont ces données sont véhiculées. Ce dernier, contenu dans un support physique, permet la transmission des données mais aussi des données système.

2.1.2 Les canaux physiques

Le contenu de l'information transporté sur les canaux physiques est associé en différents canaux logiques. Selon le type d'information véhiculé, on distingue les canaux suivants :

- Des canaux communs de contrôle (BCH, CCCH) accessibles à tous les mobiles.
 - ★ Des canaux de signalisation hors communication (SDCCH) dédiés à un seul mobile.
 - ★ Des canaux de signalisation pendant la communication (SACCH) utilisés en parallèle du trafic.
- Des canaux de trafic (TCH) dédiés à un seul mobile.

2.2 Codage Canal

Le codage canal joue un rôle important dans les systèmes de communication en permettant une protection des données de l'effet des perturbations produite par le canal de transmission. Le bloc de codage de canal est en général équipé d'un ou plusieurs codes correcteurs d'erreurs et d'un entrelaceur afin de lutter efficacement contre les erreurs de transmission. Cela en introduisant des redondances à l'émission de l'information binaire, ce qui permet au niveau du récepteur de détecter d'éventuelles erreurs.

Lors des transmissions radio-mobiles les bruits perturbateurs introduisent des erreurs de type *burst* ou encore par paquets ; les erreurs qui affectent la transmission se produisent en rafales. L'entrelacement est utilisé pour réaliser la diversité temporelle dans un système de communication de données numériques. Fondamentalement, l'entrelaceur disperse la séquence de bits dans le flux de bits afin de minimiser l'effet des erreurs de salve pendant la transmission. L'entrelacement est toujours utilisé en conjonction avec un code correcteur d'erreurs.

Les codes correcteurs d'erreurs corrigent les informations perdues dans les limites de leur capacité. En raison des erreurs en salves, la capacité des techniques FEC¹ à corriger les erreurs diminue. L'entrelaceur améliore les performances des codes FEC en organisant les données de manière non contiguë.

2.3 L'entrelacement

L'entrelaceur est utilisé à l'émetteur tandis que le désentrelaceur est utilisé au récepteur. L'entrelaceur convolutif peut être utilisé à la place de l'entrelaceur de blocs et il est idéal pour être utilisé avec les codes convolutifs.

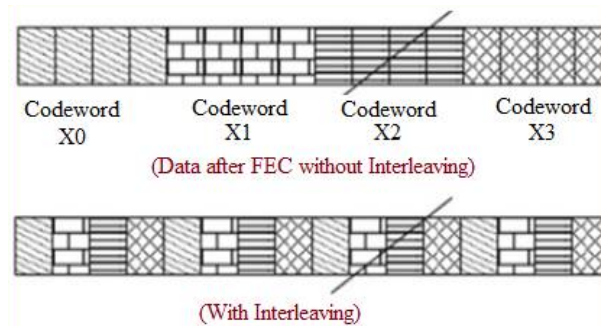


FIGURE 2 – Technique d'entrelacement.

Définition 1 (Profondeur d'un entrelaceur) La profondeur J d'un entrelaceur est définie comme la séparation minimale en périodes de symboles à la sortie de l'entrelaceur entre deux symboles quelconques qui étaient adjacents à l'entrée de l'entrelaceur.

La profondeur d'un entrelaceur a un effet significatif pour une rafale d'erreurs entrant dans un désentrelaceur au niveau du récepteur. Si une rafale d'erreurs a une durée inférieure à la profondeur, alors deux symboles affectés par la rafale ne peuvent pas être adjacents après désentrelacement.

1. Technique de traitement du signal numérique utilisée pour améliorer la fiabilité des données. Pour y parvenir, elle introduit des données redondantes, appelées "codes correcteurs d'erreurs" avant la transmission ou le stockage des données.

Définition 2 (Profondeur d'un entrelaceur) La période L d'un entrelaceur est la durée la plus courte pendant laquelle l'algorithme de réordonnement utilisé par l'entrelaceur se répète.

En effet, la période est établie par la description détaillée de l'entrelaceur et mesure la longueur d'un bloc de symboles d'entrée auquel l'entrelacement est appliqué. L'entrelaceur agit de manière répétée avec le même algorithme sur des blocs successifs de L symboles. Souvent, la période de l'entrelaceur est choisie pour être égale à la longueur de bloc d'un code externe lorsque des codes de bloc sont utilisés dans une concaténation en série.

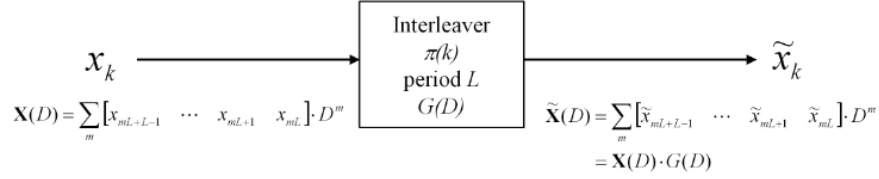


FIGURE 3 – Entrelaceur de base

Une séquence de symboles d'entrée d'entrelacement peut être représentée par la séquence de vecteurs $X(D)$ de dimension L (Figure 3) où chaque élément de la séquence s'étend sur une période de l'entrelacement.

De même, la sortie $\tilde{X}(D)$ de l'entrelaceur peut être considérée comme une séquence d'éléments de L symboles en sortie de l'entrelaceur. Ensuite, l'entrelacement peut être modélisé par un code convolutif/bloc de 'taux 1' sur le symbole alphabet avec un générateur G , et une relation entrée/sortie :

$$\tilde{X}(D) = X(D) \cdot G(D)$$

On définit le retard D correspondant à une période d'entrelacement, et la variable de retard symbole D_{sym} afin de simplifier la description de l'entrelacement, tel que :

$$D = D_{sym}^L$$

2.3.1 Exemple (Permutation simple de blocs)

$$\Pi(k) = \begin{cases} k+1 & \text{si } k = 0 \pmod{3} \\ k-1 & \text{si } k = 1 \pmod{3} \\ k & \text{si } k = 2 \pmod{3} \end{cases}$$

Sous forme tabulaire :

$\Pi(k)$	-1	1	0	2	4	3	5
k	-1	0	1	2	3	4	5

La profondeur est $J = 1$, et donc clairement cet entrelaceur n'est pas très utile. Le générateur correspondant est :

$$G(D) = G(D_{sym}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

2.3.2 Exemple (Entrelacement triangulaire simple)

$$\Pi(k) = \begin{cases} k & \text{si } k = 0 \pmod{3} \\ k - 3 & \text{si } k = 1 \pmod{3} \\ k - 6 & \text{si } k = 2 \pmod{3} \end{cases}$$

ou bien sous forme tabulaire :

$\Pi(k)$	-7	0	-2	-4	3	1	-1
k	-1	0	1	2	3	4	5

La profondeur est $J = 4$ période symbole.

Le générateur correspondant à un retard d'une période $L = 3$ est :

$$G(D_{sym}) = \begin{pmatrix} D_{sym}^6 & 0 & 0 \\ 0 & D_{sym}^3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad G(D) = \begin{pmatrix} D^3 & 0 & 0 \\ 0 & D^1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

3 Méthode de conception des entrelaceurs canal

Un entrelaceur canal performant doit permettre au récepteur de profiter des diversités temporelles et fréquentielle introduites par le code correcteur d'erreurs et l'OFDM. Pour ce faire, nous identifions comme essentielle lors de la conception de l'entrelaceur l'optimisation de ses propriétés de dispersion en temps et fréquence. Une implémentation possible de l'entrelaceur canal est montrée en figure 4. L'entrelaceur canal lit les cellules à partir des adresses $i, i \in \{0, 1, \dots, NT * NF - 1\}$, de la trame OFDM d'entrée, et les écrit aux adresse $\Pi(i)$ dans la trame OFDM de sortie.

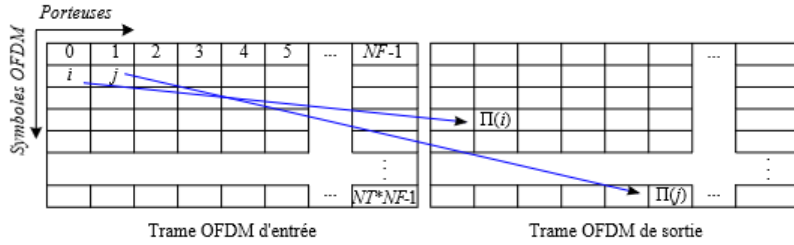


FIGURE 4 – Représentation de l'entrelaceur canal sur la trame OFDM.

On définit les spans temporel S_t et fréquentiel S_f minimaux associés à la cellule d'adresse i comme :

$$S_t(i) = \min_{j \neq i} (|t_i - t_j| + |t_{\Pi(i)} - t_{\Pi(j)}|)$$

$$S_f(i) = \min_{j \neq i} (|f_i - f_j| + |f_{\Pi(i)} - f_{\Pi(j)}|)$$

où t_u et f_u représentent les indices du symbole OFDM et de la porteuse de la cellule d'adresse u . Selon deux critères, la qualité de l'entrelaceur canal peut être déterminée à partir du traçage des histogrammes des deux spans dans le domaine temporel et fréquentiel. Le premier consiste à maximiser les valeurs minimales des spans, afin de casser efficacement les paquets d'erreurs en temps et en fréquence. Le deuxième est de minimiser le nombre de couples de cellules avec un span faible, autrement dit la multiplicité.

3.1 Fonction d'entrelacement

Il s'agit dans cette section de réduire la complexité de génération des adresses de l'entrelaceur canal, pour cela nous allons appliquer les critères d'optimisation décrits en section 2.4 sur une loi de permutation régulière, définie par :

$$\Pi(i) = L \times i \bmod N$$

où N représente le nombre total de cellules contenues dans une trame OFDM, et L la période de l'entrelaceur. qui doit être première avec N afin d'assurer la bijectivité de la fonction d'entrelacement. L est calculé à partir des deux paramètres L_t et L_f , qui représentent les périodes équivalentes de l'entrelaceur dans les domaines temporel et fréquentiel, par :

$$L = L_t \times NF + L_f$$

Pour la trame OFDM composée de NT symboles OFDM, les valeurs L_t (resp L_f) éligibles sont les périodes d'entrelacement régulier permettant de maximiser la valeur de *span* temporel (resp fréquentiel). Ensuite, les valeurs de L retenus à partir des différents couples (L_f, L_t) sont ceux qui correspondent aux valeurs les plus élevées du *span* temporel et fréquentiel dans la trame OFDM complète.

4 Application au système de transmission DVB-S2

Le système DVB-S2 (Digital-Video-Broadcasting-Satellite) permet la diffusion et la télévision haute définition (HDTV), le partage de contenu de données, exploiter des services Internet, et la liaison de données de communications militaires. Le système DVB-S2 est déterminé par trois idées principales : meilleures performances de transmission, une flexibilité totale, et une complexité acceptable au niveau du récepteur. Afin d'obtenir un meilleur compromis entre les performances et la complexité, la capacité peut augmenter d'environ 30% par rapport aux premières générations, la DVB-S2 exploite les améliorations apportées ultérieurement à la correction d'erreur directe (FEC) et aux schémas de modulation. Un exemple de programme interactif point à point est le codage-modulation adaptatif (ACM) qui permet d'optimiser les paramètres des transmissions pour répondre aux exigences du terminal telles que les changements de conditions de canal. Cela se traduit par une augmentation supplémentaire de l'efficacité de l'utilisation du spectre pour la deuxième génération par rapport à la première, ce qui permet d'optimiser la répartition spatiale. l'optimisation de l'agencement des parties de l'espace, ce qui permet de réduire le coût d'exploitation des services par satellite.

La DVB-S2 dispose de la technique FEC, basée sur la concaténation successive des codes BCH des codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC). Cette combinaison de la configuration FEC, et l'ajout des modulations d'ordre élevés (8PSK, 16-APSK et 32-APSK) donne une efficacité spectrale plus grande, et donc un débit de données élevé au système de transmission. Le premier code est le code BCH, qui forme une catégorie majeure de codes cycliques à correction active des erreurs. Cette catégorie de codes est une merveilleuse application du code de Hamming pour une correction multiples d'erreurs.

4.1 Le modèle du système

Le modèle de système DVB-S2 qui a été mis en œuvre à l'aide de Matlab (cf. Annexes) est illustré à la figure 5. Du côté de l'émetteur, des données aléatoires sont choisies comme source d'information. Les codage externe de Reed Solomon, et le code convolutif sont utilisés puis entrelacé par la technique d'entrelacement et enfin, les données sont modulées à l'aide de QPSK, puis transmis via un canal de Rice non sélectif en fréquence. Du côté de la réception, les données reçues sont maintenant démodulées et désentrelacées respectivement. Par conséquent, elles peuvent être décodées en utilisant respectivement les décodeurs RS et BCH. respectivement. En conséquence, cette première information peut être récupérée.

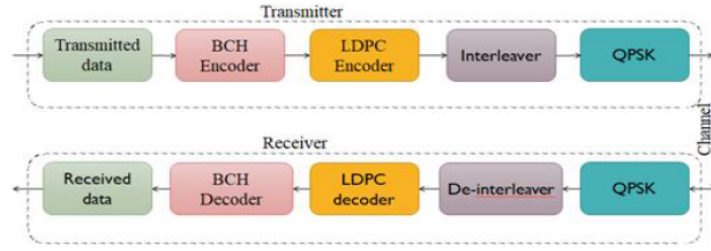


FIGURE 5 – Modèle du système.

4.2 Résultats numériques

L'analyse des performances de l'entrelaceur pour la DVB-S2 sera déterminée dans cette section, la figure 6 présente une comparaison des performances de l'entrelaceur canal. À $\text{BER}=0.1$, le SNR pour l'entrelaceur pour une *soft decision* est d'environ 17 dB alors que pour une *hard decision* atteint 19 dB. le gain étant d'environ 2 dB. Par conséquent, le système DVB-S2 avec l'entrelaceur avec *soft decision* donne les meilleures performances.

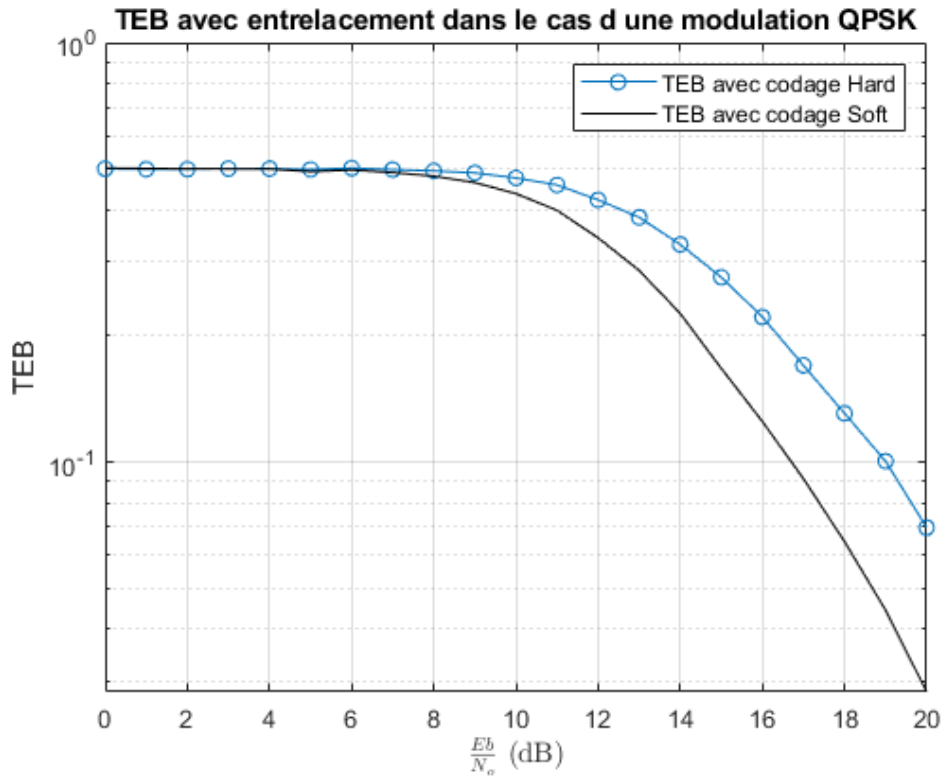


FIGURE 6 – Performances BER du DVB-S2 utilisant un entrelaceur avec modulation QPSK

Le codage canal et l'entrelacement permettent un SNR plus important par rapport au cas sans codage, comme le montre la figure 7 le gain est de 0.2 pour un taux d'erreur binaire $\text{TEB}=10^{-3}$.

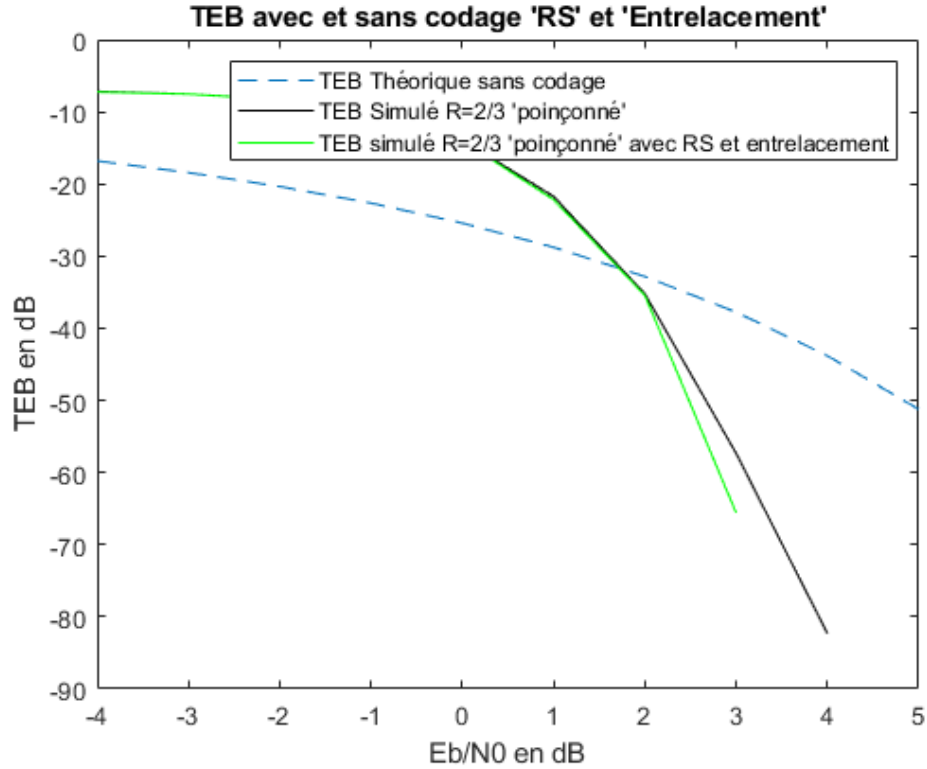


FIGURE 7 – Performances BER du DVB-S2 utilisant un entrelaceur et un codage RS comparés à une implantation sans entrelaceur et codage

5 Implantation dans les systèmes de diffusion vidéo par voie terrestre

5.1 Conception d'un système de transmission DVB-T

Nous allons à présent appliquer les critères définis précédemment (section 2.4) dans la conception des entrelaceurs canal dans le cas d'une trame OFDM DVB-T2 composé de $N = 357$ symboles OFDM transmis sur $NF = 1705$ porteuses. les meilleurs candidats pour L_t et L_f ont été identifiés. la figure 8 donne des valeurs minimaux du span en fonction de la période d'entrelacement, les candidats sont ceux permettant d'obtenir un span minimum de 57. Ensuite, les meilleures valeurs de L ont été identifiés dans la trame OFDM conduisant aux valeurs de L et de spans temporel et fréquentiel indiquées dans le tableau 1.

TAB. 1 – Valeurs de P retenues pour $NT=357$ et $NF=1705$, avec S_f minimum de 57 et multiplicité 588693.

P	S_t min/Multiplicité
40627	23/97862
40373	23/182698
284188	23/203740

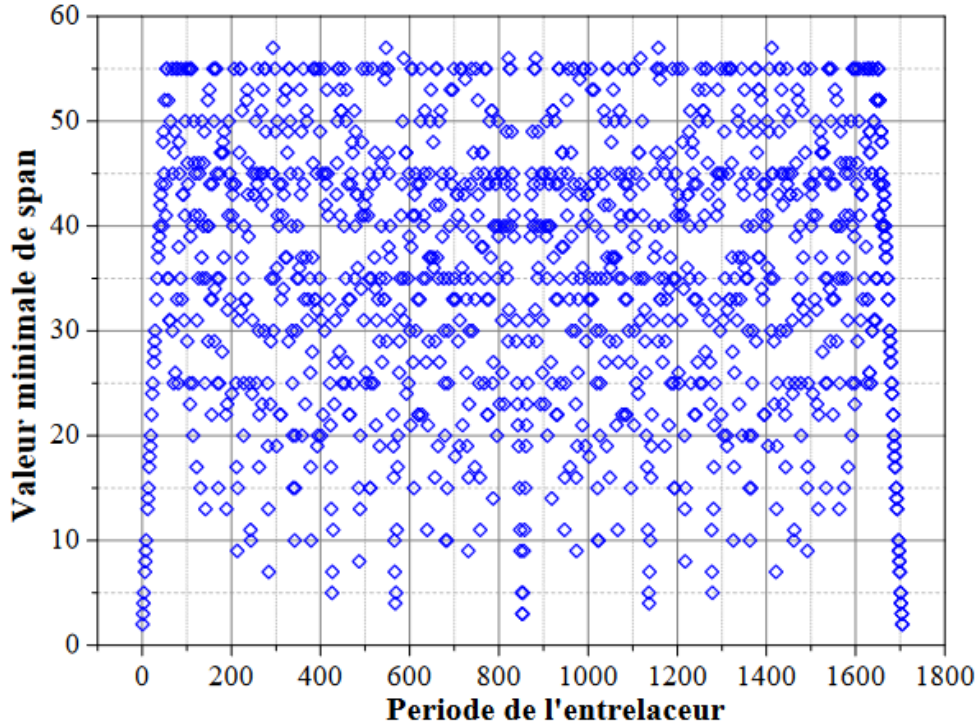


FIGURE 8 – Périodes possibles pour un entrelaceur régulier dans un vecteur de taille $NF = 1705$.

Une nouvelle méthode de conception d'entrelaceurs canal a été présentée. Cette méthode est basée sur l'optimisation conjointe des propriétés de span de l'entrelaceur en temps et en fréquence. Les simulations effectuées ont montré que les entrelaceurs proposés permettent d'améliorer les performances du système de transmission DVB-T2 lorsque la trame OFDM est soumise à un motif d'effacement régulier. D'un autre côté, la simplification de la structure d'entrelacement canal permet de mieux maîtriser les paramètres de conception et peut apporter des gains en complexité matérielle.

6 Conclusion

Dans le but d'améliorer la qualité des transmissions numériques, les normes sont en perpétuelle évolution ce qui engendre des problèmes de perturbation. Le domaine de la communication par satellite et par voie terrestre offrent une solution pertinente à ce problème : le codage canal et l'entrelacement connus par leurs performances en terme de correction des erreurs et le fait qu'ils traitent l'information en flux.

Ils permettent d'améliorer considérablement la qualité de transmission et par conséquent le TEB. L'entrelaceur permet de répartir les erreurs introduites par le canal de propagation sur la séquence binaire entière afin d'éviter les paquets d'erreur et faciliter la correction des erreurs en réception par le décodeur convolutif.

7 Références

Références

- [1] TSI, “Digital video broadcasting (DVB) : frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2),” EN 302 755 (V1.3.1), April 2012
- [2] G. Sicot and S. Houcke. Etude statistique du seuil dans la detection d’entrelaceur. In GRETSI, Louvain la Neuve, Belgique, 2005.
- [3] J. Sharma, S. Mishra, and N. Sharma, “An analysis of interleaver types for better BER performance in linear turbo equalizer,” 2017 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS), 2017.
- [4] <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00487330/document>
- [5] https://web.stanford.edu/class/ee379b/class_reader/chap11.pdf

8 Annexes

```

1  clear all
2  close all
3
4
5
6  %%Partie I
7  %%2 Codage canal :
8  %%Ajout du Code convolutif, l'entrelacement, et reed solomon :
9
10
11  % variables de la chaine de la transmission
12  n=10000;
13  Fe=12000;
14  Te=1/Fe;
15  Rb=6000;
16  M=4;
17  Rs=Rb*log(2)/log(M);
18  Ts=1/Rs;
19  Ns=floor(Ts/Te)+1;
20  alpha=0.5;
21  n0=8;
22  p=[1 1 0 1];
23  Eb_N0_dB=-4;5;
24  Eb_N0=10.^(Eb_N0_dB/10);
25
26  v_teb_the=[];
27  v_teb_sim_hard=[];
28  v_teb_sim_hard_p_RS=[];
29
30  N=204;
31  K=188;
32  nn=K*8*100;
33  %generation des bits
34  bits_colone=randi([0 1],nn,1);
35  bits=bits_colone.';
36
37  %codage RS
38  encoder=comm.RSEncoder(N,K,'BitInput',true);
39  decoder=comm.RSDecoder(N,K,'BitInput',true);
40  bitscodesRS=encoder(bits_colone);
41
42
43  %entrelacement
44  pp = randperm(length(bitscodesRS)); % vecteur de permutation
45  a = intrlv(bitscodesRS,pp);
46
47  % codage convolutif et poinçonnage (Sans RS ou Entrelacement)
48  trellis=poly2trellis([7],[171 133]);
49  bits_code_p=convenc(bits,trellis,p);

```

FIGURE 9

```

50
51 % codage convolutif et poinçonnage (Avec RS ou Entrelacement)
52 bits_code_p_RS_e=convenc(a.',trellis,p);
53
54
55 bits_colone_code_p=bits_code_p.';
56 bits_colone_code_p_RS_e=bits_code_p_RS_e.';
57
58
59
60 %modulation QPSK
61 s_colone_p=qammod(bits_colone_code_p,M,'InputType','bit');
62 s=s_colone_p.';
63 suite_dirac_pondere=kron(s,[1 zeros(1,Ns-1)]);
64 h=rcosdesign(alpha,8,Ns);
65 retard=8*Ns/2;
66 signal_emis=filter(h,1,[suite_dirac_pondere zeros(1,retard)]);
67 s_utile_p=signal_emis(1+retard: length(signal_emis));
68
69
70 s_colone_p_RS_e=qammod(bits_colone_code_p_RS_e,M,'InputType','bit');
71 s_p_RS=s_colone_p_RS_e.';
72 suite_dirac_pondere_p_RS=kron(s_p_RS,[1 zeros(1,Ns-1)]);
73 h=rcosdesign(alpha,8,Ns);
74 retard=8*Ns/2;
75 signal_emis_p_RS=filter(h,1,[suite_dirac_pondere_p_RS zeros(1,retard)]);
76 s_utile_p_RS_e=signal_emis_p_RS(1+retard: length(signal_emis_p_RS));
77
78
79
80 for j=1:length(Eb_N0_dB)
81
82
83     %canal AWGN
84     c_p=s_utile_p;
85     c_p_RS_e=s_utile_p_RS_e;
86
87     %bruit
88     P_signals=var(s_utile_p);
89     sigma_2=P_signals*Ns/(2*log2(M)*Eb_N0(j));
90     sigma=sqrt(sigma_2);
91     bruitQ= sigma*randn(1,length(c_p));
92     bruitI= sigma*randn(1,length(c_p));
93     bruit=bruitQ+i*bruitI;
94
95

```

FIGURE 10

```

96
97     P_signals_p_RS=var(s_util_p_RS_e);
98     sigma_2_p_RS=P_signals_p_RS*Ns/(2*log2(M)*Eb_N0(j));
99     sigma_p_RS=sqrt(sigma_2_p_RS);
100     bruitQ_p= sigma_p_RS*randn(1,length(c_p_RS_e));
101     bruitI_p= sigma_p_RS*randn(1,length(c_p_RS_e));
102     bruit_p_RS=bruitQ_p+ 1i*bruitI_p;
103
104
105     %signal + bruit
106     w_p=c_p+bruit;
107     w_p_RS_e=c_p_RS_e+bruit_p_RS;
108
109     %reception
110
111     hr=h;
112     y=filter(hr,1,[w_p zeros(1,retard)]);
113     z_p=y(1+retard:length(y));
114
115     hr=h;
116     y_p_RS_e=filter(hr,1,[w_p_RS_e zeros(1,retard)]);
117     z_p_RS_e=y_p_RS_e(1+retard:length(y_p_RS_e));
118
119
120     %échantillonnage et demodulation
121     z_echantillonne=z_p(1:Ns:end);
122     bits_decise_mat=qamdemod(z_echantillonne,M,'OutputType','bit');
123     bits_decise_p=reshape(bits_decise_mat,1,2*size(bits_decise_mat,2));
124
125     z_echantillonne_p_RS=z_p_RS_e(1:Ns:end);
126     bits_decise_mat_p_RS=qamdemod(z_echantillonne_p_RS,M,'OutputType','bit');
127     bits_decise_p_RS=reshape(bits_decise_mat_p_RS,1,2*size(bits_decise_mat_p_RS,2));
128
129
130     %décodage convolutif (Hard decoding) :
131     tb=5*7;
132     bits_decode_hard_p = vitdec(bits_decise_p,trellis,tb,'trunc','hard',p);
133     %teb
134     teb_simule_hard=1-sum(bits(1:length(bits_decode_hard_p))==bits_decode_hard_p)/length(bits_decode_hard_p);
135     v_teb_sim_hard=[v_teb_sim_hard teb_simule_hard];
136

```

FIGURE 11

```

137
138
139     % Décodage convolutif (Hard decoding) :
140     bits_decode_hard_p_RS_e= vitdec(bits_decise_p_RS_e,trellis,tb,'trunc','hard',p);
141     % Dé-entrelacement
142     bits_decode_hard_p_RS_e=deintrlv( bits_decode_hard_p_RS_e,pp);
143     % Décodage RS :
144     bits_decode_hard_p_RS_e=decoder(bits_decode_hard_p_RS_e.'');
145     bits_decode_hard_p_RS_e=bits_decode_hard_p_RS_e.'';
146     % TEB
147     teb_simule_hard_p_RS=1-sum(bits(1:length(bits_decode_hard_p_RS_e))==bits_decode_hard_p_RS_e)/length(bits_decode_hard_p_RS_e);
148     v_teb_sim_hard_p_RS=[v_teb_sim_hard_p_RS teb_simule_hard_p_RS];
149
150
151
152     % TEB théorique sans codage
153     teb_theorique=qfunc(sqrt(2*Eb_N0(j)));
154     v_teb_the=[v_teb_the teb_theorique];
155
156
157 end
158
159
160 figure
161 plot(Eb_N0_db,10*log(v_teb_the),'--')
162 hold on
163 plot(Eb_N0_db,10*log(v_teb_sim_hard),'k')
164 hold on
165 plot(Eb_N0_db,10*log(v_teb_sim_hard_p_RS),'g')
166 xlabel("Eb/N0 en dB")
167 ylabel("TEB en dB")
168
169 legend("TEB Théorique sans codage","TEB Simulé R=2/3 'poinçonné' ","TEB simulé R=2/3 'poinçonné' avec RS et entrelacement")
170 title(["TEB avec et sans codage 'RS' et 'Entrelacement'"])

```

FIGURE 12