

Projet de communications numérique

Simulation d'une chaîne de communication numérique au standard DVB-S

Deuxième année Télécommunications et réseaux

2017-2018

1 Introduction

L'objectif du projet de communication numérique est de simuler sous Matlab une chaîne de transmission au standard DVB-S (diffusion par satellite). Le canal de propagation est AWGN. La simulation se fera par étapes. Dans un premier temps on mettra en place le couple modulateur/démodulateur. On ajoutera ensuite le codage canal. Enfin on considèrera de possibles erreurs de synchronisation sur la fréquence porteuse et on implantera une boucle à verrouillage de phase en réception afin de pouvoir les corriger.

2 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). La densité spectrale de puissance associée au bruit $n(t)$ introduit par le canal s'écrit $S_n(f) = \frac{N_0}{2} \forall f$. Le démodulateur optimal devra être implanté et le TEB simulé comparé au TEB théorique.

Afin de réduire le temps de simulation on travaillera sur la chaîne passe-bas équivalente associée à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse (voir FIG. 1 et 2). On définit pour cela un signal complexe basse fréquence équivalent au signal transmis (enveloppe complexe) :

$$x_e(t) = I(t) + jQ(t),$$

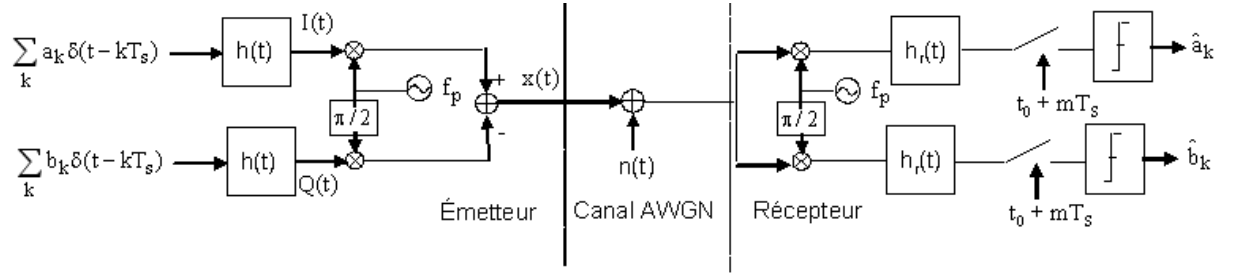


FIGURE 1 – Chaîne de transmission sur porteuse

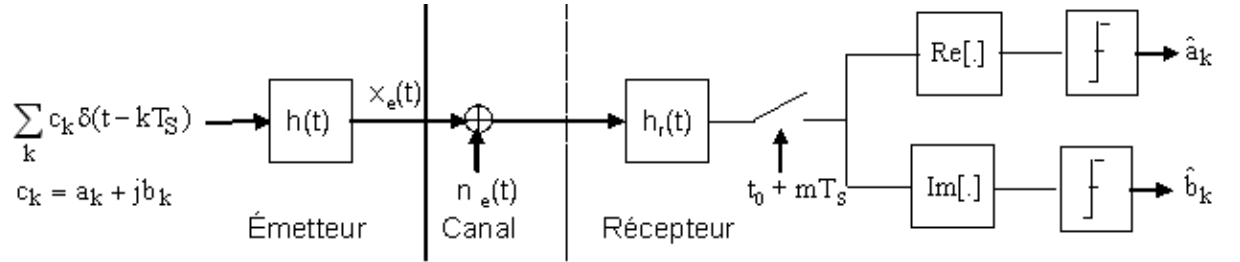


FIGURE 2 – Chaîne de transmission passe-bas équivalente

associé au signal réel :

$$x(t) = \text{Re} [x_e(t)e^{j2\pi f_p t}] .$$

De la même manière, on associe un bruit complexe basse fréquence au bruit $n(t)$ introduit par le canal de propagation :

$$n_e(t) = n_I(t) + jn_Q(t) \text{ avec } S_{n_I}(f) = S_{n_Q}(f) = N_0 \forall f$$

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

On générera une suite de symboles QPSK équiprobables et indépendants, c_k , conformément à la constellation du standard DVB-S (figure 3).

On générera ensuite la suite d'impulsions de Dirac correspondante $\sum_k c_k \delta(t - kT_s)$. La période symbole T_s sera composée de N échantillons : $T_s = NT_e$, T_e étant la période d'échantillonnage et N le nombre d'échantillons par symbole fixé de manière à respecter la condition de Shannon.

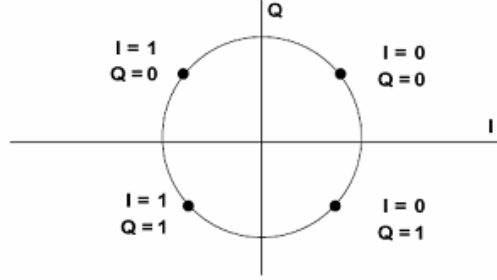


FIGURE 3 – Constellation QPSK du DVB-S

On mettra en forme en utilisant un filtre en racine de cosinus surélevé de roll off 0.35 (norme DVB-S) et de réponse impulsionnelle notée $h(t)$. La synthèse de $h(t)$ pourra être effectuée en utilisant par exemple les fonctions *rcosfir.m* ou *rcosdesign.m* de matlab.

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

On placera en réception un filtre permettant de respecter le critère de Nyquist et qui fera également office de filtre adapté. On mettra ensuite en place l'échantillonneur. On choisira l'instant optimal d'échantillonnage en utilisant, par exemple, un diagramme de l'oeil. On fera attention de prendre en compte les retards introduits par les filtres de la chaîne de transmission. On implantera ensuite l'organe de décision (détecteurs à seuil sur les voies réelles et imaginaires). On pourra calculer le taux d'erreur symbole afin de vérifier, en l'absence de bruit, qu'il est bien nul.

2.3 Canal de transmission

On ajoutera un canal AWGN (canal satellite fixe, voie aller) à la chaîne de transmission précédente. On pourra utiliser plusieurs puissances de bruit que l'on calculera en fonction de E_b/N_0 , le rapport signal à bruit par bit à l'entrée du récepteur. La variance du bruit à appliquer sur les voies en phase et quadrature du bruit complexe $n_e(t)$ s'écrit de la manière suivante :

$$\sigma_{n_I}^2 = \sigma_{n_Q}^2 = \frac{\sum_n |h(n)|^2 \sigma_c^2}{2E_s/N_0}, \quad (1)$$

où σ_c^2 représente la variance des symboles c_k , $h(n)$ la réponse impulsionnelle numérique du filtre de mise en forme et E_s/N_0 le rapport signal à bruit par symbole à l'entrée du récepteur.

On visualisera l'influence du bruit sur les diagrammes de l'oeil. On évaluera le TES de la liaison en fonction de E_b/N_0 pour des valeurs allant de 0dB à 4dB par pas de 1 dB et on le comparera au TES théorique. On déduira le TEB du TES.

Notes :

- Les TES estimés ne seront fiables qu'au delà d'une centaine d'erreurs mesurées.
- Bien entendu il s'agira d'expliquer tous les résultats obtenus...

3 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.

3.1 Introduction du code convolutif

On ajoutera à la chaîne de transmission de base réalisée précédemment un code convolutif (7, 1/2) de polynômes générateurs $g_1 = 171_{oct}$ et $g_2 = 133_{oct}$ conformément au standard DVB-S (FIG. 4). On utilisera pour cela les fonctions *poly2trellis.m* et *convenc.m* de matlab. Afin de se familiariser avec le fonctionnement de ces fonctions on peut, dans un premier temps, considérer un code convolutif (3, 1/2) de polynômes générateurs $g_1 = 5_{oct}$ et $g_2 = 7_{oct}$ 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) et soft (entrées réelles dans l'algorithme de Viterbi).

Pour des valeurs de E_b/N_0 allant de -4 à 7 dB, on comparera les TES (ou TEB) obtenus avec et sans codage en fonction du $\frac{E_b}{N_0}$ utile, en testant les deux modes de décodage.

Table 2: Punctured code definition

Original code			Code rates									
			1/2		2/3		3/4		5/6		7/8	
K	G1 (X)	G2 (Y)	P	dfree	P	dfree	P	dfree	P	dfree	P	dfree
7	171 _{oct}	133 _{oct}	X: 1 Y: 1 I=X1 Q=Y1	10	X: 1 0 Y: 1 1 I=X1 Y2 Y3 Q=Y1 X3 Y4	6	X: 1 0 1 Y: 1 1 0 I=X1 Y2 Q=Y1 X3	5	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0 I=X1 Y2 Y4 Q=Y1 X3 X5	4	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0 I=X1 Y2 Y4 Y6 Q=Y1 Y3 X5 X7	3

NOTE: 1 = transmitted bit
0 = non transmitted bit

FIGURE 4 – Définition du codage convolutif dans le standard DVB-S

3.2 Ajout du poinçonnage

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 $P = [1101]$ selon la procédure illustrée dans la figure 5. Il est possible de donner la matrice poinçonnage souhaitée dans les fonctions *convenc.m* et *vitdec.m* de matlab.

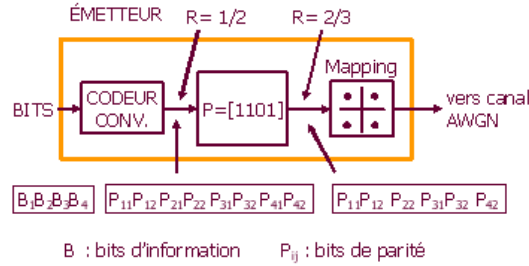


FIGURE 5 – Procédure de poinçonnage

Pour le décodage, il est plus judicieux d'utiliser le décodeur de Viterbi associé au codeur original (7, 1/2) que d'adapter le treillis du code au poinçonnage. Il est donc nécessaire de re-introduire les bits poinçonnés dans la séquence à décoder par l'algorithme de Viterbi. La contribution de ces bits "re-introduits" doit être nulle dans le calcul des métriques pendant le décodage. Une approche possible consiste à utiliser l'algorithme de Viterbi "soft decision" et à rajouter des valeurs nulles aux emplacements des bits poinçonnés de manière à ce que la contribution des bits "re-introduits" soit nulle. La procédure est illustrée par la figure 6. Elle est prise en charge par la fonction *vitdec.m* si la matrice de poinçonnage utilisée est précisée.

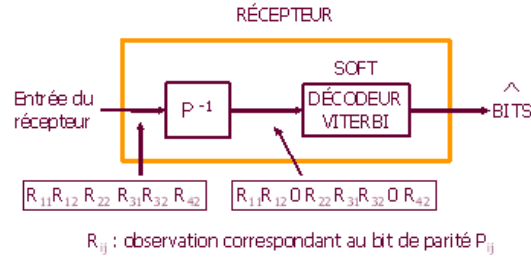


FIGURE 6 – Décodage de Viterbi du code poinçonné

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

La norme DVB-S prévoit un codage externe de Reed-Solomon. Ce code est appliqué par blocs de 188 octets qui correspondent à la longueur d'une trame MPEG2 système. On ajoutera donc à la chaîne précédente un codage RS (204,188), appliqué à des symboles de 8 bits. Le code RS (204,188) est un code raccourci construit à partir du code RS de longueur maximale (255,239) dont la capacité de correction t est de 8 symboles. On utilisera les fonctions *comm.RSEncoder.m*, *comm.RSDecoder* et *step.m* de matlab.

Afin d'optimiser les performances du codage, la norme DVB-S place un entrelaceur entre le codeur RS et le codeur convolutif. Cet entrelaceur est de type convolutif. On l'implantera en utilisant les fonctions *convintrlv.m* et *convdeintrlv.m* de matlab.

4 Synchronisation

Des erreurs de synchronisation peuvent se produire dans une chaîne de transmission. Il s'agit d'erreurs de phase et de fréquence survenant sur l'horloge et la porteuse. On s'intéressera ici aux erreurs de synchronisation sur la porteuse. On implantera une boucle à verrouillage de phase numérique permettant de corriger les erreurs lentement variables sur la phase de la porteuse.

4.1 Structure de la boucle de phase

La figure 7 rappelle la structure d'une boucle de phase. $r(k)$ désigne un échantillon du signal reçu en sortie du filtre adapté, correspondant à un symbole d'information c_k . Φ_k représente l'erreur de phase à estimer pour le symbole reçu

$r(k)$, et $\hat{\Phi}_k$ désigne le paramètre estimé dans la boucle, pour ce même symbole. On notera par la suite $\varepsilon = \Phi - \hat{\Phi}$ l'erreur résiduelle après correction.

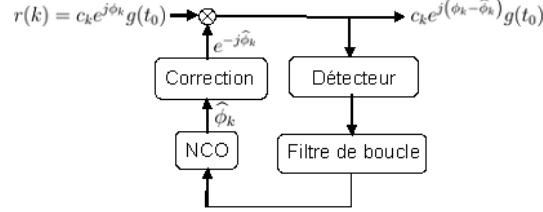


FIGURE 7 – Boucle de phase

4.1.1 Détecteur

Pour une boucle de phase de type NDA (non data aided) et avec la constellation QPSK illustrée sur la figure 3, l'expression du détecteur d'erreur est la suivante :

$$u_{NDA}(k) = -Im \left[\left(r(k) e^{-j\hat{\Phi}} \right)^4 \right]$$

Dans le cas idéal, la sortie du détecteur est proportionnelle à l'erreur résiduelle ε sur le paramètre, après correction du signal reçu : $u(\varepsilon) = G\varepsilon$ où G est appelé gain du détecteur. En pratique, la réponse du détecteur ne peut généralement être considérée comme linéaire que lorsque l'erreur résiduelle est faible (ce qui est effectivement le cas ici, après convergence de la boucle). Le gain du détecteur correspond alors à la pente à l'origine de sa caractéristique en boucle ouverte que l'on devra déterminer.

4.1.2 Filtre de boucle

Le choix du filtre détermine le comportement de la boucle. Il est généralement choisi d'ordre 1 ou 2 ; sa fonction de transfert s'écrit alors sous la forme $F(z) = A + \frac{B}{1-z^{-1}}$, où $B = 0$ si le filtre est du premier ordre. Le calcul des coefficients A et B (fichier AB.m fourni) est donné ci-dessous pour la boucle d'ordre 2 en fonction de $B_l T_s$, bande de bruit de la boucle :

$$AG = \frac{16\zeta^2 B_l T (1 + 4\zeta^2 - 4B_l T)}{(1 + 4\zeta^2)(1 + 4\zeta^2 - 8\zeta^2 B_l T)} \quad (2)$$

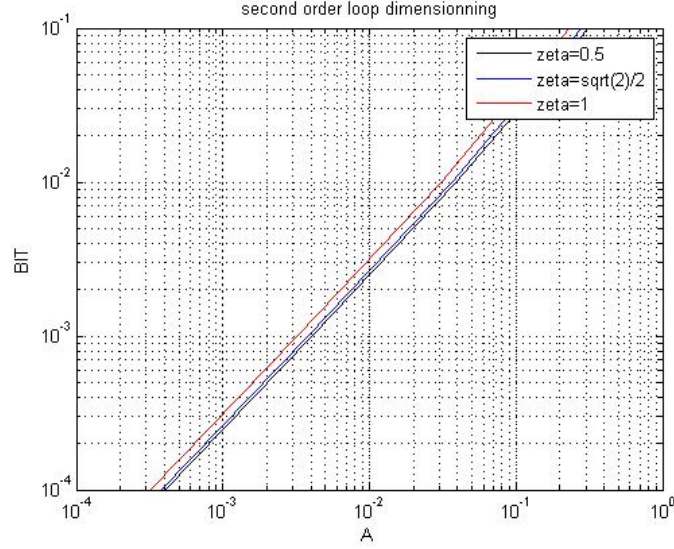


FIGURE 8 – Détermination du paramètre A

$$BG = \frac{64\zeta^2(BiT)^2}{(1 + 4\zeta^2)(1 + 4\zeta^2 - 8\zeta^2 BiT)} \quad (3)$$

- ζ est un paramètre appelé facteur d'amortissement, qui détermine le comportement de la boucle : plus ce paramètre est grand, plus la boucle sera stable, mais plus elle mettra de temps à converger. On considérera ici $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$.
- Une fois ζ fixé et le gain du détecteur G estimé par une simulation en boucle ouverte, on détermine donc les paramètres A et B du filtre de boucle en fonction de la bande de bruit souhaitée, à partir des expressions précédentes codées dans le fichier AB.m. Les figures 8 et 9 illustrent la relation entre la bande de bruit et les paramètres A et B , pour un détecteur de gain unitaire $G = 1$.

4.1.3 NCO

Le NCO (Numerically Controlled Oscillator) permet la mise à jour de l'estimation du paramètre $\hat{\Phi}$ à chaque itération de la boucle. Dans une boucle numérique, il consiste en un simple filtre intégrateur : $N(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$.

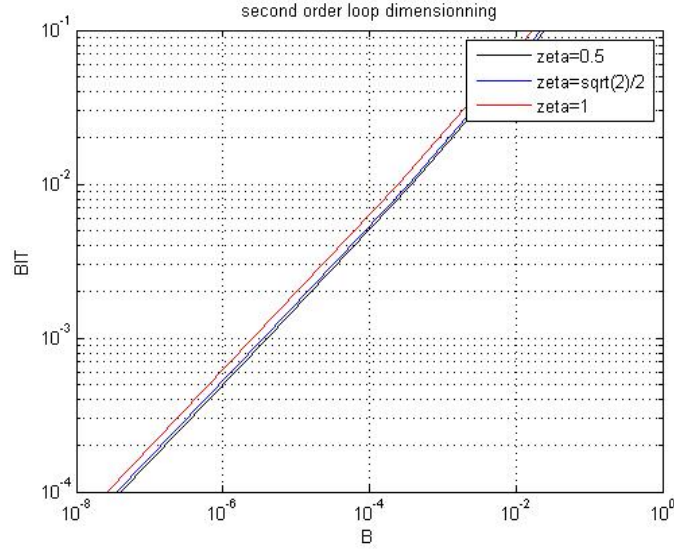


FIGURE 9 – Détermination du paramètre B

4.2 Bande de bruit

La bande de bruit dans la boucle est un paramètre important, car il mesure la largeur de bande de la réponse en fréquence de la boucle fermée, qui se comporte comme un filtre passe-bas sur le paramètre à estimer Φ . Dans une boucle de phase, et en présence de bruit Gaussien, la gigue σ_ε^2 , c'est à dire la variance de l'erreur résiduelle ε , est proportionnelle au rapport $\frac{B_l T_s}{E_s/N_0}$, où E_s/N_0 est le rapport signal à bruit dans le canal de transmission :

$$\sigma_\varepsilon^2 \propto \frac{B_l T_s}{E_s/N_0}$$

Le coefficient de proportionnalité est égal à 1 dans le cas d'une porteuse non modulée. Sinon, il peut être déterminé par simulations. On calcule généralement les paramètres du filtre de boucle en fonction de la bande de bruit souhaitée. La relation entre la bande de bruit et les paramètres du filtre a été donnée plus haut.

5 Evaluation du projet

Un rapport (10 pages au plus sans compter les annexes, les figures, la bibliographie et les listings) devra être effectué en binôme et rendu lors de l’oral qui sera individuel et aura lieu en fin de projet. Vos codes devront être regroupés dans un fichier zip portant le nom des éléments du binôme et envoyés par mail, le jour de l’oral, à l’enseignant vous faisant passer l’oral. Le rapport, l’oral et les codes serviront à évaluer si les objectifs du projet ont été atteints. Ces objectifs sont les suivants :

- connaître les blocs de la chaîne de transmission,
- en comprendre le fonctionnement,
- faire fonctionner la chaîne de transmission,
- savoir analyser les résultats obtenus,
- savoir exposer les points précédents à l’écrit (rapport) et à l’oral.