

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

FERSADOU Yasmina

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option Télécommunication & Réseau

---

Thème

---

# Etude et simulation d'une chaine DVB-T

---

Proposé par : Anou Abderrahmane & Begbagui Ammar

Année Universitaire 2011-2012

## Remerciements

---

je remercie Dieu de m'avoir accordé des connaissances de la science et de m'avoir aidé à réaliser ce travail.

Cette thèse doit beaucoup aux nombreuses personnes qui m'ont encouragé, soutenu et conforté au long de toutes ces années. Qu'elles trouvent dans ce travail l'expression de mes plus sincères remerciements.

A mes très cher parents que je leurs dois beaucoup de reconnaissance pour tout ce qu'ils ont fait pour que j'y arriverai a cela et leurs sacrifice, je pourrai jamais leurs rendre tout ce qu'ils ont fait pour mon bonheur je vous aime infiniment.

Je tiens à remercier Monsieur Anou Abderrahmane mon promoteur, pour m'avoir confié ce travail, ainsi que pour son aide.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Begbagui Ammar, pour l'effort fourni et pour les conseils prodigués, sa patience et sa persévérance dans le suivi ainsi à tout l'organisme du TDA.

Je tiens à remercier très spécialement Monsieur Messoud Kadri qui m'a reçu à bras ouvert dans le centre TDA.

Je remercie très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examineur.

## *Dédicace*

*Je voudrais dédier cet humble travail à*

*À mon père pour qui je dois mon éducation et on instruction.*

*À ma mère, celle qui a su supporter mes caprices.*

*À ma grande sœur Rachida et son mari Mourad ainsi a mon petit frère Zine Eddine.*

*À ma très chère grande mère que dieu te garde pour nous.*

*À une personne très chère a mon cœur Malek pour son soutient que je lui souhaite beaucoup de réussite dans son travail et dans sa vie.*

*À mes très chères cousines : Hanane, Mounia, Imene, Ghira, Habiba, ainsi a toute ma famille.*

*À Sonia que me manque beaucoup.*

*À ma très chère copine Imene et sa maman.*

*À tout mes amis : Aïssa, Fifi, Salim, Batoul, Hadjer, Soumia, Nadja, Rym, Meriem.*

---

ملخص:

في هذا العمل نهتم بدراسة الرابط DVB-T/MPEG-2 الذي هو نتيجة التعاون مع الهيئة TDA و عملنا تركز أساسا على تحليل أداء سلسلة DVB-T وصفه لمهام ضغط، والتشفير المصحح وتعديل ، ودراسة نظرية حول التلفزيون الرقمي الأرضي وانتشارها في الجزائر من قبل الهيئة TDA

كلمات المفاتيح: ضغط، التشفير المصحح, تعديل, DVB-T/MPEG-2, OFDM,

---

**Résumé :** Dans ce travail on s'intéresse à l'étude de la liaison DVB-T/MPEG-2 qui est le fruit d'une collaboration avec la TDA. notre ouvrage se concentrera majoritairement sur l'analyse des performances de la chaine DVB-T en décrivant les fonctions de compression, codes correcteurs et la modulation, ainsi qu'une étude théorique sur la télévision numérique terrestre et son déploiement en Algérie par le TDA.

**Mots clés :** DVB-T ; MPEG-2 ; codes correcteurs ; OFDM ;

---

**Abstract :**

In this work we focus on the study of the binding DVB-T/MPEG-2 is the result of collaboration with the TDA. our work will focus mainly on analyzing the performance of the DVB-T string describing the compression functions, error correcting codes and modulation, and a theoretical study on digital terrestrial television and its deployment in Algeria by the TDA.

**Keywords :** DVB-T ; MPEG-2 ; error correcting codes, modulation ; COFDM.

---

**Listes des acronymes et abréviations**

ATSC	Advanced Television Systems Committee
AVO	Audio-Video Object
AES	Audio Europeenne Society
ASO	Analogue Switch-Off
BCH	Bose, Ray-Chaudhuri et Hocquenghem
BER	Bit Error Rate
CBS	Canal Binaire Symétrique
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CVBS	Chroma Video Blanking Synchro
DCT	Discrete Cosine Transform
DMB-T	Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting
DSP	Densite Spectrale de Puissance
DV	Digital Video
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-C	Digital Video Broadcasting-câble
DVB-H	Digital Video Broadcasting-Handheld
DVB-S	Digital Video Broadcasting-satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting-terrestrial
EPG	Electronic Program Guide
ES	Elementary Stream
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FFT	Fast Fourier Transform
FHN	faisceaux hertziens numériques
GF	Corps de Galois
GOP	Group Of Pictures
HD	High definition
HF	High Frequency
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial
ISO	International Organization for Standardization
JPEG	Joint Photographic Experts Group
LAR	Ligne à Retard
LF	Low Frequency
MF	Medium Frequency
MJPEG	Motion Joint Photographic Experts Group
MP@ML	Main Profile at Main Level
MPTS	Multiple Program Transport Streams
NEC	Nippon Electric Company
NTSC	National Television Systems Committee
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAL	Phase Alternate Line
PC	Personal Computer

PES	Packetized Elementary Stream
PSI	Program Specific Information
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RS	Reed Solomon
SDH	synchronous digital hierarchy
SECAM	Séquentiel à Mémoire
SHF	Super High Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio
STPS	Single Program Transport Streams
TBC	Time Base Corrector.
TDA	Télé-Diffusion Algérie
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TNT	Télévision Numérique Terrestre
TS	Transport Stream
TVN	Télévision Numérique
UER	Union Européenne de Radio-télévision
UHF	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VHF	Very High Frequency
VOP	Video Object Plan
VSB	Vestigial Side Band
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

## Notions Mathématiques

$n$	Nombre de mot de code
$k$	Nombre de symbole
$d_{min}$	Distance minimale
$g(x)$	Polynôme générateur
$m(x)$	Message à transmettre
$c(x)$	Mot de code correspondant au message
$a^i$	Message à transmettre
$b(x)$	Polynôme de parité
$r(x)$	Polynôme reçu
$s(x)$	Polynôme des syndromes
$e(x)$	Polynôme d'erreur
$Z_{ji}$	Position de localisation d'erreur
$e_{ji}$	Les valeurs d'erreurs
$m$	Degré du polynôme $p(x)$
$p(x)$	Polynôme primitif
$m$	L'ordre de série de mémoire
$m + 1$	Longueur de contrainte
$k$	Nombre d'éléments binaire d'information
$R$	Le rendement du code cyclique
$a(D)$	Polynôme d'indéterminée
$a(t)$	t-ième coefficient du polynôme
$a$	vecteur polynôme $a(t)$
$S(t)$	Signal sinusoïdal
$a$	l'amplitude
$f$	la fréquence de la porteuse
$\phi$	la phase initiale
$\phi_n$	la phase d'onde porteuse de MDP-M
$h(t)$	filtre de mise en forme
$a_k$	suite symboles binaire
$b_k$	suite de symbole binaire
$a(t)$	signal modulant en phase
$b(t)$	signal modulant en quadrature
$M$	nombre d'états de modulation
$n$	nombres bits par symbole de constellation

$T_{S_i}$	période des symboles initiaux
$T_S$	période de train de symboles
$\tau_m$	distorsion maximale
$N$	nombres de porteuses OFDM
$C_k$	paquets de symboles
$f_k$	fréquence du signal modulé
$K$	initial de train de symboles
$s(t)$	signal correspondant à l'ensemble des symboles
$f_u$	espacement de fréquence
$y(t)$	signal parvenu au récepteur
$f_0$	fréquence de référence
$H_k(t)$	fonction de transfert du canal
$(i + 1)T_s$	échos parvenant du symbole émis
$\Delta$	durée de l'intervalle de garde
$T_m$	retard de canal
$a_k$	éléments d'entrée au canal CBS
$y_k$	éléments de sortie du canal CBS
$p$	probabilité d'erreur
$r(t)$	signal reçu
$n(t)$	Bruit
$s(t)$	signal utile
$\sigma_n^2$	variance du signal
$\phi_n$	densité spectrale de puissance
$N_0$	densité de bruit
$f(r/s)$	densité de probabilité conditionnelle
$B_c$	bande de cohérence
$T_m$	étalement temporelle
$T_s$	étalement de fréquence
$T_{ech}$	temps de cohérence
$V$	le niveau du signal de commande
$\gamma$	constante dépend de l'écran
$E_R$	différence entre le signal de luminance et le rouge
$E_V$	différence entre le signal de luminance et le vert
$E_B$	différence entre le signal de luminance et le bleu

$Y$	signal de luminance
$f_c$	la fréquence de modulation des porteuses de
$L$	longueur de flux binaire

## Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1	Transmission numérique.....	3
1.1	Introduction.....	3
1.2	Caractéristiques de transmission .....	4
1.3	Codage source .....	5
1.3.1	Compression sans perte .....	5
1.3.2	Compression avec perte.....	5
1.4	Codage canal .....	10
1.4.1	Code Reed Solomon .....	11
1.4.2	Codage Convolutif .....	14
1.4.4	Poinçonnage .....	18
1.4.5	La concaténation des codes .....	19
1.4.6	Cartographie.....	19
1.5	La modulation.....	20
1.5.1	La modulation à déplacement d’amplitude .....	20
1.5.2	La modulation à déplacement de phase .....	21
1.5.3	La modulation d’amplitude en quadrature (MAQ) .....	21
1.6	Modulation multi-porteuse OFDM.....	22
1.6.1	Présentation .....	22
1.6.2	Principe de modulation OFDM.....	23
1.6.3	Notion d’orthogonalité.....	24
1.6.4	Principe de la démodulation .....	24
1.6.5	Intervalle de garde .....	25
1.7	Canal de transmission .....	25
1.7.1	Canal binaire symétrique .....	25
1.7.2	Canal a bruit blanc additif gaussien.....	26
1.7.3	Canal a évanouissement.....	27
1.8	Conclusion .....	29
Chapitre 2	La norme DVB-T.....	30
2.1	Introduction.....	30
2.2	La télévision couleur.....	30
2.2.1	Introduction.....	30
2.2.2	Constitution du signal vidéo composite .....	31
2.2.3	La colorimétrie.....	33
2.2.4	Synoptique d’une transmission TV couleur.....	35

2.2.5 Normes de codage pour la vidéo en couleur .....	36
2.3 La télévision analogique .....	39
2.3.1 Le principe de diffusion analogique .....	39
2.3.2 La réception analogique .....	40
2.4 Le passage au numérique et son objectif.....	40
2.4.1 Buts de la numérisation.....	41
2.4.2 Spectre radioélectrique .....	41
2.4.3 Le dividende numérique.....	42
2.5 le standard DVB.....	43
2.5.1 Introduction.....	43
2.5.2 Transmission par satellite (DVB-S) .....	43
2.5.3 Transmission par câble (DVB-C) .....	43
2.5.4 Standard de diffusion numérique terrestre (DVB-T).....	44
2.6 La norme DVB-T.....	44
2.6.1 Introduction.....	44
2.6.2 La télévision numérique terrestre dans le monde .....	45
2.7 Chaîne de transmission DVB-T .....	46
2.7.1 Transmission et réception DVB-T .....	46
2.7.2 Les avantages de la diffusion numérique terrestre .....	51
2.7.3 Les inconvénients de la diffusion numérique terrestre .....	51
2.8 Conclusion .....	51
Chapitre 3 Perception de la DVB-T par la TDA.....	53
3.1 Introduction.....	53
3.2 Actions initiées par le TDA.....	54
3.2.1 Période de test du DVB-T .....	54
3.2.2 Planning de réalisation du réseau de diffusion numérique terrestre .....	54
3.3 La transmission et la diffusion DVB-T.....	55
3.3.1 Réseaux de diffusion terrestre du TDA en Algérie .....	57
3.4 Phases du déploiement de DVB-T en Algérie.....	58
3.4.1 La première phase .....	58
3.4.2 La deuxième et troisième phase .....	59
3.5 La réception DVB-T.....	60
3.6 Conclusion .....	60
Chapitre 4 Simulation et Résultats .....	61

4.1 Introduction.....	61
4.2 Simulation de la chaine de transmission DVB-T.....	61
4.2.1 L'émetteur.....	61
4.2.2 Canal AWGN.....	71
4.2.3 Réception.....	72
3.2.4 calcule et affichage.....	74
4.3 Analyse des performances.....	77
4.3.1 Diagrammes de constellation.....	77
4.3.2 Interprétation des résultats obtenus de la constellation.....	80
4.3.3. Densité spectrale de puissance.....	81
4.3.4 Interprétation des résultats obtenus en spectre de puissance.....	84
4.3.5 Filtre de mise en forme du signal à transmettre.....	84
4.3.5 Diagramme de l'œil.....	87
4.3.6 Interprétation des résultats obtenus en diagramme de l'œil.....	87
Conclusion.....	89
Annexe A.....	90
Annexe B.....	92
Bibliographie.....	94

## Liste des figures

Figure 1. 1. Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique. ....	3
Figure 1. 2. Seuil d'audibilité (A) et masquage fréquentiel (D masqué par B). ....	6
Figure 1. 3. Masquage temporel. ....	7
Figure 1. 4. Enchaînement des 3 types d'images MPEG sur un GOP. ....	8
Figure 1. 5. Structure d'une scène MPEG-4. ....	10
Figure 1. 6 Principe d'un codeur Convolutif. ....	14
Figure 1. 7. Représentation en treillis. ....	16
Figure 1. 8. Représentation du décodage de Viterbi. ....	16
Figure 1. 9. Schéma de fonctionnement d'un entrelaceur (K=3, T=2). ....	17
Figure 1. 10. Schéma de fonctionnement d'un désentrelaceur (K=3, T=2). ....	17
Figure 1. 11. Exemple d'un codeur convolutif poinçonné. ....	18
Figure 1. 12. Différentes constellations des différents nombres d'états. ....	22
Figure 1. 13. Modulateur OFDM. ....	23
Figure 1. 14. Démodulateur OFDM. ....	25
Figure 1. 15. Description d'un canal binaire symétrique. ....	26
Figure 2. 1. Représentation du signal de luminance (la mire). ....	34
Figure 2. 2. Synoptique d'émission TV couleur. ....	35
Figure 2. 3. Schéma synoptique de réception TV couleur. ....	35
Figure 2. 4. Normes de télévision à travers le monde. ....	36
Figure 2. 5. Récepteur NTSC. ....	37
Figure 2. 6. Récepteur PAL. ....	38
Figure 2. 7. Récepteur SECAM. ....	39
Figure 2. 8. Spectre radioélectrique. ....	42
Figure 2. 9. les standards DVB-T l'ISCB et ATSC dans le monde. ....	45
Figure 2. 10. Schéma synoptique de la chaîne d'émission DVB-T. ....	46
Figure 2. 11. Schéma synoptique de la chaîne de réception DVB-T. ....	46
Figure 2. 12. Synoptique d'une chaîne de transmission DVB-T. ....	46
Figure 2. 13. Synoptique général de l'organisation des données. ....	47
Figure 2. 14. Codeur Convolutif de rendement $R=1/2$ et longueur de contrainte $L=7$ . ....	49
Figure 2. 15. L'intervalle de garde. ....	50
Figure 2. 16. Multi-trajet et échos dans un canal de transmission terrestre influence sur le signal $s(t)$ reçu $r(t)$ . ....	50
Figure 2. 17. Illustration du concept d'échos. ....	50
Figure 3. 1. Transmission et diffusion DVB-T. ....	56
Figure 3. 2. L'émetteur DVB-T du TDA Bouzareah. ....	56
Figure 3. 3. Antenne émettrice DVB-T Chréa. ....	56
Figure 3. 4. Antenne émettrice DVB-T de Bouzareah. ....	57
Figure 3. 5. La première phase du déploiement du DVB-T. ....	59
Figure 3. 6. La deuxième phase du déploiement du DVB-T. ....	59
Figure 3. 7. La troisième phase du déploiement du DVB-T. ....	59

<i>Figure 3. 8.</i> Antenne UHF réceptrice.....	60
<i>Figure 3. 9.</i> Décodeur DVB-T. ....	60
<i>Figure 4. 1.</i> chaine de transmission DVB-T sous simulink. ....	61
<i>Figure 4.2.</i> Paramètres du générateur Random integer. ....	62
<i>Figure 4.3.</i> Paramètres codeur RS. ....	62
<i>Figure 4.4.</i> Le bloc convolutional interleaver. ....	63
<i>Figure 4.5.</i> Paramètres du bloc convolutional interleaver. ....	63
<i>Figure 4.6.</i> Code convolutif poinçonné. ....	64
<b>Figure 4.7.</b> Paramètres du codeur convolutif poinçonné. ....	64
<i>Figure 4.8.</i> Vecteur de poinçonnage. ....	65
<i>Figure 4.9.</i> Composent du bloc DVB-T Inner Interleaver. ....	65
<i>Figure 4.10.</i> Bloc General Block Interleaver. ....	65
<i>Figure 4.11.</i> Paramètre des blocs buffer1 et buffer 2. ....	66
<i>Figure 4.12.</i> Composent du bloc symbol interleaver. ....	66
<i>Figure 4.13.</i> Paramètres du Bloc general block interleaver. ....	66
<i>Figure 4.14.</i> Composent du bloc control signal.....	66
<i>Figure 4.15.</i> Paramètres du bloc Pulse Generator. ....	67
<i>Figure 4.16.</i> Paramètres du bloc DSP constant. ....	67
<i>Figure 4.17.</i> Paramètres du bloc General Block Deinterleaver. ....	68
<i>Figure 4.18.</i> Paramètres du bloc Switch.....	68
<i>Figure 4.19.</i> Composent du bloc DVB-T 64-QAM Mapper. ....	68
<i>Figure 4.20.</i> Paramètres du bloc Rectangular 64-QAM.....	69
<i>Figure 4.21.</i> Paramètres du bloc General QAM. ....	69
<i>Figure 4.22.</i> Représentation du signal de constellation e bande de base.....	69
<i>Figure 4.23.</i> Composent du bloc OFDM Transmitter. ....	70
<i>Figure 4.24.</i> Composent du bloc Zero par for OFDM. ....	70
<i>Figure 4.25.</i> Paramètre du bloc Zero Pad.....	70
<i>Figure 4.26.</i> Paramètres du bloc selector. ....	71
<i>Figure 4.27.</i> Paramètres du bloc AWGN. ....	71
<i>Figure 4.28.</i> Contenu du bloc OFDM Receiver. ....	72
<i>Figure 4.29.</i> Contenu d bloc DVB-T 64-QAM Demapper. ....	72
<i>Figure 4.30.</i> Contenu du bloc Viterbi Decoder.....	73
<i>Figure 4.31.</i> Paramètres du bloc Viterbi Decoder. ....	73
<i>Figure 4.32.</i> Paramètre du bloc Delay.....	73
<i>Figure 4.33.</i> Contenu du bloc Convolutional Deinterleaver.....	74
<i>Figure 4.34.</i> Paramètres du bloc RS decoder. ....	74
<i>Figure 4.35.</i> Paramètres du bloc Error Rate Calculation. ....	74
<i>Figure 4.36.</i> Paramètres du bloc Display.....	75
<i>Figure 4.37.</i> Paramètres du bloc Discrete-Time Scatter Plot. ....	75
<i>Figure 4.38.</i> Paramètres du bloc Spectrum scope.....	76
<i>Figure 4.39.</i> Paramètres du bloc DiscreteTime Eye Diagram scope.....	76
<i>Figure 4.40.</i> Diagramme de constellation avant le passage dans le canal AWGN. ....	77
<i>Figure 4.41.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=18.5dB... ..	77

<i>Figure 4.42.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=30dB. ....	78
<i>Figure 4.43.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=45dB. ....	78
<i>Figure 4. 44.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 18.5Hz. ....	78
<i>Figure 4. 45.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 30Hz. ....	79
<i>Figure 4. 46.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 40Hz. ....	79
<i>Figure 4. 47.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 18.5Hz. ....	79
<i>Figure 4. 48.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 30Hz. ....	80
<i>Figure 4. 49.</i> Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 40Hz. ....	80
<i>Figure 4.50.</i> Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=18.5dB. ....	81
<i>Figure 4.51.</i> Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=30dB. ....	81
<i>Figure 4.52.</i> Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=45dB. ....	81
<i>Figure 4. 53.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 18.5Hz. ....	82
<i>Figure 4. 54.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 30Hz. ....	82
<i>Figure 4. 55.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 40Hz. ....	82
<i>Figure 4. 56.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 18.5Hz. ....	83
<i>Figure 4. 57.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 30Hz. ....	83
<i>Figure 4. 58.</i> Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 40Hz. ....	83
<i>Figure 4.59.</i> Filtre de mise en forme du signal à transmettre. ....	84
<i>Figure 4.60.</i> Réponse temporelle de l'impulsion $g(t)$ . ....	84
<i>Figure 4.61.</i> Réponse temporelle du signal en (B) partie réel et imaginaire. ....	85
<i>Figure 4.62.</i> Réponse fréquentielle du signal en (B) densité spectrale de puissance et la TFD. ....	85
<i>Figure 4.63.</i> Réponse temporelle du signal en (C) partie réel et imaginaire. ....	85
<i>Figure 4.64.</i> Réponse fréquentielle du signal en (C) densité spectrale de puissance et la TFD. ....	86
<i>Figure 4.65.</i> Réponse fréquentielle du filtre de reconstruction. ....	86
<i>Figure 4.66.</i> Réponse temporelle du signal en (D) partie réel et imaginaire. ....	86
<i>Figure 4.67.</i> Réponse fréquentielle du signal en (D) partie réel et imaginaire. ....	87
<i>Figure 4.68.</i> Diagramme de l'œil après AWGN et en réception. ....	87
<i>Figure 4.69.</i> Tracé du TEB en fonction de SNR. ....	88

## Liste des tableaux

<i>Tableau 1. 1.</i> Vecteurs de poinçonnage.....	18
<i>Tableau 1. 2.</i> Facteurs de normalisation pour les symboles de données. ....	19

# Introduction générale

---

L'apparition de l'informatique a favorisé le passage de l'analogique au numérique. Les premières données ont été numérisées par l'intermédiaire d'un code binaire (le bit généralement noté 0 ou 1). Cette solution a vite été adoptée car, contrairement à un signal électrique, elle peut être reproduite indéfiniment, stockée plus rigoureusement et modifiée beaucoup plus facilement. De nombreuses applications ont vu le jour comme les appareils photographiques numériques, les caméscopes numériques et plus particulièrement la télévision numérique qui est un nouveau type de technologie innovant de télédiffusion radio qui transmet des images sur les ondes sous forme de données numériques [1]. La TVN permet aux stations télévisuelles de fournir des images nettement plus claires, une meilleure qualité audio et plus de choix de programmation télévisuelle rendant ainsi possible la télédiffusion à haute définition (HD) pour les foyers équipés de postes de télévision HD et permet l'interactivité et les services de données tels que l'amélioration significative du sous-titrage codé pour les malentendants [2]. Le standard Digital Video Broadcasting (DVB) de transmission de la télévision numérique est majoritairement utilisé en Europe en Asie (l'Amérique du Nord utilise la norme Advanced Television Systems Committee -(ATSC)- en diffusion terrestre). La norme DVB peut être déclinée sous différentes formes qui sont dépendantes du canal de transmission utilisé. La Télévision Numérique Terrestre (TNT) ou DVB-T s'impose donc de plus en plus face à son homologue analogique. Cette tendance est expliquée par les avantages qui sont apportés par la transmission numérique des signaux de télévision par rapport à une transmission analogique. En effet on peut noter que dans le cas d'une transmission numérique [3] :

- une meilleure qualité de l'image et du son,
- une transmission d'un plus grand nombre de programmes vidéo pour un même canal, permettant ainsi une meilleure utilisation du spectre,

- la possibilité d'intégrer de la haute Définition HDTV (Hight Defintion TeleVision) ainsi que de la télévision interactive.

En Algérie Le lancement de la télévision numérique terrestre (DVB-T où la TNT en français) en été 2010 et les avantages dont profitent un grand nombre de téléspectateurs en attendant de généraliser sa diffusion à travers tout le pays d'ici la fin du plan national en 2014, ce qui a permis de diversifier les services et de prévoir de nouveaux investissements qui renforceront les équipements actuels afin qu'ils soient aptes à répondre aux besoins en hausse. Actuellement le bouquet de programmes des chaînes publiques de télévision Algérienne (chaîne nationale terrestre, A3, Canal Algérie, TV Tamazight et TV Coran) peut être réceptionné en technologie numérique terrestre (TNT) par les téléspectateurs résidant dans la partie nord du territoire, directement, sans parabole, à la seule condition toutefois qu'ils s'équipent d'une antenne Yagi UHF de réception et d'un décodeur TNT qui est en voie d'être commercialisé sur le marché national à un prix accessible, grâce aux efforts d'adaptation qu'entreprennent nos industriels. Dans ce travail, nous nous préoccupons de la norme DVB-T, notre projet est scindé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre on va présenter les principales notions de base utilisée dans notre étude commençant par une description d'une chaine de transmission numérique avec une étude sur le codage source en particulier la compression MPEG ainsi le codage canal tel que Reed Solomon et le codage convolutif. A fin d'adapter le signal au canal et d'améliorer les performances on a traité la modulation mono-porteuse et la multi-porteuse et on a terminé avec quelques types de canaux à savoir le canal binaire symétrique, le canal à bruit blanc additif gaussien et le canal a évanouissements.

Dans le deuxième chapitre on a commencé par définir la télévision analogique ensuite et pour mieux comprendre la norme DVB-T ou la télévision numérique terrestre on a expliqué le passage de l'analogique vers numérique et puis le principe de la télévision couleur et on a clôturé notre chapitre avec l'objet de notre étude.

Le troisième chapitre est conçu pour le déploiement de la DVB-T en Algérie en commençant par son émission et ces antennes correspondantes, puis citer les phases de réalisation du réseau TNT en terminant avec la réception.

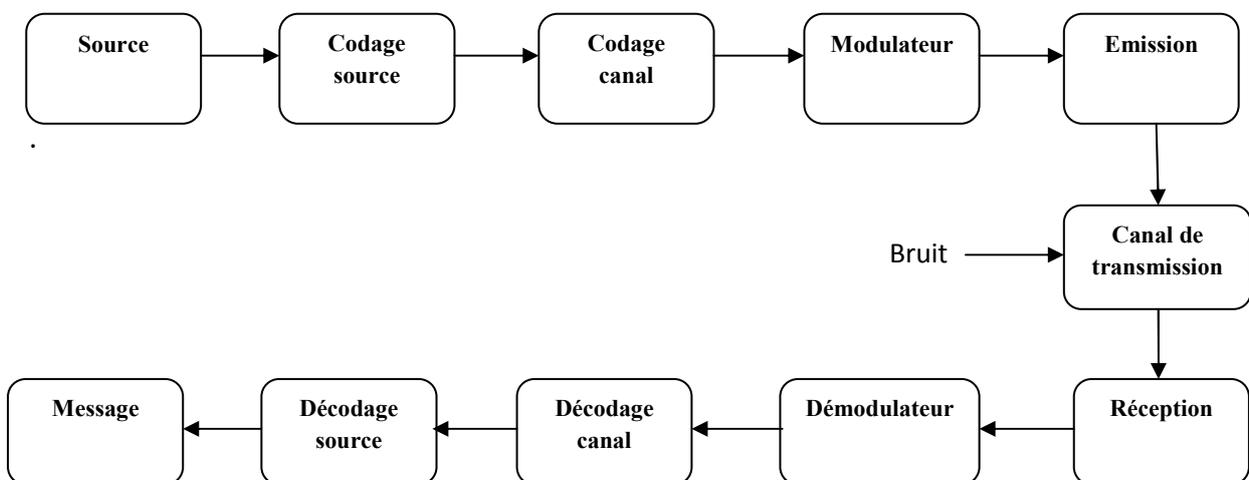
Le quatrième chapitre est consacré pour la simulation et l'étude de performances de la chaine DVB-T implémenté sous Simulink MATLAB.

# Chapitre 1 Transmission numérique

---

## 1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique d'une source vers un ou plusieurs destinataires (Fig. 1.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être d'origine numérique, ou analogique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.



**Figure 1. 1.** Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique.

**Source :** La source d'information est le premier maillon de la chaîne de transmission. Elle fournit le message porteur de l'information. Si le message est de nature analogique, il doit être converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire ou numérique.

Le **Codage source**, vise à représenter l'information à transmettre sous une forme compacte. Il s'agit de réaliser une compression pour réduire le débit de transmission. Ainsi on optimise les ressources nécessaires à cette transmission.

Le **Codage canal** tente de protéger l'information émise contre les perturbations dues au canal de transmission susceptible de modifier son contenu. Il s'agit de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet.

La **Modulation** associe à chaque symbole émis un signal dépendant des propriétés physiques du canal. Ainsi, l'information peut être véhiculée par une tension ou un courant si le support est filaire (cuivre), une onde lumineuse si le support est optique (fibre optique) ou une onde électromagnétique ou radioélectrique dans le cas d'un support aérien (air ou vide).

Le **Canal** représente la liaison entre l'émetteur et le récepteur et peut être de différentes natures selon le type de grandeur qu'il permet de véhiculer. Il est caractérisé par sa capacité et par sa bande passante. Généralement il est perturbé par des bruits et des interférences, qui peuvent induire le récepteur en erreur.

**Détection (démodulation)** : Démodule le signal et décide qu'elle est le symbole reçu en optimisant la probabilité d'erreur.

Le **Décodage canal**, consiste à détecter et éventuellement corriger les erreurs dues au canal de transmission.

Le **Décodage source**, reconstitue, par l'application de l'algorithme de décodage source (décompression par exemple), l'information originelle à partir de la séquence de substitution.

## 1.2 Caractéristiques de transmission

Les caractéristiques de la transmission permettent de comparer les différentes techniques de transmission

1. La probabilité d'erreur par bit transmis ' $P_e$ ', permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est en fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. En pratique, elle est estimée par le Taux d'Erreur par Bit ' $TEB$ '.

2. L'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est entraîné d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
3. La complexité du récepteur est le troisième aspect important d'un système de transmission.

## **1.3 Codage source**

Le codage de source a pour rôle de résoudre le problème causé par la taille du fichier à transmettre. En effet, l'utilisation du codage de source permet une réduction importante de la quantité d'information [4].

### **1.3.1 Compression sans perte**

Ce type de compression est non destructif : le signal restitué est presque identique au signal d'origine. On l'a vu, la numérisation du signal telle qu'elle a été décrite précédemment n'introduit aucune perte, si ce n'est pas les défauts produits par les caractéristiques de numérisation insuffisantes [5].

### **1.3.2 Compression avec perte**

Le signal restitué après compression est différent du signal d'origine : il y a des pertes de données. L'enjeu de ce type de compression est de parvenir à réduire le volume des données au maximum (de façon à ce que la taille des fichiers soit la plus faible possible) sans que les défauts introduits ne deviennent (trop) perceptibles [5].

Le codage MPEG appliqué à la vidéo et à l'audio permet de réduire la ressource nécessaire à la transmission d'un programme en préservant la qualité numérique et de garantir une excellente qualité des images et des sons et ce de manière constante. La norme MPEG-2 a été retenue pour les chaînes gratuites, et le MPEG-4 pour les chaînes payantes [6].

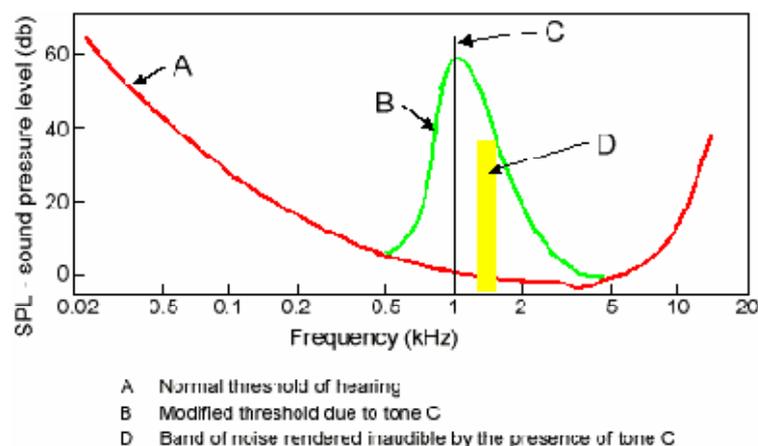
#### ***a) Compression MPEG-2***

MPEG est un comité formé en 1988 et constitue une norme internationale ISO. Il s'agit d'un groupe de travail dont le propos est de définir des standards pour la compression vidéo et audio au format numérique.

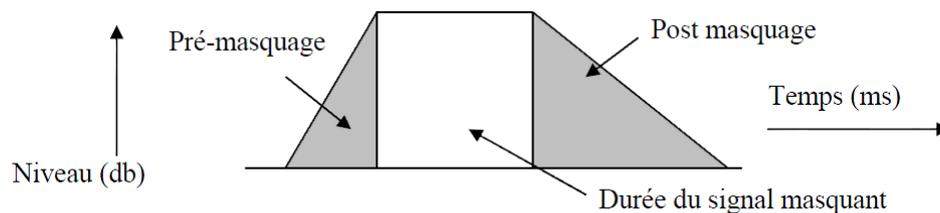
Dans une séquence vidéo, il existe deux sortes de redondances, la redondance spatiale et la redondance temporelle :

- La redondance spatiale est celle dans chaque image prise indépendamment des autres. On peut diminuer cette redondance en codant chaque image séparément en JPEG (Joint Photographic Experts Group). Cette approche est parfois utilisée lorsqu'on a besoin de pouvoir accéder de façon aléatoire à chaque image individuellement, comme par exemple lors d'un montage vidéo. On parle alors de MJPEG (Motion JPEG).
- Mais on peut aller plus loin en constatant que deux images qui se suivent dans une séquence vidéo sont quasiment identiques : c'est la redondance temporelle. Le but est alors de ne stocker que ce qui est modifié lors du passage d'une image à une autre. Les images ainsi compressées sont de deux types : les images I (images intra codées) et les images P (images prédictives). Les images I sont des images complètes codées en JPEG, on les appelle aussi images-clés. Les images P, par contre, ne contiennent que les pixels modifiés par rapport à l'image précédente, qui peut être elle-même une image I ou une image P. Nous reviendrons plus tard sur la manière précise de coder les images P. Des techniques particulières, comme la compensation de mouvement, permettent d'optimiser la génération et la compression des images.
- MPEG-2 appliqué au son :

Le principe de la compression audio consiste à utiliser les faiblesses de l'audition humaine pour réduire la quantité d'information à transmettre sans pour autant détériorer la qualité du signal audio. L'oreille humaine n'est capable de percevoir que des sons compris entre 20 Hz et 20 KHz et pour chacune de ces fréquences, la figure ci dessous représente en A les différents seuils d'audibilité en fonction de la fréquence [7].



L'oreille ne perçoit pas avec la même sensibilité toutes les fréquences du spectre audio, qui s'étend de 20 à 200 Hz (du son le plus grave au son le plus aigu). L'acuité auditive devient en effet plus faible en haut et en bas du spectre, jusqu'à ignorer les sons les plus grave et les plus aigu. Il existe en fait un seuil d'audibilité, ou seuil de masquage, en-dessous duquel les composantes sonores ne sont plus perçues ; seules les composantes spectrales au-dessus du seuil contribuent à la perception du son. De plus, la dynamique sonore provoque une modulation de la courbe du seuil d'audibilité, c'est-à-dire qu'un son fort masque les sons plus faibles de fréquence proche s'ils sont émis simultanément, en rehaussant une partie de la courbe. Il s'agit du phénomène de masquage fréquentiel [7].



**Figure 1. 3.** Masquage temporel.

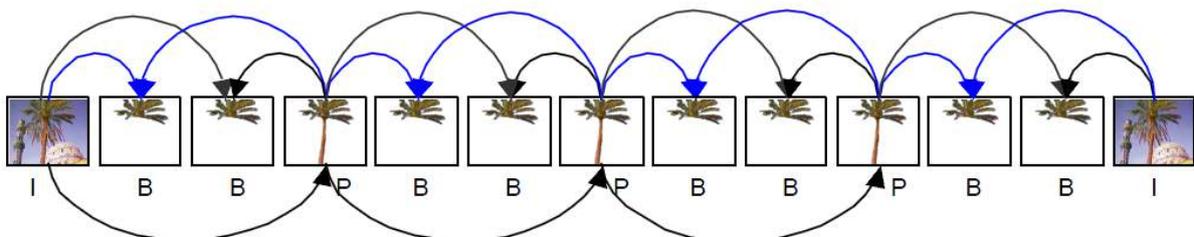
La compression audio va donc utiliser les propriétés acoustiques du système auditif humain décrit par les deux phénomènes de masquage précédents. Un grand nombre de sons sont en effet inaudibles et considérés comme inutiles. Ils sont alors éliminés du signal audio à transmettre, permettant ainsi de réduire le débit sans que la qualité subjective d'écoute n'en soit altérée. Le codage audio va dans un premier temps diviser la bande passante audio (20Hz - 20KHz) en 32 sous-bandes. Le modèle psycho-acoustique permet ensuite d'éliminer les signaux de sous-bandes non perçus par l'auditeur et de quantifier chacune des sous-bandes de manière à ce que le bruit de quantification reste inférieur au seuil d'audibilité.

- **MPEG-2 appliqué à la vidéo**

La vidéo regroupe l'ensemble des techniques permettant la visualisation ou l'enregistrement d'images animées accompagnées de son, sur un support électronique et, non de type pellicule argentique [8]. Le format vidéo numérique utilise 166 Mbits/s de débit brut pour coder les images avant compression. On souhaite obtenir à la sortie du compresseur, un débit de 15 Mbits/s au format MP@ML (profil défini par la norme MPEG-2, MP@ML : Main Profile at Main Level, définissant les outils de compression utilisés et les résolutions de l'image), d'où la nécessité de réduire ce débit en partant du principe suivant :

1. "Il est inutile de répéter un à un les points qui sont identiques sur une image".
2. "Si une image est très semblable à sa voisine, il suffit de ne transmettre que leurs différences".
3. "Certaines informations peu ou pas pertinentes pour notre système visuel peuvent être codées plus grossièrement, voire supprimées".

On souhaite donc obtenir un fort taux de compression tout en préservant une bonne qualité d'image. Les outils spécifiques pour la compression des images animées utilisent le principe selon lequel une image renferme des pixels identiques. Il est donc inutile de coder séparément chacun de ces pixels puisqu'un seul peut les caractériser tous. D'autre part, il existe une très forte corrélation entre les images successives. Deux types de compressions sont principalement appliqués : une compression intra image (pour chaque image) et une compression dite temporelle. La compression intra image repose principalement sur ce que l'on appelle la transformation en cosinus discrète (DCT), une fonction mathématique permettant de transformer une image en fréquences (principe de la compression pour les images JPEG). Les informations superflues se trouvant concentrées dans les hautes fréquences, il est très facile alors de les éliminer. Pour que la DCT soit efficace, il faut, auparavant, découper chaque image en une mosaïque de petits blocs, de 8 x 8 ou 16 x 16 pixels : les macros blocs. Plus la surface de travail est faible, plus le traitement est pertinent. La compression temporelle va elle s'effectuer sur des séquences répétitives d'images, appelées GOP (Group Of pictures), qui se composent de trois types d'images en partant du principe qu'une image d'une séquence est généralement très peu différente de celle qui la précède. Ces images sont appelées : I (Intra), P (Prédite), B (Bidirectionnelle). Un GOP est une séquence d'images comprises entre deux images « I ». Plus les images I sont espacées, plus le GOP est grand et plus la qualité de l'image diminue [8].



**Figure 1. 4.** Enchaînement des 3 types d'images MPEG sur un GOP.

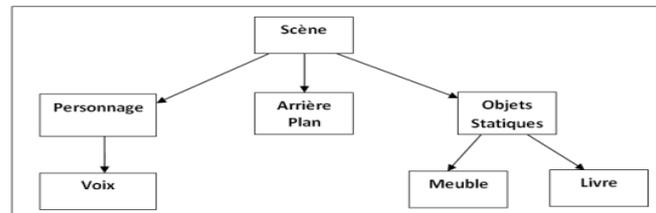
- **Les images « I » (Intra)** : ce sont des images de référence compressées de manière indépendante, sans référence à une autre image, qui contiennent tous les macros blocs de la DCT. Le taux de compression des images I est le plus faible car il fait seulement l'objet d'un codage de type JPEG. Ces images représentent le point d'entrée obligatoire à une séquence.
- **Les images « P » (Prédite)** : ces images sont codées en tenant compte des images « I » ou « P » prédites précédentes. On ne pourra pas multiplier indéfiniment le nombre d'images « P » entre deux images « I », car, étant utilisées pour coder d'autres images « P » ou « B », elles propagent en l'amplifiant toute erreur de codage. Leur taux de compression est nettement plus important que les images « I » car on ne code plus que l'erreur de prédiction qui est normalement moins riche en détails fins que l'image d'origine.
- **Les images « B » (Bidirectionnelles)** : elles sont obtenues par interpolation bidirectionnelle entre les images « I » et « P » qui les entourent. Elles ont le taux de compression le plus élevé car l'erreur de prédiction est encore plus faible que pour les images « P ». Ces images ne sont pas utilisées pour définir d'autres images : elles ne propagent donc pas les erreurs.

La norme de compression MPEG-2 est la norme actuelle de compression vidéo éprouvée pour la diffusion, et elle est conçue pour toutes les applications de distribution d'images et de sons par satellite, câble et voie terrestre. Elle introduit le principe de profils et de niveaux (débits). Ce sont des techniques de codage et de compression dont résulte chaque fois un débit maximal. De toutes les combinaisons, MP@ML est le meilleur compromis et est devenue la norme de diffusion numérique pour la télévision avec un débit de 15 Mbits/s. Cela dit, cette norme MPEG-2 est déjà ancienne et son évolution a donné naissance à un nouveau standard MPEG-4, dédié plus spécifiquement au bas débit, et qui va probablement révolutionner le monde de la vidéo.

#### ***b) Compression MPEG-4***

La norme MPEG-4 propose donc une approche radicalement différente pour le codage des vidéos, en décomposant chaque scène en plusieurs objets médias hiérarchisés. Ainsi, dans l'arborescence de cette hiérarchie, on trouve des images fixes (arrière-plan), des objets vidéo (objets en mouvement sans arrière plan) et des objets audio (la voix associée à l'objet

en mouvement). La figure 1.5 illustre le schéma de structure d'une scène MPEG-4. Cette approche objet permet alors de très nombreuses opérations sur une séquence MPEG-4 : ajout, suppression ou déplacement d'un objet, transformation géométrique, changement de point de vue, etc. En bref, l'utilisateur interagit vraiment avec les objets de la séquence vidéo.



**Figure 1. 5.** Structure d'une scène MPEG-4.

Cette approche objet nécessite la définition d'objets audiovisuels (AVO, pour Audio-Video Object), qui peuvent être soit des composants vidéo, soit des composants audio, soit les deux. Ainsi, une scène audiovisuelle doit être comprise comme la composition d'objets audiovisuels selon un script décrivant leurs relations spatiale et temporelle. Intéressons-nous plus particulièrement aux composants vidéo (VOP, pour Video Object Plan). On retrouve alors les mécanismes de compression communs aux normes MPEG, qui sont toutefois généralisés ici aux VOP. Le codage des VOP se fait donc également grâce à une DCT qui peut être adaptée à la forme de l'objet vidéo, suivie toujours de quantification, codage RLE et codage de Huffman. On trouve également des I-VOP (Intra-VOP), P-VOP (Predicted-VOP) et B-VOP (Bidirectionnal- VOP) qui fonctionnent selon un procédé similaire aux images I, P et B de MPEG-1 et MPEG-2, ainsi que le même principe de compensation de mouvement, le tout toutefois avec des algorithmes bien plus puissants [9].

## 1.4 Codage canal

Le codage correcteur d'erreurs, dont l'origine remonte à la fin des années 40, permet de transmettre de façon fiable de l'information, codée au moyen de mots binaires d'une longueur donnée, sur des lignes bruitées. La transmission de l'information binaire sur des lignes bruitées présentant un risque d'erreurs variable selon les cas, il s'agit de trouver un moyen de les corriger à la réception de l'information, au prix d'une certaine redondance, tout en minimisant dans chaque situation le temps d'occupation de la ligne [10].

### 1.4.1 Code Reed Solomon

#### Propriétés

Nous poserons  $\alpha$  tel qu'étant un élément primitif dans  $GF(2^m)$ . Notez que l'on travaillera avec des codes RS ayant leurs symboles de  $GF(2^m)$ . Pour tout entier positif  $t$ , tel que  $t \leq 2m - 1$ , il existe un code RS en mesure de corriger  $t$  symboles, pour des symboles parmi  $GF(2^m)$ , et ayant les paramètres suivant :

$$n = 2^m - 1 \quad (1.1)$$

$$n - k = 2t \quad (1.2)$$

$$k = 2^m - 1 - 2t \quad (1.3)$$

$$d_{min} = 2t + 1 = n - k + 1 \quad (1.4)$$

Où  $n$  correspond au nombre de symbole d'un mot code,  $k$  correspond au nombre de symbole du segment de parité, et enfin, où  $d_{min}$  correspond à la distance minimale.

#### Polynôme générateur de mot code

Générateur de mots code sous forme algébrique ( $g(x)$ ), sous représentation polynômiale, qui une fois multiplié par la représentation polynômiale du message à transmettre ( $m(x)$ ), générera le mot code correspondant au message ( $c(x)$ ). Ainsi nous avons donc la formulation suivante :

$$c(x) = g(x) m(x) \quad (1.5)$$

#### Polynôme générateur pour RS

L'équation suivante correspond au polynôme générateur de Reed-Solomon ainsi qu'à la manière de le construire. En effet, il n'y a qu'à prendre les produits des binômes pour  $(x + \alpha^i)$ , pour les  $i$  allant de 1 jusqu'à  $2t$ . On note que dans cette construction, les  $\alpha^i$  correspondront aux racines du polynôme  $g(x)$ , et où les  $g_i$  sont des symboles membre de  $GF(2^m)$ .

$$\begin{aligned} g(x) &= (x + \alpha^1)(x + \alpha^2) \dots (x + \alpha^{2t}) \\ &= g_0 + g_1x + g_2x^2 + \dots + g_{2t-1}x^{2t-1} + x^{2t} \end{aligned} \quad (1.6)$$

## Encodage de codes de Reed-Solomon

Pour un message  $m(x) = m_0 + m_0x + \dots + m_{k-1}x^{k-1}$  où nous avons la représentation polynômiale d'un message à encoder. Nous avons les  $m_i \in GF(2^m)$  ainsi que  $k = n - 2t$ .

Nous devons d'abord multiplier  $m(x)$ , le message à transmettre, par  $x^{2t}$  procédant ainsi à un décalage. Ce décalage permettra d'insérer le polynôme de parité. Une fois que l'on a en main  $x^{2t} m(x)$ , nous procédons à sa division par le polynôme générateur de mots codes  $g(x)$  trouvé préalablement.

Nous avons donc maintenant l'équation 2.4, où  $b(x)$  représente le reste.

$$x^{2t}m(x) = a(x)g(x) + b(x) \quad (1.7)$$

$$b(x) = b_0 + b_1x + \dots + b_{2t-1}x^{2t-1} \quad (1.8)$$

Ce reste que l'on vient de trouver représente en fait le polynôme de parité recherché. Pour le message  $m(x)$ , le polynôme de parité est donc représenté par  $b(x)$ , et le message codé, soit le mot de code,  $c(x)$  correspondra à :

$$b(x) + x^{2t-1}m(x) \quad (1.9)$$

## Décodage de Reed Solomon

Toutes les versions d'algorithme principal de décodage des codes de Reed-Solomon sont similaires à l'énumération suivante. Ce sera suivi d'une version un peu plus mathématique.

Enfin, dans les sections subséquentes nous reverrons le tout avec quelques détails supplémentaires :

1. Calculer les  $2t$  syndromes  $s_0, s_1, \dots, s_{2t-1}$  où l'on a que les  $s_i = r(\alpha^i)$ , où  $r(x)$  est le polynôme reçu. Notez que  $s_0 = 1$ , et que le polynôme des syndromes

$$s(x) = s_0 + s_1x + \dots + s_{2t-1}x^{2t-1} \quad (1.10)$$

2. Le rang de la matrice  $P$  nous donne le degré du polynôme localisateur d'erreur. La matrice  $P$  étant la matrice des coefficients lorsque l'équation du polynôme des syndromes de point de vue matriciel en relation avec les  $\lambda_i$ .

3. Évaluer le polynôme localisateur d'erreur à partir des informations en main.

4. Évaluer les racines du polynôme localisateur d'erreur. Ces racines, lorsque l'on a leur réciproque, nous donnent les positions des erreurs.

5. La matrice des positions d'erreurs par la matrice de leur intensité nous donnera les syndromes, il nous faudra donc résoudre ce système matriciel pour obtenir l'intensité des erreurs.

Considérant le code  $c(x) = c_0 + c_0x + \dots + c_{n-1}x^{n-1}$ , où  $c_i \in GF(2^m)$  que l'on envoie dans un canal de communication, puis le code reçu  $r(x) = r_0 + r_1x + \dots + r_{n-1}x^{n-1}$ , où  $r_i \in GF(2^m)$ .

Le polynôme d'erreur est donc alors  $e(x) = r(x) - c(x)$  où  $e(x) = e_0 + e_1x + \dots + e_{n-1}x^{n-1}$  où  $e_i = r_i - c_i \in GF(2^m)$ .

Faisant l'hypothèse que  $r(x)$  comporte  $l$  erreurs, le polynôme  $e(x)$  comportera les erreurs aux locations  $x^{j_1}, x^{j_2}, \dots, x^{j_l}$ , et donc  $e(x) = e_{j_1}x^{j_1}, e_{j_2}x^{j_2}, \dots, e_{j_l}x^{j_l}$ .

Les positions des locations d'erreurs sont alors  $z_{j_i} = \alpha^{j_i}$  pour des  $i$  allant de 1 à  $l$ . Les valeurs de ces erreurs sont de  $e_{j_i}$ , encore une fois pour des  $i$  allant de 1 à  $l$ . Les codes de Reed-Solomon ont donc en plus des procédures des codes BCH à déterminer la valeur des erreurs trouvées. S'il y a  $p$  erreurs d'effacement et  $q$  erreurs dans le polynôme reçu  $r(x)$ , alors un décodeur RS  $(n, k)$  pourra corriger ces erreurs si on a  $2q + p \leq d - 1 = n - k$ . Pour un polynôme d'erreurs d'effacement  $e^*(x)$ , nous auront donc en réception le polynôme  $r(x) = c(x) + e(x) + e^*(x)$  [11].

### Notion de corps de Galois

Un corps de Galois noté  $GF(Q)$  (pour Galois Field) est un ensemble fini qui possède  $Q$  éléments. Un corps de Galois défini à partir d'un élément primitif est tel que le nombre d'éléments  $Q$  du corps de Galois s'écrit  $Q = q^m$  où  $q$  est un nombre premier. La définition de  $GF(q^m)$  repose sur un polynôme irréductible  $p(x)$  de degré  $m$ , à coefficients dans  $GF(q)$ . Comme  $p(x)$  est irréductible, il ne possède pas de racine dans  $GF(q)$ . Cependant, si on suppose que ce polynôme possède  $m$  racines dans un autre ensemble et qu'on note l'une de ces racines, cette racine est alors définie comme l'élément primitif du corps de Galois  $GF(q^m)$ . Le polynôme  $p(x)$  dont est une racine est appelé le polynôme primitif de  $GF(q^m)$  puisqu'il est essentiel à l'obtention des éléments du corps. En effet à partir de ce polynôme et de  $\alpha$ , tous les éléments du corps de Galois sont obtenus [12].

$$GF(q^m) = \{0, \alpha^0, \alpha, \dots, \alpha^{q^m-2}\} \quad (1.11)$$

Les opérations de multiplication et d'addition dans  $GF(q^m)$ , sont réalisées comme suit :

- pour l'addition, on réalise la somme bit par bit modulo  $q$

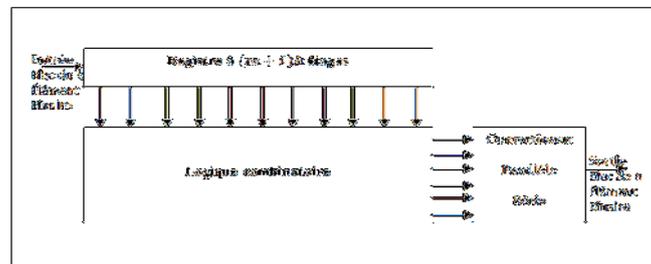
- pour la multiplication, on utilise la notation en puissances de  $\alpha$  c'est-à-dire pour tout  $i, j$  entier :  $\alpha^i \cdot \alpha^j = \alpha^{(i+j)(q^m-1)}$

### 1.4.2 Codage Convolutif

Les codes Convolutifs, introduits en 1955 par Elias, constituent 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 leurs valeurs de dimension et longueur. Les codes convolutifs s'appliquent sur des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles codés [13].

Pour les codes convolutifs, chaque bloc de  $n$  éléments binaires en sortie du codeur dépend non seulement du bloc de  $k$  éléments binaires présent à son entrée mais aussi des  $m$  blocs présents précédemment. Les codes convolutifs introduisent par conséquent une série de mémoire d'ordre  $m$ . La quantité  $(m + 1)$  s'appelle la longueur de contrainte du code. Le principe du codage convolutif est illustré par le schéma de la figure.

Un codeur est constitué d'un registre à  $(m + 1)k$  étages qui mémorise les  $(m + 1)$  blocs de  $k$  éléments binaires d'information, d'une logique combinatoire qui calcule



**Figure 1. 6** Principe d'un codeur Convolutif.

Les blocs de  $n$  éléments binaires fournis par le codeur et d'un convertisseur parallèle/ série.

Le rendement des codes cycliques généralement et pour le code convolutif spécialement est :

$$R = k/n \quad (1.12)$$

Si les  $k$  éléments binaires d'information présents à l'entrée du codeur sont effectivement émis, c'est-à-dire se retrouvent explicitement dans le bloc de  $n$  éléments binaires en sortie du codeur, le code est dit systématique.

### a) Polynôme générateur d'un code convolutif

Le polynôme générateur (ou séquences génératrices) d'un code convolutif représente les différentes manières dont le code en question est construit ; il traduit les relations qui lient le contenu des différents étages du registre à décalage. Chaque séquence du code est déterminée par le produit de convolution (d'où le qualificatif de " convolutif ") entre la suite binaire présente à l'entrée du codeur et la réponse du codeur, définie par ses séquences génératrices. Notons  $a(D)$  un polynôme d'indéterminée en  $D$  de degré  $L$  défini par :

$$a(D) = \sum_{t \geq 0}^L a(t).D^t = a(0) + a(1).D + \dots + a(L).D^L \quad (1.13)$$

Où  $a(t)$  est le  $t$ -ième coefficient du polynôme. Alors ce polynôme pourra également être décrit par un vecteur, noté  $a$ , qui sera composé des  $(L+1)$  coefficients du polynôme qui dans le cas présent sont des coefficients à valeur dans  $GF(2)$ , donc des éléments binaires :

$$a = (a(0) \ a(1) \ a(2) \ \dots \ a(L)) \quad (1.14)$$

Ce vecteur pourra ensuite être converti en octal en regroupant les bits par paquets de trois.

### b) Décodage de Viterbi

Pour faciliter l'algorithme de décodage, la représentation la plus courante du codage est la représentation en treillis.

L'état du codeur à l'instant  $k$  est représenté par l'état  $\{d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-m-1}\}$ . A chaque arrivée d'un élément binaire  $d_k$ , une sortie (un mot de code) est générée, puis juste après le codeur passe dans l'état suivant qui est  $\{d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-m}\}$ . Le treillis est formé de nœuds reliés par des branches : les nœuds représentent les différents états du codeur possibles : il y en a  $2^{m-1}$  s'il y a une entrée  $2^{(m-1)k}$  s'il y a  $k$  entrées, les branches représentent les différentes transitions possibles d'un nœud à un autre (ou d'un état du codeur au suivant) lors de l'arrivée d'un bit d'entrée. Voici le treillis du code précédent : les états sont 00, 01, 10, 11. Partant, par exemple de l'état 00, l'arrivée d'un 0 mène le codeur à l'état 00 (transition en pointillé pour l'arrivée d'un 0) et l'arrivée d'un 1 mène le codeur à l'état 10 (transition en trait plein pour l'arrivée d'un 1). A chaque branche on peut associer le mot codé soit les 2 bits de code ici.

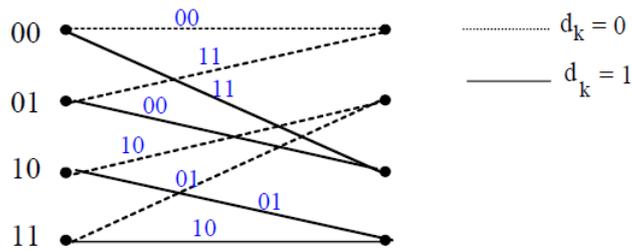


Figure 1. 7. Représentation en treillis.

Le décodage le plus courant est basé sur l’algorithme de Viterbi.

Il consiste à rechercher dans l’arbre le chemin qui correspond à la séquence la plus probable, c’est-à-dire celle qui est à la distance minimale de la séquence reçue ou encore la séquence la plus probable [14].

Dans l’exemple qui suit (basé sur le codeur déjà décrit) on suppose que le démodulateur fournit des 0 et des 1 (décision dure). A chaque fois qu’un groupe de 2 é.b. arrive, on examine toutes les branches possibles du treillis, on calcule la distance entre les é.b. affectés aux branches et les é.b. reçus, on ne garde que les branches donnant lieu à une distance minimale (ces branches forment le chemin survivant), et on affecte l’extrémité du chemin survivant d’une métrique égale à la somme de la métrique précédente et de la distance de la branche retenue.

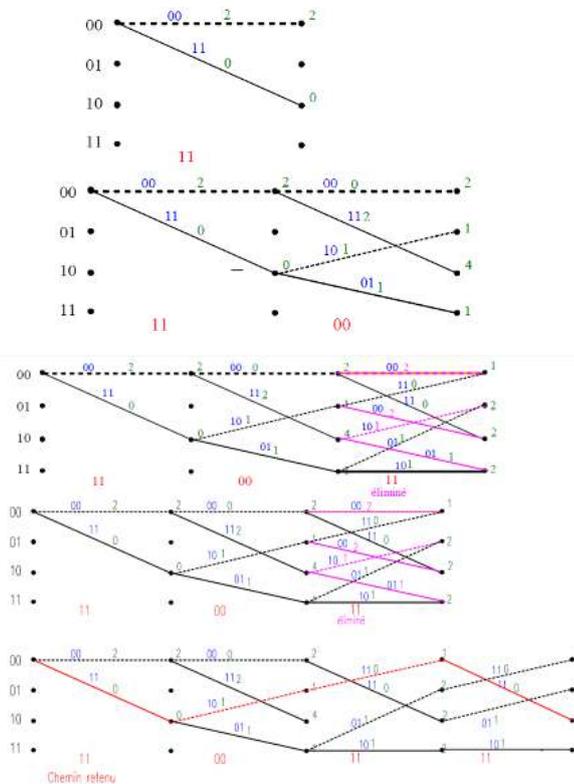


Figure 1. 8. Représentation du décodage de Viterbi.

Données avant codage : 1001  
Après codage : 11 10 11 11  
Erreur de transmission

Données reçues : 11 00 11 11

Sur la branche  
Distance entre le couple d'é.b. reçu et codé

Sur le nœud : poids  
Somme du dernier poids et de la distance

### 1.4.3 L'entrelacement/désentrelacement

La fonction d'entrelacement et de déentrelacement joue un rôle prédominant dans les codes concaténés. En effet, l'entrelacement permet de disperser temporellement les erreurs. Dans l'hypothèse que les erreurs interviennent par paquets, cette dispersion les transformera en erreurs isolées. De plus, un entrelaceur choisi judicieusement permettra d'augmenter la distance minimale globale du code concaténé. Effectivement, la distance minimale du code concaténé est déterminée conjointement par les deux codeurs et l'entrelaceur [15].

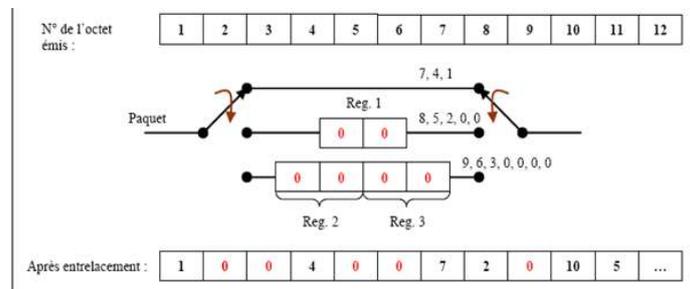


Figure 1. 9. Schéma de fonctionnement d'un entrelaceur (K=3, T=2).

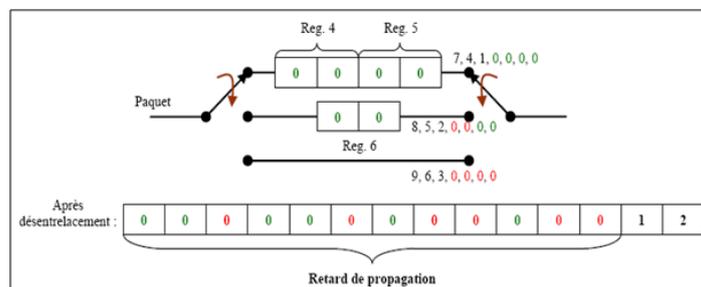


Figure 1. 10. Schéma de fonctionnement d'un déentrelaceur (K=3, T=2).

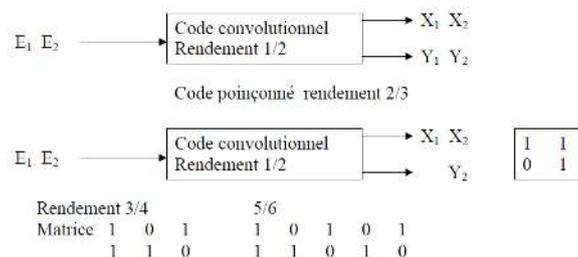
### 1.4.4 Poinçonnage

Le poinçonnage permet par des techniques simples de construire de nouveaux codes à rendement élevé à partir d'anciens codes optimaux. Ces codes ont depuis connu un très grand succès, car ils permettent d'obtenir des codes à fort rendement tout en gardant une simplicité de décodage ainsi que des performances quasiment aussi bonnes qu'un code non poinçonné de même rendement. De nombreux résultats ont depuis été obtenus, notamment dans la recherche de codes à haut débit pouvant être décodés à l'aide de l'algorithme de Viterbi ([16, 17, 18,19]).

Dans le cas par exemple d'un codeur de rendement  $\frac{1}{2}$  la suppression en sortie de 1 bit sur 4 permet d'améliorer le rendement à  $\frac{2}{3}$ . En supprimant 2 bits sur 6 on augmente le rendement à  $\frac{3}{4}$ . A cet effet, on utilise une matrice de poinçonnage qui permet de masquer les bits qui ne seront pas transmis. En ce qui concerne le décodage la matrice de perforation (poinçonnage) est essentielle pour déterminer avec précision la position de chaque bit supprimé. Cette technique permet d'avoir des systèmes fonctionnant à plusieurs rendements selon la matrice de poinçonnage appliquée.

Taux de codage	Vecteur de poinçonnage
$\frac{1}{2}$	[1 1]
$\frac{2}{3}$	[1 0 1 1]
$\frac{3}{4}$	[1 0 1 1 1 0]
$\frac{5}{6}$	[1 0 1 0 1 0 1 0 1 1]

**Tableau 1. 1.** Vecteurs de poinçonnage.



**Figure 1. 11.** Exemple d'un codeur convolutif poinçonné.

### 1.4.5 La concaténation des codes

La concaténation de codes permet d'augmenter la puissance des systèmes de codage au prix d'une augmentation de la complexité globale. La concaténation peut se faire de trois façons : parallèle, série ou hybride (parallèle et série) et sur deux ou plusieurs niveaux. Dans le cas d'une structure série à deux codes, l'information est codée deux fois. Une première fois par le premier code appelé code externe, puis une seconde fois par le deuxième, dit code interne [20]. Les deux codes utilisés sont en général complémentaires : les codes convolutifs par exemple sont susceptibles aux erreurs qui apparaissent par paquets alors que les codes RS sont adéquats pour ce type d'erreurs. Dans ce cas, le décodeur convolutif s'occupera des erreurs aléatoires pour de faibles rapports signal sur bruit tandis que le décodeur RS s'occupera des erreurs par paquets pour de rapports signal sur bruit élevés.

### 1.4.6 Cartographie

Après l'entrelacement de symboles, le mapper (cartographie) est employé pour convertir chaque mot de donnée de  $v$  bits en des symboles complexes (points de la constellation) choisis d'un signal de constellation dépendant de la modulation numérique  $M$ -QAM correspondante Avec  $v = \log_2(M)$ .

Les symboles  $z$  de la constellation sont normalisés avec un facteur de normalisation.

Notons  $c$  le symbole de données complexe normalisé. Le standard DVB-T utilise sept signaux de constellation présentés par le tableau suivant avec le facteur de normalisation et les paramètres  $v$  et  $\alpha$  qu'on définit à la suite :

M-QAM	$v$	$\alpha$	Facteur de normalisation
4-QAM	2	1	$c = z/\sqrt{2}$
16-QAM	4	1	$c = z/\sqrt{10}$
	4	2	$c = z/\sqrt{20}$
	4	4	$c = z/\sqrt{52}$
64-QAM	6	1	$c = z/\sqrt{42}$
	6	2	$c = z/\sqrt{60}$
	6	4	$c = z/\sqrt{108}$

**Tableau 1. 2.** Facteurs de normalisation pour les symboles de données.

Ces données complexes sont organisées dans le symbole et la trame OFDM appropriée pour être transmis à travers le canal radio mobile terrestre. La modulation non uniforme présente une distance entre les groupes de points de constellation plus grande que celle entre deux points voisins d'un même quadrant. Cette distance est déterminée par le paramètre de modulation  $\alpha$ . Le standard DVB-T spécifie trois valeurs pour ce paramètre : ( $\alpha=2$  ou  $4$ ) pour la modulation non uniforme et ( $\alpha=1$ ) pour la modulation uniforme. Si  $\alpha$  augmente la robustesse du signal contre le canal radio mobile augmente.

## 1.5 La modulation

Pour pouvoir être transmis, un signal doit être conforme aux caractéristiques du canal de transmission. Les messages numériques sont à temps discret et à valeurs discrètes finies. Les canaux de transmission utilisés sont de type à temps continu et à valeurs continues. La modulation est une opération qui consiste à associer une suite numérique binaire finie ou infinie dénombrable à un signal analogique. Les modulations numériques consistent à utiliser une porteuse sinusoïdale haute fréquence modulée par un signal informatif numérique. Les techniques de modulation diffèrent mais les circuits modulateurs et démodulateurs sont identiques. Dans le cas de transmissions sur porteuse, l'opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale

$$s(t) = A \cos(\omega t + \phi) \quad (1.15)$$

Dans cette expression les paramètres modifiables sont:

- L'amplitude de l'onde  $A$
- La fréquence porteuse  $f = \omega/2\pi$
- La phase  $\phi$

### 1.5.1 La modulation à déplacement d'amplitude

La modulation à déplacement d'amplitude (MDA) consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée. Celui-ci s'exprime alors:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad \text{Avec} \quad A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (1.16)$$

Où  $h(t)$  est un filtre de mise en forme des impulsions, par exemple une porte ( $h(t) = 1$  si  $t \in [0, T_s[$  et  $0$  ailleurs),  $\phi$  est une phase de référence et  $\{a_k\}$  la suite des symboles  $M$ -aires.

Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour  $M > 2$  car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment en ce qui concerne sa résistance au bruit.

### 1.5.2 La modulation à déplacement de phase

Pour la modulation à déplacement de phase (MDP), le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime:

$$s(t) = A \sum_k h(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (1.17)$$

où  $A$  représente l'amplitude constante de l'onde porteuse et  $\phi_k$  la valeur de la phase pendant un intervalle de temps  $[kT_s; (k + 1)T_s[$ . Pour une modulation MDP- $M$ ,  $\phi_k$  prend ses valeurs dans un alphabet de  $M$  éléments:

$$\phi_n = \phi + (2n + 1) \frac{\pi}{M} \quad n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (1.18)$$

La complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec  $M$ , mais reste raisonnable, ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour  $M$  allant de 2 à 16 avec de bonnes performances. Dans les inconvénients de la MDP, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées ou tournées peuvent être une solution à ce problème.

### 1.5.3 La modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points  $M$  est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour ce faire, on écrit le signal modulé  $s(t)$  sous la forme suivante:

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1.19)$$

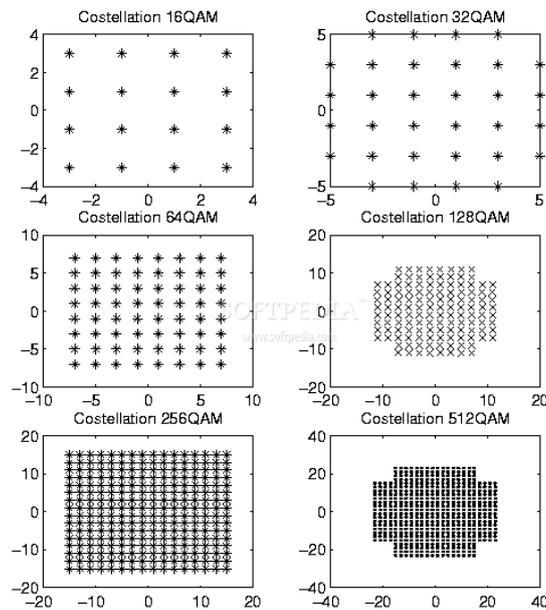
où les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad (1.20)$$

$$b(t) = \sum_k b_k h(t - kT) \quad (1.21)$$

Le signal modulé  $s(t)$  est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .

On considère généralement que les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans le même alphabet à  $M$  éléments donnant ainsi naissance à une modulation possédant  $E = M^2$  états. Chaque état est donc représenté par un couple  $(a_k, b_k)$  ou ce qui revient au même par un symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$ . Dans le cas particulier mais très fréquent où  $M$  peut s'écrire  $M = 2^n$ , alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits. Le symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$  peut par conséquent représenter un mot de  $2n$  bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal  $s(t)$  est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) et si sa constellation comporte  $E$  états, on la note MAQ- $E$ .



**Figure 1.12.** Différentes constellations des différents nombres d'états.

## 1.6 Modulation multi-porteuse OFDM

### 1.6.1 Présentation

Cette technique de modulation consiste à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses a bas débit, a l'opposé des systèmes mono-porteuses qui transmettent les

symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible. Ainsi dans le cas de l'OFDM, pour un train de symboles initial de période  $T_{S_i}$ , les Symboles seront repartis en N trains plus lents et auront alors une durée  $TS = N * T_{S_i}$ . Cette diminution du rythme symbole entraine une diminution des interferences entre symboles d'un rapport N. Ainsi, dans le cas mono-porteuse, pour un débit symbole de 10 M symboles/s transmis sur un canal radio de distorsion maximale  $\tau_m = 250 \mu s$ , un symbole interféré avec  $K=250*10 = 2500$  Symboles. Le processus d'égalisation s'effectuant par bloc est très complexe. En revanche, en répartissant ces symboles sur N = 2048 porteuses, moins de 2 symboles rentrent en interférence, ce qui simplifie énormément l'égalisation du canal [21].

### 1.6.2 Principe de modulation OFDM

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles par  $c_k$  paquets de N. Les  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ à 4, 16, 64,  $2^q$  états. La séquence de M symboles  $c_0, c_1, \dots, c_{M-1}$  constitue un symbole OFDM. Le k-ième train de symboles parmi les M trains module un signal de fréquence  $f_k$ . Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe :  $c_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal total  $s(t)$  correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.22)$$

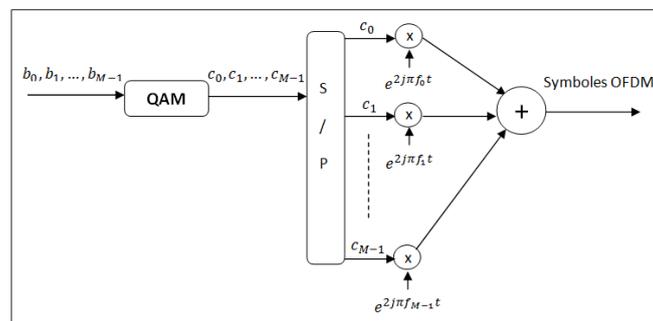


Figure 1. 13. Modulateur OFDM.

### 1.6.3 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement ne soit pas néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. Toute fois l'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective contraignante dans le sens ou :

- Il faut beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres.
- Il faut davantage de largeur de bande.

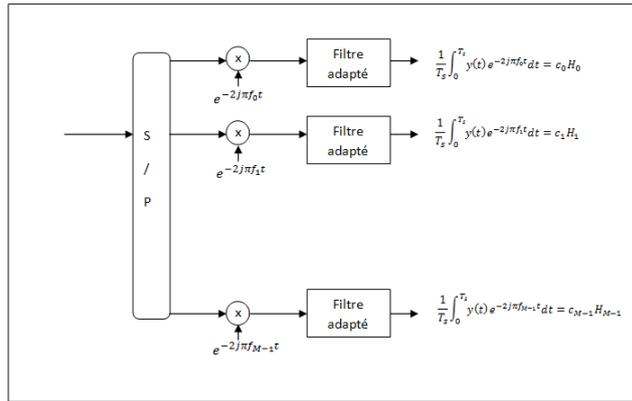
Pour résoudre ces deux problèmes on spécifie un espacement régulier de  $f_u = \frac{1}{T_s}$  entre les sous-porteuses [21]. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , possède un spectre de fréquence en « sinus cardinal », fonction qui s'annule tous les multiples  $\frac{1}{T_s}$ . Les porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

### 1.6.4 Principe de la démodulation

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole  $T_s$

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k H_k(t) e^{2\pi j(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (1.23)$$

Où  $f_k = \frac{k}{T_s} + f_0$  avec  $k = 0, 1, \dots, M - 1$  et  $f_0$  la fréquence de référence de la porteuse principale.  $H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  à l'instant  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$ . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $M$  sous-porteuses selon le schéma classique suivant



**Figure 1. 14.** Démodulateur OFDM.

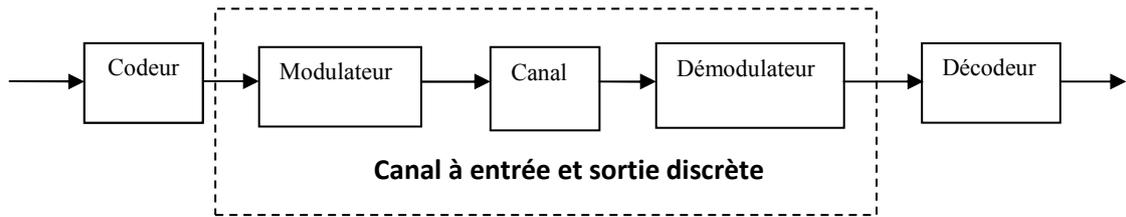
### 1.6.5 Intervalle de garde

Un des grands avantages de l'OFDM est sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence. En divisant le flux de données en N sous-porteuses, la durée symbole est N fois plus grande. Ainsi le rapport délai canal/durée symbole est réduit par le même facteur. L'impact de l'interférence entre symboles (IES) est donc considérablement affaibli. Cependant, il peut subsister une légère interférence entre les symboles OFDM. En effet, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période  $iT_s$  peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période  $(i + 1)T_s$ . Pour résister contre ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée  $\Delta$ . Afin que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards  $T_m$  qui apparaissent sur le canal

## 1.7 Canal de transmission

### 1.7.1 Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à 0 ou 1. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne comprise entre le codeur du canal et le décodeur correspondant.



**Figure 1. 15.** Description d'un canal binaire symétrique.

On note respectivement par  $a_k, y_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et d'autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ , alors [22].

$$\text{prob}(y_k = 0|a_k = 1) = \text{prob}(y_k = 1|a_k = 0) = p \quad (1.24)$$

$$\text{prob}(y_k = 0|a_k = 0) = \text{prob}(y_k = 1|a_k = 1) = 1 - p \quad (1.25)$$

Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, dans ce cas le canal est dit « sans mémoire ».

### 1.7.2 Canal à bruit blanc additif gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne ...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.26)$$

Où  $n(t)$  représente le bruit, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_n^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $\phi_n = \frac{N_0}{2}$ . La densité de probabilité conditionnelle de  $r(t)$  est donnée par l'expression

$$f(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (1.27)$$

### 1.7.3 Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets. Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins. L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. Très souvent, une limite au taux d'erreur binaire de  $10^{-3}$  est utilisée pour des applications de parole. Dans le cas des communications de données, un BER de  $10^{-6}$  est nécessaire bien que souvent difficile à atteindre [23]. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

#### ***a) étalement temporelle***

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents. L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (delay spread), noté  $T_m$  et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal. L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux large bande des canaux à bande étroite. Si le delay spread maximal ( $T_m$ ) du canal est supérieur ou égal à  $T_s$ , le canal est dit à «large bande». Si  $T_m$  est très inférieur à  $T_s$ , le canal est dit à «bande étroite». La bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes

des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non-négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel :  $B_c \sim \frac{1}{T_m} \cdot B_s$  étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que  $B_s \ll B_c$ , toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit «non sélectif en fréquence» (frequency non selective ou flat fading). Dans le cas contraire, au moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit «sélectif en fréquence» (frequency selective), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles, on essaye en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [24].

### **b) Décalage en fréquence (Effet Doppler)**

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement [25]. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel  $B_m$  correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérente aux multiples trajets. On représente par  $T_{coh}$  le temps de cohérence du canal durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement,  $T_{coh}$  est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel  $T_{coh} \sim \frac{1}{B_m}$ .

L'effet Doppler peut être vu comme un effet de décorrélation temporel des trajets multiples et est souvent appelé effet d'évanouissement en temps (time-selective fading effect). Pour garantir la non sélectivité, à la fois en fréquence et en temps, il faut tout simplement respecter la condition:

$$T_m \ll T_s \ll T_{coh} \quad (1.28)$$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

## **1.8 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Pour pouvoir évaluer les performances des systèmes proposés dans la suite de cette thèse, il nous a paru intéressant de rappeler plusieurs notions de la théorie de l'information nous avons présenté les notions fondamentales du codage et des modulations numériques puis on a décrit les différents types de canaux de transmission.

## Chapitre 2 La norme DVB-T

---

### 2.1 Introduction

La diffusion de télévision et la transmission des données ont évolué parallèlement mais aussi indépendamment l'un de l'autre. Mais à nos jours on ne peut pas distinguer l'un de l'autre avec l'apparition de la notion de multimédia. On peut par exemple maintenant recevoir les programmes de télévision sur un PC comme on a l'apparition du télétexte et les guides de programmes (EPG) et maintenant la télé interactive. Avec le passage de l'analogique au numérique, L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) a normalisé la norme DVB (Digital Video Broadcasting). Avec cette norme, trois nouvelles normes apparaissent : DVB-S, DVB-C et DVB-T et maintenant DVB-H et DVB-S2. La norme DVB-T a été conçue pour résister à la réception par trajets multiples du fait de l'utilisation très répandue d'antennes TV intérieures. La réception mobile, quant à elle, n'a pas acquis un grand intérêt. Mais à nos jours la réception en mobilité devient très importante afin d'offrir le confort souhaité pour les applications embarquées tels que dans les véhicules. Dans le but de mieux répondre à la question de mobilité, ce projet de fin d'étude consiste à traiter cette problématique en étudiant la réception de la DVB-T en mobilité. L'objectif de ce travail est donc de permettre une meilleure réception en mobilité pour la norme DVB-T, ainsi que de proposer une stratégie de réception adaptée à la mobilité dans le cadre de la diffusion numérique terrestre [26].

### 2.2 La télévision couleur

#### 2.2.1 Introduction

Conformément aux caractéristiques de la vision humaine, le cerveau peut reconstituer la plupart des couleurs visibles à partir d'un mélange de 3 couleurs fondamentales situées dans le rouge, le vert et le bleu. C'est la trichromie additive. L'image vidéo est donc décomposée

par des filtres optiques en ces trois composantes fondamentales qui seront analysées indépendamment pour donner trois signaux vidéo notés  $E_R, E_V, E_B$ . On parle de liaison RVB, en anglais RGB pour *Red, Green, Blue*.

### 2.2.2 Constitution du signal vidéo composite

Un flux vidéo est composé d'une succession d'images, 25 par seconde en Europe (30 par seconde aux USA), composant l'illusion du mouvement. Chaque image est décomposée en lignes horizontales, chaque ligne pouvant être considérée comme une succession de points. La lecture et la restitution d'une image s'effectue donc séquentiellement ligne par ligne comme un texte écrit : de gauche à droite puis de haut en bas [27].

Vidéo composite parfois appelée CVBS (Chroma Video Blanking Synchro), désigne le signal de base de la vidéo couleur analogique. Il trouve son origine dans le signal vidéo noir et blanc existant combiné avec les signaux de télévision couleurs : compatibilité du signal couleur avec les récepteurs noir et blanc ; compatibilité du signal noir et blanc avec les récepteurs couleur. Le signal vidéo composite véhicule simultanément les informations liées à la chrominance (couleurs) et celles liées à la luminance de l'image (noir et blanc) pour chacun des points qui composent l'image à afficher à l'écran. Le signal vidéo en télévision N&B est constitué par deux composantes d'une part des impulsions de synchronisation déclenchant les balayages ligne et trame, et d'autre part par des niveaux de tension variables dits de "luminance", représentatifs de la luminosité des différents points affichés à l'écran. Voyons plus en détails comment s'organise ce signal [27].

#### **a) Amplitude**

L'amplitude du signal vidéo varie dans une plage de 1 V crête à crête (sur lignes adaptées à 75  $\Omega$ ). Les niveaux de synchronisation occupent 30% de cette plage, les niveaux de luminance les 70% restants. Cette répartition résulte d'un compromis entre la fiabilité de la synchronisation des balayages ligne et trame et la qualité de l'image. Elle permet de plus de séparer facilement à la réception les impulsions de synchronisation des niveaux de luminance par un simple écrêtage. Pour un signal dont l'amplitude varie entre 0 et 1 V, les impulsions de synchronisation apparaissent entre 0 et 0,3 V. Ce niveau de 0,3 V est désigné comme le niveau de suppression (*blanking*). Il correspond à un affichage noir à l'écran. Avec l'exemple précédent, les niveaux de luminance s'échelonnent entre 0,3 V et 1 V. Plus le

niveau de tension est important, plus l'intensité du faisceau excitant le matériau luminescent (luminophores, en anglais *phosphors*) de l'écran est grand et plus le point de l'écran apparaît clair. Le niveau du "noir" peut coïncider ou non avec le niveau de suppression, suivant que l'on souhaite obtenir à la restitution sur l'écran une image plus ou moins lumineuse. On peut être également conduit à introduire un décalage pour un problème lié à la non linéarité de la réponse de l'écran. Le niveau du noir peut alors être situé 0,07 V au-dessus du niveau de suppression [28].

### **b) Synchronisation**

Les impulsions de synchronisation marquent le début d'une trame ou d'une ligne. Elles déclenchent des signaux en dent de scie qui permettent de repérer le balayage des lignes d'une trame ou les points d'une ligne. La différenciation entre impulsion de synchronisation "trame" et "ligne" s'effectue à partir de leurs durées respectives. Les impulsions correspondant au balayage horizontal sont des impulsions de 0,3 V à 0 V (suivant l'exemple développé dans la section précédente) de durée 4,7  $\mu\text{s}$  à 4,8  $\mu\text{s}$ . Cette impulsion est placée 1,4 à 1,5  $\mu\text{s}$  après la fin des variations du signal de luminance correspondant à la ligne précédente, et 5,4 à 6,4  $\mu\text{s}$  avant le début des variations des niveaux de luminance de la ligne à balayer, d'où une durée totale du "retour ligne" de l'ordre de 12  $\mu\text{s}$ . Les intervalles de temps entre impulsions de synchronisation et niveaux de luminance (occupant pour une ligne les 52  $\mu\text{s}$  restantes) permettent d'éviter les risques d'interférence entre ces deux types de variations de tension. Pour ce qui est de l'intervalle de 1,4 à 1,5  $\mu\text{s}$  (*front porch* en anglais), il assure de plus que l'instant de déclenchement du balayage ligne ne soit pas perturbé par le dernier niveau de luminance intervenant dans la ligne précédente [28].

### **c. Correction de gamma**

Un problème se pose du point de vue du traitement du signal vidéo. Si les niveaux électriques fournis par les capteurs d'images varient généralement linéairement avec le niveau de luminosité analysé, il n'en va pas de même de la réponse des luminophores des écrans cathodiques : la puissance lumineuse émise au niveau de l'écran varie généralement avec le niveau  $V$  du signal de commande comme  $V^\gamma$ , où  $\gamma$  est une constante sans dimension dépendant de l'écran utilisé. Ce paramètre  $\gamma$  varie entre environ 2,2 pour les tubes monochromes et 2,8 pour les tubes couleurs. Si l'on ne prend pas garde à cette caractéristique des écrans, les modifications du ton lumineux sont très réduites dans le

domaine "sombre" du spectre lumineux et très accentuées dans le domaine "clair". Afin de ne pas être gêné par la non-linéarité de la caractéristique intensité lumineuse-tension de commande des écrans, on effectue une "correction de gamma" : on insère dans la chaîne de transmission une loi en puissance de  $1/\gamma_c$ . Si la valeur de  $\gamma_c$  coïncide avec  $\gamma$ , la caractéristique corrigée du système est parfaitement linéaire [28].

### 2.2.3 La colorimétrie

Les 3 signaux  $E_R$ ,  $E_V$  et  $E_B$  sont équivalents à des luminances et peuvent être transmis séparément. C'est parfois le cas en transmission locale, ou au niveau de la prise péritel des téléviseurs, magnétoscopes, décodeurs, etc... Ce procédé n'est pas applicable en diffusion hertzienne ni en distribution câblé car il n'est pas compatible avec les téléviseurs noir et blanc (problème fondamental lors de l'introduction de la télévision couleur dans les années 60 et 70) et il triple a priori la largeur de bande nécessaire à la transmission. La compatibilité avec le noir et blanc est obtenue en remplaçant les trois signaux  $E_R, E_V, E_B$  par 3 autres. Le premier est la luminance qui est la même qu'en télévision Noir et blanc. C'est donc le seul signal utile aux téléviseurs monochromes. La luminance  $Y$  s'exprime sous la forme :

$$Y = 0,30 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_B \quad (2.1)$$

Les coefficients proviennent de la différence de sensibilité de l'œil selon les couleurs. Les deux autres signaux :

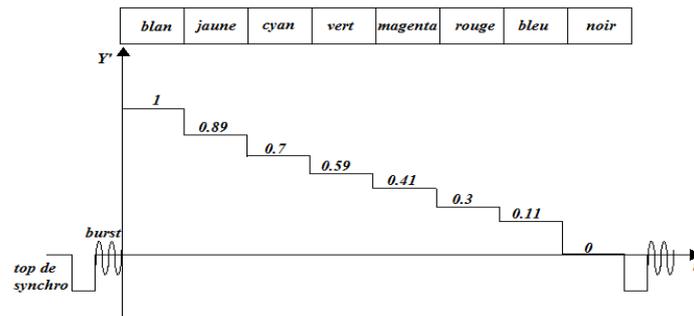
$$D_B = E_B - Y \quad (2.2)$$

$$D_R = E_R - Y \quad (2.3)$$

Composent la chrominance qui porte l'information de coloration de l'image. Ces deux signaux, qui peuvent être négatifs, suffisent

$$D_V = E_V - Y \quad (2.4)$$

Le plus souvent voisin de zéro du fait de l'efficacité visuelle de l'œil s'en déduit. On parle alors de "liaison composite  $YUV$ " ( $U$  et  $V$  étant respectivement associés à  $D_B$  et  $D_R$ ). On peut représenter les composantes dans le plan de couleurs ( $D_B; D_R$ ). Pour une couleur "purement" rouge, soit  $E_R=1$  et  $E_B=E_V=0$ , on a  $D_B=-0,30$  et  $D_R=0,7$ . Pour un bleu, soit  $E_B=1$  et  $E_R=E_V=0$ , on a  $D_B=0,89$  et  $D_R=-0,11$ . Enfin pour un vert, soit  $E_V=1$  et  $E_B=E_R=0$ , on a  $D_B=D_R=-0,59$  [30].



**Figure 2. 1.** Représentation du signal de luminance (la mire).

Les algorithmes de compression bénéficient de ce système. En effet l'œil humain est plus sensible à la luminance qu'à la chrominance. Par conséquent la chrominance peut être décimée dans le signal vidéo. Les formats de codage normalisés 4 :2 :2, 4 :2 :0 et 4 :1 :1 ont exploité cela pour effectuer une première compression du signal :

- Le format 4 :4 :4 : Dans ce format, chaque pixel dispose d'une information de luminance ( $Y$ ) et d'une information de chrominance ( $U$  et  $V$ ).
- Le format 4 :2 :2 : Ce format est utilisé pour encoder la vidéo professionnelle. Dans ce format, l'information de chrominance est sous échantillonnée horizontalement avec un facteur deux. Ainsi chaque pixel dispose d'une information de luminance, mais chaque deux pixels dans une ligne partagent la même information de chrominance.
- Le format 4 :1 :1 : Ce format est utilisé dans les caméscopes format DV (Digital Video). Dans ce format, l'information de chrominance est sous échantillonnée horizontalement avec un facteur quatre. Chaque pixel dispose d'une information de luminance, mais chaque quatre pixels dans une ligne partagent la même information de chrominance.
- Le format 4 :2 :0 : Ce format est utilisé pour la diffusion de la TV numérique en standard MPEG (Motion Picture Experts Group). Dans ce format, l'information de chrominance est sous échantillonnée horizontalement et verticalement avec un facteur quatre. Ainsi chaque pixel dispose d'une information de luminance, mais chaque quatre pixel dans deux lignes voisines partagent la même information de chrominance.

## 2.2.4 Synoptique d'une transmission TV couleur

### a) Emission

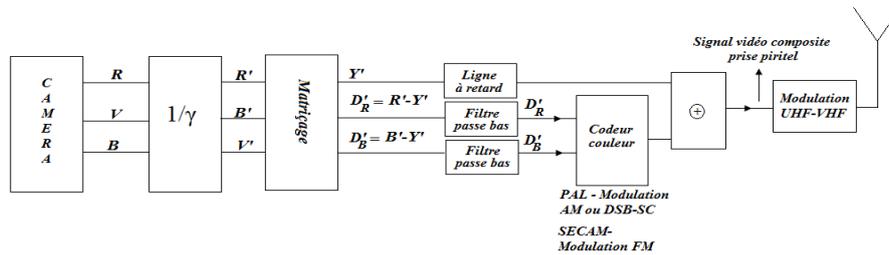


Figure 2. 2. Synoptique d'émission TV couleur.

- **Le filtre passe bas** : laisse passer les fréquences en dessous d'un certain seuil
- **Ligne à retard** : le signal de chrominance correspondant à la couleur rouge est transmis pendant une ligne (64  $\mu$ s) alors que le signal associé au bleu est transmis pendant la ligne suivante. Pour pouvoir reconstituer les couleurs il faut donc retarder le premier signal de 64  $\mu$ s pour que les deux signaux se retrouvent en phase. Les signaux de luminance et de chrominance doivent se superposer dans le tube trichrome; or la luminance est transmise avec une bande large (6MHz) et la chrominance avec une bande étroite (1MHz). Le temps de montée d'un signal étant inversement proportionnel à sa bande passante (0,2 à 0,4  $\mu$ s pour le signal de luminance, environ 1 $\mu$ s pour celui de chrominance) il faut donc retarder le signal de luminance avant de l'appliquer au tube image.

### b) Réception

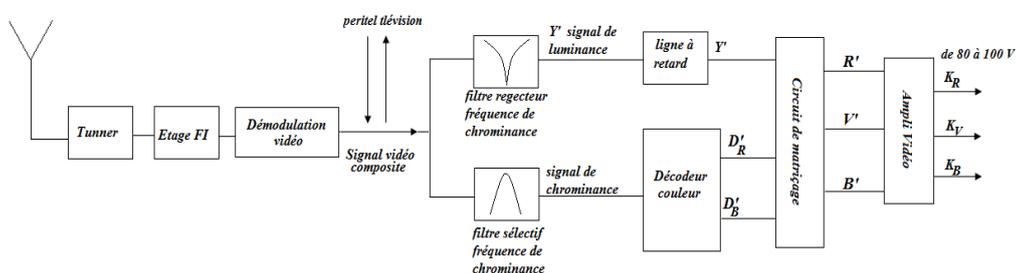


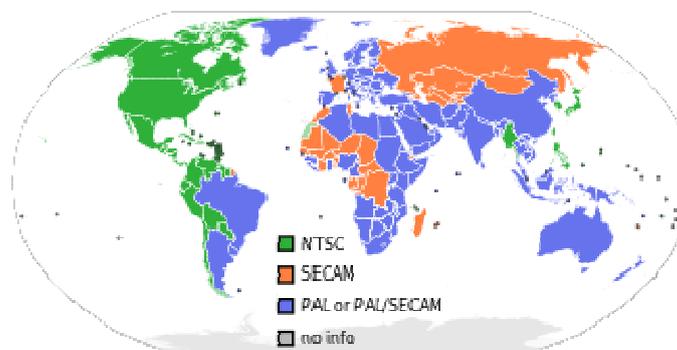
Figure 2. 3. Schéma synoptique de réception TV couleur.

- **Ampli vidéo** : veut dire bande passante 5 MHz.

- **Tuner** : permet de recevoir un signal électromagnétique émis sur une bande de fréquences, conserver la partie du signal émise sur une fréquence particulière et rejeter les parties du signal émises sur les autres fréquences.
- **Filtre réjecteur de fréquence de chrominance** : élimine le signal de chrominance et garde le signal de luminance.
- **Filtre sélectif en fréquence de chrominance** : garde uniquement le signal de chrominance.

## 2.2.5 Normes de codage pour la vidéo en couleur

Le transport de l'information couleur par le signal vidéo a été fait de manière à rester compatible avec le parc de récepteurs N&B de l'époque (années 50, aux USA). Il existe 3 standards de codage de la couleur de part le monde, le NTSC, le PAL et le SECAM. Cette hétérogénéité est liée à l'histoire de la télévision et à la volonté de certains pays (ou continents) à prouver leur supériorité technologique en adoptant chacun un système différent. Le premier système été au nord-américain (NTSC), quelque année plus tard, il a été adapté/amélioré en Europe (PAL) ; la France, associée à l'URSS, a défini son propre standard (SECAM).



**Figure 2. 4.** Normes de télévision à travers le monde.

### **a) NTSC (National Television Systems Committee)**

Comme il faut rajouter les deux signaux de couleur rouge R-Y et bleue B-Y et qu'il n'y a qu'une seule voie chrominance, un codage doit être entrepris. C'est là qu'intervient le « système » et son originalité propre. Dans tous les systèmes de télévision couleur, le signal de chrominance est placé dans le haut du spectre de luminance pour éviter d'augmenter l'encombrement spectral par rapport au signal N&B. L'information de chrominance est

portée par une sous-porteuse « chroma » modulée par le signal de couleur. Dans le système américain NTSC, les signaux rouge et bleu modulent (en modulation d'amplitude sans porteuse) deux sous-porteuses chrominance de même fréquence  $f_c = 3,579545 \text{ MHz}$  et déphasées de 90 degrés.

- **Base de couleurs**

Le système NTSC utilise une base de couleurs YIQ, détaillée ci-après :

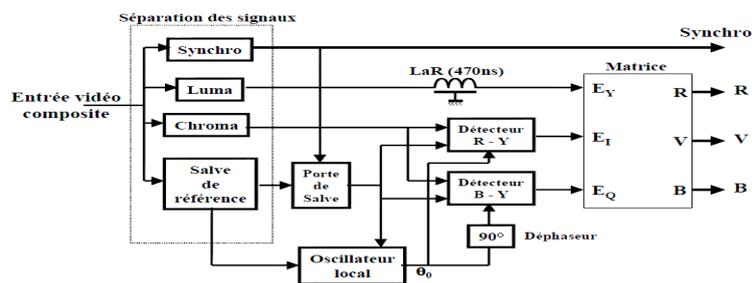
$$E_Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B \quad (2.5)$$

$$E_I = 0,27(E_B - E_Y) + 0,74(E_R - E_Y) = 0,60E_R - 0,28E_V - 0,32E_B \quad (2.6)$$

$$E_Q = 0,41(E_B - E_Y) + 0,48(E_R - E_Y) = 0,21E_R - 0,52E_V + 0,31E_B \quad (2.7)$$

Dans le système NTSC, les deux couleurs R-Y et B-Y sont présentes simultanément dans le signal vidéo et donc transmises simultanément par voie hertzienne dans le cas d'une diffusion TV. Malheureusement des déphasages parasites peuvent s'introduire au cours de la transmission radio, ce qui rend plus délicat la démodulation synchrone. Ce système -qui a le mérite d'exister depuis fort longtemps - présente donc le défaut de dériver en teinte si un déphasage intempestif se produit, d'où l'appellation humoristique *Never The Same Color*. D'un point de vue pratique, la démodulation synchrone des deux sous-porteuses nécessite un signal synchrone avec la sous-porteuse. Celui-ci est obtenu en synchronisant un oscillateur présent dans le récepteur à l'aide de salves à la fréquence  $f_c$  et placées sur le palier arrière du top ligne :

- **Schéma d'un récepteur NTSC**



**Figure 2. 5.** Récepteur NTSC.

La ligne à retard (470 ns) placée sur la luminance sert à compenser les temps de propagation des signaux de chrominance à travers les filtres [29].

**b) système PAL (Phase Alternate Line)**

L'amélioration du procédé PAL (Phase Alternation by Line) développé en Europe par rapport au NTSC réside dans la compensation de phase : elle consiste à inverser une ligne sur deux la phase de la porteuse Rouge. Si un décalage de phase intempestif se produit on constate que la porteuse est un peu en avance sur sa position normale sur une ligne et symétriquement en retard la ligne suivante. La fréquence de la sous-porteuse PAL est de  $f_c = 4,43361875\text{MHz}$ . L'oscillogramme [29].

- **Base de couleurs**

Le système PAL utilise une base de couleurs YUV, détaillée ci-après :

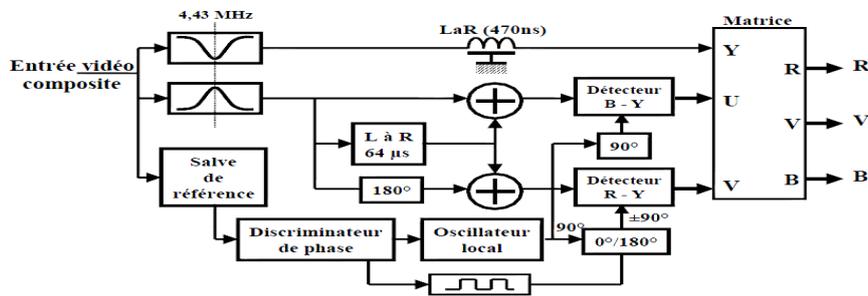
$$Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B \tag{2.8}$$

$$U = 0,493(E_B - E_V) (\sim D_B) \tag{2.9}$$

$$V = 0,877(E_R - E_V) (\sim D_R) \tag{2.10}$$

Le Blanc de référence est caractérisé par  $Y = \max, U = V = 0$ .

- **Schéma d'un récepteur PAL**



**Figure 2. 6.** Récepteur PAL.

**c) SECAM (Séquentiel à mémoire)**

Le système français SECAM paraît plus simple, les informations se succédant au lieu d'exister simultanément comme dans les autres procédés de codage. Ainsi, sur une ligne on adresse le signal rouge, sur la suivante on place le bleu, la prochaine ligne voit revenir le signal rouge et ainsi de suite une ligne sur deux. Ces signaux apparaissent dans le signal vidéo sous la forme de deux porteuses différentes, modulées en fréquence sur une plage assez large :  $\pm 1,2$  MHz environ, à cause de la préaccentuation subie par les signaux couleurs. Les valeurs de sous-porteuses chrominance choisies sont:  $f_r = 4,40625$  MHz et  $f_b = 4,2500$  MHz. Il est

compatible avec le format européen Noir et blanc 50 Hertz (balayage 50 fois par seconde, soit 2 demi-images balayées 25 fois, soit 25 images complètes en 1 seconde) [29].

- **Base de couleurs**

Le système SECAM utilise une base de couleurs  $Y D_R D_B$ , détaillée ci-après :

$$Y = 0,30E_R + 0,59E_V + 0,11E_B \quad (\text{bande passante : } 6 \text{ MHz}) \quad (2.10)$$

$$D_R = -1,902(E_R - E_Y) \quad (\text{bande passante : } 1,2 \text{ MHz}) \quad (2.11)$$

$$D_B = 1,505(E_B - E_Y) \quad (\text{bande passante : } 1,2 \text{ MHz}) \quad (2.12)$$

Le Blanc de référence est caractérisé par  $Y = \max, D_R = D_B = 0$

- **Schéma d'un récepteur SECAM**

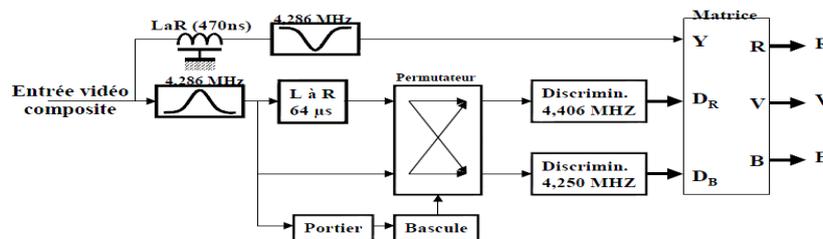


Figure 2. 7. Récepteur SECAM.

## 2.3 La télévision analogique

Avec la diffusion Hertzienne analogique, l'image et le son enregistrés par la caméra sont numérisés et on parle communément d'image et de son numérique. En revanche ils sont diffusés sous forme analogique et nos téléviseurs reçoivent des données analogiques.

### 2.3.1 Le principe de diffusion analogique

L'image à diffuser, c'est de la lumière qui est transformée en signaux électriques par la caméra, ce qui génère un signal vidéo qui est caractérisé par sa fréquence (nombre d'oscillation par seconde). A chaque nouvelle image on obtient un nouveau signal. Pour diffuser les images, il faut faire voyager ces signaux en les plaçant sur une onde porteuse. C'est une onde électromagnétique à fréquence très élevée et bien régulière. Elle est générée par un courant électrique produit par l'émetteur. Quand on y ajoute le signal vidéo, l'onde porteuse se met à moduler au rythme du signal vidéo. Le tour est joué, les signaux voyagent

sur l'onde porteuse. En fait une chaîne pour émettre un programme n'utilise pas une onde porteuse mais plusieurs réparties sur une fréquence de 8Mhz.

### **2.3.2 La réception analogique**

Chaque chaîne émet sur sa propre plage et l'antenne râteau les reçoit toutes en même temps. Toutes les ondes porteuses arrivent sur l'antenne sous forme de signaux électriques qui modulent. Ces signaux pénètrent dans le téléviseur et sont canalisés vers le tuner. C'est lui qui va effectuer la sélection du programme (filtre qui sélectionne la plage de fréquence utilisée par le programme souhaitée). Mais pour obtenir l'image, il faut récupérer le signal produit par la caméra, qui lui est encore mélangé à la porteuse qui module. Donc l'étape suivante, le démodulateur qui sépare l'onde porteuse du signal vidéo, qui lui est envoyé sur le canon à électron, et celui correspondant au son envoyé aux hauts parleurs.

### **2.4 Le passage au numérique et son objectif**

Les techniques de compression et les systèmes de codage numériques permettent d'incorporer un plus grand nombre d'informations dans un signal radio que la technologie analogique. Un multiplex TV numérique – qui associe et transmet plusieurs canaux TV codés dans un seul signal de radiodiffusion – exige une largeur de bande de 8 MHz, à l'instar d'une chaîne de télévision analogique. Grâce aux techniques de compression numériques, ce multiplex peut transporter les données (son et image) non plus d'un seul, mais de plusieurs canaux TV (entre 4 et 6). Cela signifie qu'un plus grand nombre de services TV peuvent être transmis avec la même quantité de spectre, par rapport à la radiodiffusion analogique.

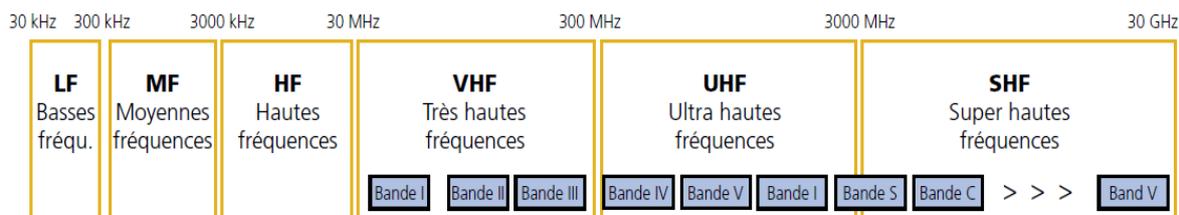
Les radiodiffuseurs de service public ont été l'élément moteur du passage au numérique et ils ont consenti des investissements importants dans les technologies et les programmes de radio et de télévision numériques. La télévision numérique terrestre (TNT) permet aux radiodiffuseurs de proposer à tout leur public des services en clair avec une gamme plus étendue de programmes de qualité, tout en continuant à exploiter pleinement le spectre. Les téléspectateurs sont d'ailleurs de plus en plus nombreux à saisir cette offre intéressante. La TNT est aujourd'hui la plateforme de télévision numérique qui connaît l'essor le plus rapide en Europe. En effet, plus de 70 millions de personnes l'utilisent déjà en Europe occidentale. Sans le succès de la TNT, l'arrêt des services de télévision analogique ne serait pas envisageable [30].

### **2.4.1 Buts de la numérisation**

1. La qualité : le numérique multimédia offre au consommateur un nouvel espace et cela avec la qualité et la robustesse qu'offre le signal numérique.
2. L'efficacité : la compression numérique des images permet d'augmenter les capacités de transmission.
3. La souplesse du système : le numérique transporte indifféremment de l'audio, de la vidéo, des données et même un système de contrôle d'accès puissant, le numérique transmet les formats de manière transparente.
4. La sécurité : le transport numérique offre à l'utilisateur une transparence dans l'exploitation des systèmes de gestion des opérations, un contrôle d'accès aux programmes et aux services sans compter les avantages pour l'identification des ayant-droits.
5. Compatibilité : l'utilisation du numérique facilite la compatibilité avec des supports tels que le CD-Rom.
6. Interactivité: le numérique facilite l'organisation des services interactifs.
7. Normalisation : Sur le plan mondial et européen, le processus de normalisation est quasi achevé.

### **2.4.2 Spectre radioélectrique**

Le spectre radioélectrique est partie du spectre électromagnétique, allant de 3hz à 300Ghz de par ses aptitudes à transporter des informations codifiées (les signaux), le spectre radioélectrique est un outil essentiel pour les technologies des communications comme la téléphonie mobile, la diffusion radio et TV, les radiocommunications bilatérales, les services large bande, les radars les liaisons fixes, les communications par satellite, etc. En fonction de la gamme de fréquence, le spectre radioélectrique est divisé en bande et sous bande de fréquences. Plus un signal doit transporter d'information plus il a besoin de largeur de bande. Pour une chaîne de télévision analogique, la largeur de bande est de 8Mhz dans la bande UHF IV/V.



**Figure 2. 8.** Spectre radioélectrique.

Le spectre est en principe géré au niveau national et relève de la responsabilité des états. Les ondes radioélectriques ne respectent cependant pas les frontières et les signaux peuvent facilement les franchir [31].

### 2.4.3 Le dividende numérique

Dans la mesure où la télévision numérique utilise moins de spectre que la télévision analogique pour une réception avec une antenne de toit, une partie du spectre pourrait être libérée après l'arrêt des services de télévision analogique. Cette quantité de spectre libérée est généralement désignée par l'expression « dividende numérique ». Le spectre libéré pourrait être utilisé à plusieurs fins, notamment :

- Pour augmenter le nombre de services de radiodiffusion numérique terrestre (par exemple ceux qui sont destinés à être reçus par le biais d'antennes de toit ou d'antennes intérieures).
- Pour améliorer la couverture des transmissions TV numériques (par exemple pour augmenter la couverture de la population et/ou l'intensité de champ, afin de fournir des services plus fiables aux récepteurs mobiles ou aux antennes intérieures, améliorant ainsi la couverture régionale), ou la réception intérieure, portable et mobile.
- pour des services de télévision numérique destinés à être reçus sur des récepteurs portatifs (grâce au système DVB-H, par exemple).
- pour améliorer la qualité du son et de l'image, en particulier pour la télévision haute définition.
- pour des services autres que les services de radiodiffusion (WiMAX, UMTS, par exemple) [30].

## **2.5 le standard DVB**

### **2.5.1 Introduction**

La technologie DVB (Digital Video Broadcasting) constitue un élément essentiel de la diffusion mondiale : il s'agit d'un ensemble de normes de télévision numérique ouvert et accepté internationalement. Des normes de haute qualité pour les services numériques et de données sont établies par le projet DVB, une association qui rassemble plus de 270 membres, notamment des développeurs de logiciels et des sociétés de télévision, répartis sur plus de 35 pays. Ces normes constituent la base de différentes adaptations de la technologie DVB, notamment dans les environnements suivants :

- Satellite : DVB-S
- Câble : DVB-C
- Portable (handheld) : DVB-H
- Terrestre : DVB-T

### **2.5.2 Transmission par satellite (DVB-S)**

Le DVB-S est un standard défini pour la transmission par satellite. Ce standard a attiré l'intérêt des opérateurs et des chercheurs dans le domaine de communications en vu de sa bande large et des contraintes non strictes par rapports aux autres supports de transmissions. Les émissions Le DVB-S ont débuté depuis 1996 pour les premiers opérateurs commerciaux. C'est un standard de diffusion relativement simple qui utilise la modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying). Il utilise des canaux relativement larges (33 ou 36 MHz).

### **2.5.3 Transmission par câble (DVB-C)**

C'est un standard pour la diffusion de vidéo numérique par câble. A l'origine, le DVB-C a été conçu pour assurer la continuité des émissions par satellite, maintenant, il a un large domaine d'application. Le câble coaxial, la fibre optique et les techniques mixtes de câblage se prêtent bien à l'acheminement des signaux de télévision. Le câble est un milieu bien protégé mais à bande réduite. Donc la modulation choisie est une modulation à efficacité maximale, c'est-à-dire transportant un maximum de bits par symbole, c'est la modulation du type QAM, à 16, 32 ou 64 états. Le développement d'autres modulations plus performantes,

comme le QAM-128 et la QAM-256, est actuellement à l'ordre du jour. Un décodeur sera équipé d'un circuit correcteur d'échos afin de compenser des échos courts liés à des désadaptations dans la connectique ou les éléments passifs. La largeur des bandes d'un canal en matière de transmission sur câble est de l'ordre de 7 à 8MHz. Cette faible largeur constitue l'une des difficultés les plus importantes en ce qui concerne la transmission des signaux numériques de télévision.

#### **2.5.4 Standard de diffusion numérique terrestre (DVB-T)**

Le standard DVB-T définit une méthode de transmission des signaux de télévision MPEG2 conforme aux caractéristiques spécifiques du canal de transmission dans l'espace. La largeur de canal est très réduite : 8 MHz. Elle a recours à la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui utilise des porteuses à bande étroite orthogonales entre elles. Les contraintes sur le DVB-T sont grandes et ont une influence importante sur la couverture et la puissance du signal transmis, mais il présente l'avantage de pouvoir réaliser des réseaux mono-fréquence.

## **2.6 La norme DVB-T**

### **2.6.1 Introduction**

Le système DVB-T étant la première norme de TNT à avoir été standardisée dans le monde, ses performances et les algorithmes de réception qui lui sont associés sont souvent donnés en référence. En effet, il a servi d'élément de comparaison pour le développement des normes DVB-H conçue pour la réception mobile, DMB-T dont les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation diffèrent de ceux de DVB-T, ainsi que DVB-T2. De la même manière, nous comparerons systématiquement les performances des algorithmes et des systèmes que nous proposerons dans les chapitres suivants à celles du système DVB-T. Pour cela, nous décrivons et analysons dans ce chapitre le standard DVB-T [32] et les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle classiquement mis en œuvre en réception.

## 2.6.2 La télévision numérique terrestre dans le monde

### a) ATSC

La norme ATSC (Advanced Television Systems Committee) déployée aux États-Unis, au Canada et en Corée du Sud ne permet pas, par la nature de la modulation 8-VSB employée, une réception mobile [33].

### b) ISDB-T

La norme ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial) a été retenue au Japon pour la diffusion de la TNT, lancée en décembre 2003 à Tokyo, Osaka et Nagoya. L'ISDB-T est en de nombreux points similaires à la norme européenne DVB-T (notamment pour le multiplexage et la modulation). La principale différence réside dans le fait que, dans l'un des modes de l'ISDB-T, la bande passante est divisible en 13 segments temporels. Or, de 1 à 3 de ces segments temporels ont été réservés pour la diffusion à destination des mobiles, le reste ayant été consacré à la diffusion de la TNT fixe [32].

### c) DVB-T

Le DVB-T est la norme européenne de la TNT, créée en 1995 et publiée en 1997 par le consortium DVB (Digital Video Broadcasting). Elle est aujourd'hui utilisée dans plus de 50 pays [32].

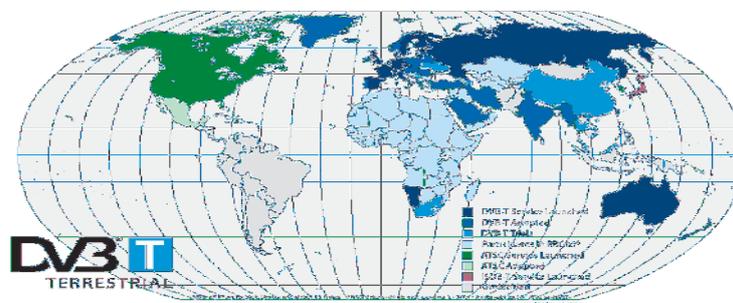


Figure 2. 9. les standards DVB-T l'ISCB et ATSC dans le monde.

## 2.7 Chaîne de transmission DVB-T

### 2.7.1 Transmission et réception DVB-T

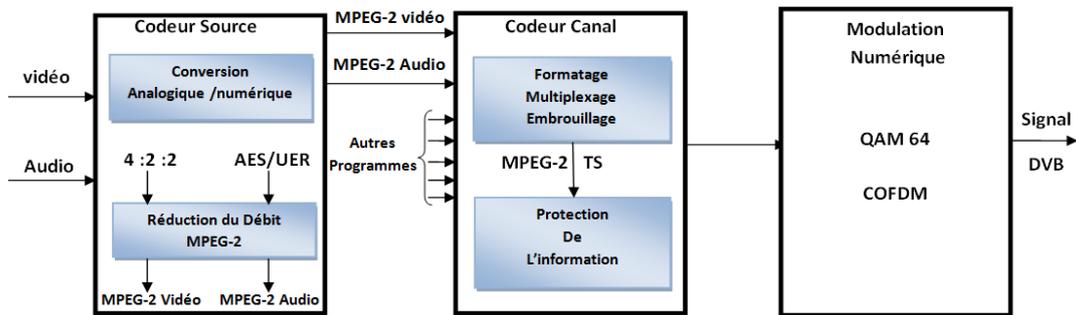


Figure 2. 10. Schéma synoptique de la chaîne d'émission DVB-T.

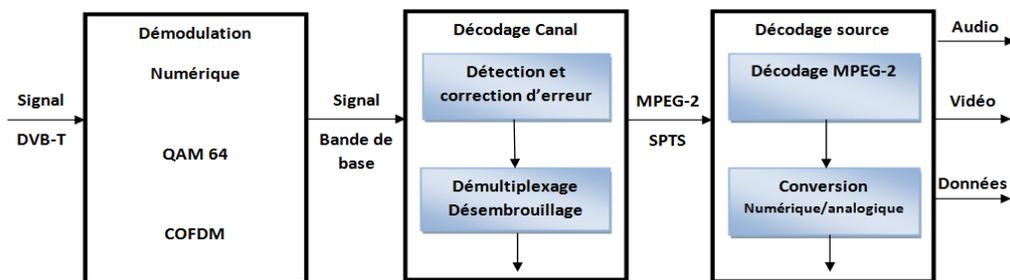


Figure 2. 11. Schéma synoptique de la chaîne de réception DVB-T.

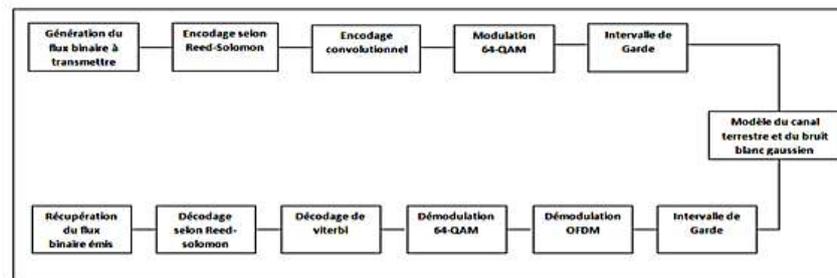


Figure 2. 12. Synoptique d'une chaîne de transmission DVB-T.

## a) le flux MPEG-TS

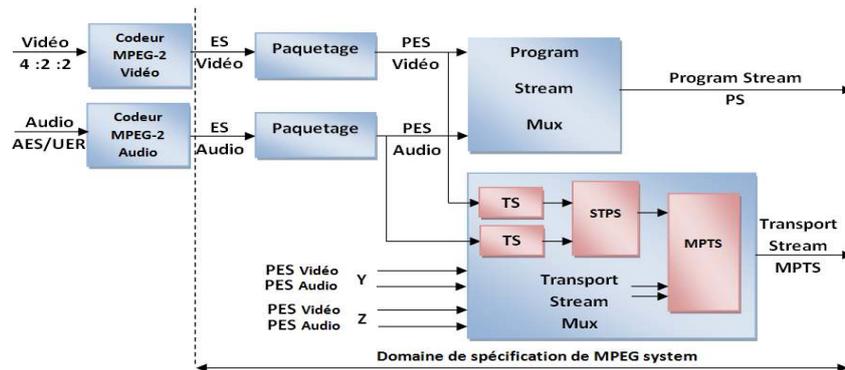


Figure 2. 13. Synoptique général de l'organisation des données.

Un flux de transport est créé en appliquant un multiplexage temporel des flux élémentaires qui peuvent être des flux audio, vidéo ou bien données. La figure ci-dessous, présentant un seul service TV, montre comment est construit un flux de transport.

- **Flux élémentaires : ES**

Pour construire un flux de transport, la première étape consiste à compresser les données numériques pouvant être des données vidéo, audio, sous titres ou autres pour obtenir ainsi un flux élémentaire ES pour « Elementary Stream ». Les méthodes de compression utilisées dépendent du type de données.

- **Flux élémentaires paquetés : PES**

Avant de les combiner pour former un flux de transport TS, les flux élémentaires ES doivent être divisés en morceaux auxquels on ajoute des enveloppes. Cette étape s'appelle paquetage. La taille de ces morceaux va dépendre de type de données à paqueter. Un flux élémentaire paqueté ou encore PES pour « Packetased Elementary Stream » englobe toutes les données contenues dans un flux élémentaire, mais il est paqueté afin d'assurer une protection contre les erreurs et de permettre un accès aléatoire.

- **flux de transport : TS**

Un flux de transport est constitué d'une suite de paquets de transport présentant la plus petite entité pour ce format. Le paquet de transport est l'unité de base qui constitue un flux de transport. Il est caractérisé par une longueur fixe de 188 octets. Les quatre premiers octets constituent l'en-tête du paquet, le reste sera consacré à la charge utile et au champ

d'adaptation. De plus des informations sont rajoutées qui permette au abonné de désembrouiller le signal par exemple, qui sont transportées par des paquets TS.

- **STPS et MPTS**

Un TS peut correspondre à un programme TV unique ou flux multimédia (par exemple avec un PSE vidéo et un PSE audio). Ce type de TS est appelé un single Program Stream Transport (SPTS). Un SPTS contient toutes les informations requises pour reproduire la chaîne de télévision codé ou flux multimédia. Il peut contenir seulement une audio et vidéo SPE, mais dans la pratique, il y aura d'autres types de PSE ainsi. Chaque part du PSE une base de temps commune. Dans le cas DVB, un ou plusieurs flux SPTS sont combinés pour former un flux de programme de multiples transports (MPTS). Cette plus grande agrégat contient également toutes les informations de contrôle (Information sur le programme spécifique (PSI)) nécessaire pour coordonner le système DVB, et toute autre donnée qui doit être envoyé

**b) Le brassage**

Le flux de transport MPTS est organisé en paquet de longueur fixe 188 octets. Le brassage sert à effectuer une dispersion d'énergie, c'est-à-dire une répartition uniforme de l'énergie dans le canal d'émission a fin d'éviter les longues suites de 1 ou de 0, qui créerait des parasite dans le spectre du signal et empêcheraient la récupération de l'horloge.

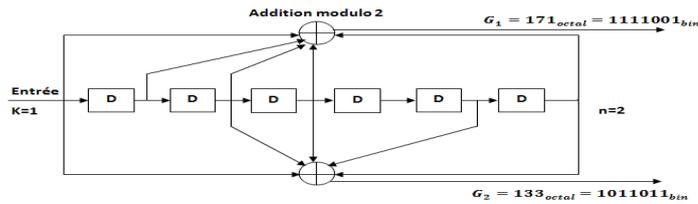
**c) codeur externe RS**

Le code de R-S utilisé dans le standard DVB-T est un code R-S(204; 188/ $t = 8$ ).

Des trames de 188 octets de données sont encodées à l'aide d'un codeur de R-S et ressortent avec une taille de 204 octets. 16 octets de redondance sont donc ajoutés au signal utile ce qui permet une capacité de correction  $t$  de 8 octets.

**d) Codeur interne convolutif**

Nous avons utiliser un codeur avec une longueur de contrainte 7, le polynôme générateur du code de 171 et 133 (en nombre octal), et une liaison de rétroaction de la 171 (en octal), régler le paramètre de structure en treillis de poly2trellis (7.[171 133], 171).



**Figure 2. 14.** Codeur Convolutif de rendement  $R=1/2$  et longueur de contrainte  $L=7$ .

**e) Modulation 64-QAM**

Pour la TNT le 64QAM a été principalement retenu dans quelque pays (6 bits par symbole) alors que dans des autres c'est le 16QAM qui a été préféré pour diffuser 4 bits par symbole. Dans ce dernier cas la réception pourra se faire dans des conditions de réception réputées plus difficiles, lorsque le champ est plus faible, par exemple à l'intérieur des habitations, ou lorsqu'on utilise une antenne avec un gain faible, voire par échos (signal réfléchi par une montagne), jusqu'à 34 km et même le double.

**f) L'intervalle de garde (COFDM)**

- **La modulation COFDM**

La COFDM son principe consiste à répartir l'information à transmettre quelque soit son débit sur des porteuse distinctes émises simultanément et modulé individuellement en QAM à un débit assez bas pour que la durée utile  $T_s$  d'un symbole soit suffisamment grande devant l'étalement des échos.

- L'interférence intersymbole est alors limité à une faible part de la durées du symbole qui est l'intervalle de garde.
- L'intervalle d'interférence intersymbole n'est pas pris en compte dans le récepteur (intervalle de garde).
- Les porteuses sont orthogonales : il n'y a pas donc d'interférences inter-porteuses.
- Par conséquent
- L'interférence intersymbole disparaît.
- Il reste néanmoins l'interférence intrasympbole qui est le reflet de la réponse fréquentielle du canal.

- **Intervalle de garde**

Une fois que le signal a été modulé en OFDM, il est nécessaire de le protéger contre les échos introduits par le canal. En effet, chaque symbole OFDM peut s'étaler à la sortie du

canal. Pour pallier cet effet, un intervalle de garde ou préfixe cyclique est ajouté devant chaque symbole OFDM.

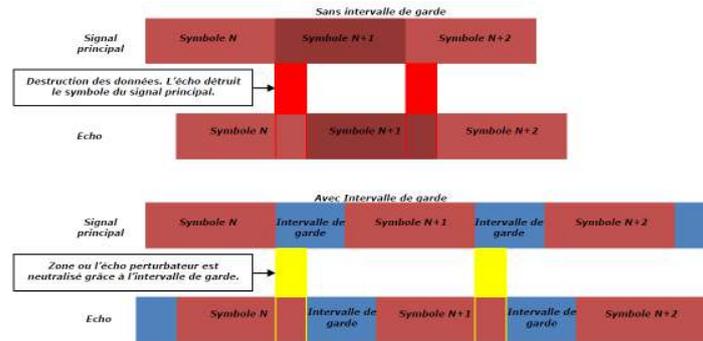


Figure 2. 15. L'intervalle de garde.

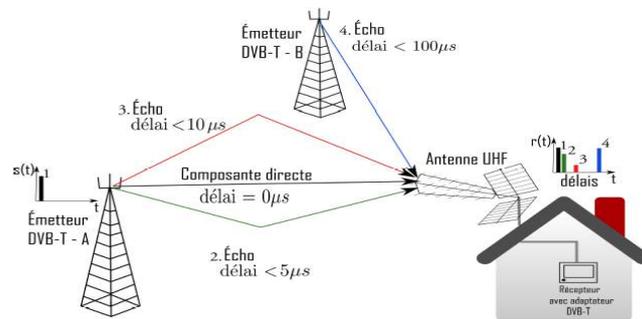


Figure 2. 16. Multi-trajet et échos dans un canal de transmission terrestre influence sur le signal  $s(t)$  reçu  $r(t)$ .

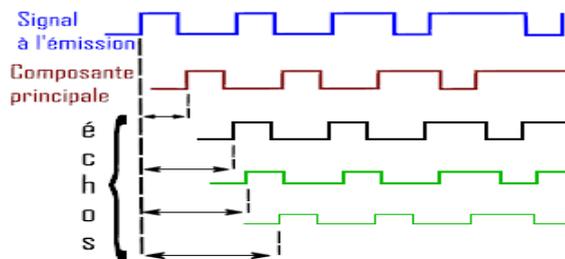


Figure 2. 17. Illustration du concept d'échos.

### g) Canal

Dans notre étude on peut utiliser 3 modèles de canaux de transmission :

- Canal à bruit blanc gaussien : il est caractérisé par la présence d'un trajet direct perturbé seulement par un bruit blanc.
- Canal de Rice : il est caractérisé par la présence d'un trajet direct auquel se rajoute un certain nombre d'échos variables en amplitude et en phase.
- Canal de Rayleigh : il est caractérisé par l'absence de trajet direct, les échos étant les mêmes que pour le canal Rice.

### **2.7.2 Les avantages de la diffusion numérique terrestre**

1. Elle permettrait une meilleure gestion des fréquences et la possibilité de récupération à terme d'un spectre important pouvant servir au développement de nouveaux services grâce à la suppression de diffusion hertzienne terrestre analogique. Cela pourrait représenter de 88 à 160 Mhz suivant les hypothèses.
2. La numérisation pourrait aussi permettre un accroissement du nombre de programmes transmis par voie hertzienne à un coût unitaire décroissant (le débit numérique par canal, se situe vers 25Mbits/s, soit équivalent de 4 à 5 programmes TV).
3. Avec le numérique l'écho existe mais il n'a aucune incidence négative sur la qualité d'image car en numérique un signal qui se répète est une information beaucoup plus forte et permet de rendre possible la réception portable.
4. Avec le numérique on gagne de la place, donc on l'occupe avec des données comme des nouveaux programmes, des pages de textes, des sous-titres,... ces données qui passent par la voie hertzienne et qui arrivent au téléviseur circulent sur la voie descendante. Mais avec le DVB-T il y aura une voie montante qui permettra au téléspectateur s'être actif et d'envoyer des messages.

### **2.7.3 Les inconvénients de la diffusion numérique terrestre**

1. Il peut être assez difficile de régler l'antenne, en raison de l'absence de rétroaction qui serait fournie par une image progressivement dégradée en mode analogique.
2. La télévision analogique pouvait fonctionner avec un signal plus faible, lequel suffisait pour obtenir une image visible. Par extension, le numérique ne se dégrade pas aussi gracieusement que l'analogique. En effet la transmission du signal numérique souffre de l'effet de falaise.
3. Certaines chaînes qui étaient reçues correctement en analogique peuvent se trouver inaccessibles en numérique dans certaines zones dites zones blanches.

## **2.8 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons commencé à définir la télévision couleur puis la télévision analogique tel que la diffusion et la réception après on a passé à la forme numérique avec une définition du passage analogique/numérique et on a mis en évidence la notion du

dividende numérique et le spectre radioélectrique ensuite une introduction a télévision numérique terrestre (DVB-T) et sa propagation dans le monde dans prochain chapitre on va détaillé la cas de notre pays on a clôturer ce chapitre avec un synoptique de la chaine DVB-T avec une description de chaque bloc de la chaine.

## Chapitre 3 Perception de la DVB-T par la TDA

---

### 3.1 Introduction

L'arrêt définitif de la diffusion analogique en bande UHF est programmé pour 2015 en région européenne et 2020 pour la zone africaine, les stations diffusant en mode analogique ne seront plus protégées ni autorisées à perturber les autres stations numériques qui diffusent dans cette même bande. L'idée d'introduire la Télévision numérique Terrestre (TNT) en Algérie date des années 2000 suite aux améliorations que le pays a enregistré sur tous les plans. La mise en place d'un plan de développement global par le gouvernement était l'occasion pour l'entreprise publique de Télédiffusion d'Algérie (TDA) de tracer une stratégie sur 10 années pour développer et moderniser son réseau de diffusion, ceci en tenant compte du retard enregistré durant les années précédentes. En effet lors de sa participation à la conférence internationale des radiodiffuseurs, qui s'est tenu à Genève en 2006, l'entreprise publique de Télédiffusion d'Algérie a validé le nouveau plan fréquentiel qui a assigné 6 à 8 canaux numériques par site. Une fois ce plan validé, des plates formes ont été installées au niveau des sites de Bouzaréah et Bordj El Bahri à titre expérimental pour la vérification pratique de la zone couverte par ces stations qui a été tracée dans le plan. Suite aux résultats concluants de cette phase les cahiers des charges ont été élaborés pour l'acquisition des équipements. Donc les premiers programmes numériques vont être diffusés par les trois centres de Chréa (Blida), Kef Lekhal (Constantine) et Tessala (Sidi Bel abbes) à la fin du quatrième trimestre 2009; dans une seconde phase il est prévu l'acquisition de cinq nouvelles stations pour Ain N'sour, M'cid, Bordj El Bahri, Mechria et Meghress. En fin une troisième phase prévoit l'acquisition de 93 stations qui vont être mises en service à la fin 2010 début 2011 pour équiper les autres centres du nord, des hauts plateaux et du sud. L'objectif escompté est d'arriver à un taux de couverture de 95% de la population, c'est dans ce contexte que d'autres nouveaux centres vont être créés dans le cadre des deux grands programmes spéciaux Haut plateaux et Sud pour permettre à tous les

citoyen d'accéder à l'information. Enfin le déploiement du réseau DVB-T constitue un choix stratégique pour le pays, compte tenu des possibilités offertes par cette technologie : six (06) programmes TV peuvent être diffusés sur un seul canal avec les avantages suivants:

- Bonne qualité de l'image et de son.
- Economie en ressources spectrales.
- Possibilité d'introduire de nouveaux services comme la portabilité et l'interactivité.

Seulement la vulgarisation de ce produit nécessite une politique de subvention et d'encouragement de nos industriels pour qu'ils puissent contribuer à la fabrication des récepteurs (SET-TOP-BOX) grand public et faire réussir ce grand projet, en attendant l'arrivée de la Télévision Haute Définition (TVHD) et la Télévision mobile (DVB-H) qui vont donner une autre dimension à ce vaste champ audiovisuel.

## **3.2 Actions initiées par le TDA**

### **3.2.1 Période de test du DVB-T**

A l'instar des pays avancés tels que les Etats-Unis, les pays bas, le Royaume Uni, qui ont mené cette phase expérimentale en vue de s'assurer de la qualité technique, des problèmes d'interférences et de la puissance du DVB-T, TDA a également commencé par cette phase d'expérimentation. C'est ainsi qu'il a été acquis une plate forme, à titre de prêt auprès de TBC d'une puissance de 250 Watts pour la desserte de la région d'Alger et ses environs. Cette station installée au site de Bordj El Bahri a été opérationnelle depuis le 17 Mai 2005. Elle a donné des résultats positifs quant à la validation des paramètres techniques. Elle a été remplacée par un équipement de la Société Allemande PLISH d'une puissance de 400 W, parallèlement une 2ème station expérimentable a été installée à Bouzaréah d'une puissance de 100 W de la société Japonaise NEC. Et une 4ème station de 100 Watts de la Société HARRIS a été expérimentée pendant une durée de Trois (03) mois.

### **3.2.2 Planning de réalisation du réseau de diffusion numérique terrestre**

- **Etude et planification du DVB-T, Genève 06**

Une subvention du budget d'équipement accordée à TDA pour l'étude et la mise en place de réseau national DVB-T Numérique Terrestre (1ere tranche), a été consommée et clôturée. Cette opération a consisté en l'acquisition de logiciels pour la conférence de

Genève 06. L'accompagnement de TDA par un bureau d'étude externe spécialisé a donné lieu à l'élaboration d'un plan de fréquences DVB-T qui a été présenté et défendu par les Ingénieurs de TDA lors de la conférence Régionale des Radiocommunications

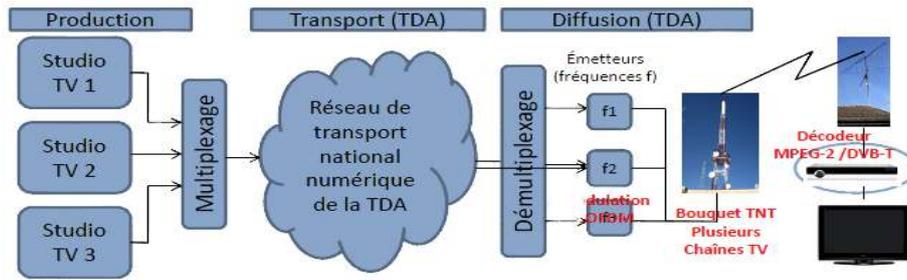
- **Actions de procédures et de réalisation**

Durant la période 2007-2008, il a été procédé à la réalisation des actions suivantes :

- Elaboration des cahiers des charges et lancement des appels d'offres pour la 1ère plaque régionale pour l'acquisition de Trois (03) stations d'émission TV-DVB-T Centre-Est et Ouest. Le choix du fournisseur a été fait et le contrat est en cours de signature.
- Cahier des charges et appels d'offres réalisés pour la 2ème plaque Régionale comprenant les stations d'émission TV du réseau principal au nombre de 05 stations.
- Une centaine de stations TV pour le réseau sud.
- 100 réémetteurs UHF/DVB-T en cours.
- Mise à niveau du réseau faisceau hertzien (FHN/SDH) en cours d'exécution.
- Expertise, renforcement et peinture des pylônes réalisés aux plans des études et de l'exécution pour le réseau principal.
- Aménagements du Génie Civil des bâtiments techniques des Centres d'émission réalisés à 100% pour les principaux Centres à l'Est, Ouest et au Centre du pays.
- Acquisition d'équipements complémentaires : une grille numérique pour le centre nodal ; acquisition d'une grille numérique pour le centre spatial de BOUCHAOUI; acquisition de codeurs et décodeurs MPEG pour le réseau Faisceau Hertiens numériques (FHN).

### **3.3 La transmission et la diffusion DVB-T**

DVB-T consiste à la diffusion des programmes télévisés sous forme d'un signal numérique à partir d'un émetteur placé au sol la figure suivante représente un schéma synoptique de transmission et diffusion DVB-T par la TDA.



**Figure 3. 1.** Transmission et diffusion DVB-T.



**Figure 3. 2.** L'émetteur DVB-T du TDA Bouzareah.



**Figure 3. 3.** Antenne émettrice DVB-T Chréa.



**Figure 3. 4.** Antenne émettrice DVB-T de Bouzareah.

### **3.3.1 Réseaux de diffusion terrestre du TDA en Algérie**

Le réseau de diffusion national est composé de centres de diffusion de grande puissance couvrant la région nord à forte densité de population et de centres de diffusion de faible et moyenne puissance desservant les zones peuplées du sud et l'extrême sud du pays. La configuration du territoire national en terme de relief et la répartition de la population a conduit à la mise en place d'infrastructures spécifiques adaptées aux deux situations du nord et du sud du pays. Ces infrastructures sont caractérisées par leurs puissances, leurs situations géographiques et le type de réseau de transmission pour les alimenter.

- **Réseaux de TV Nord**

Le réseau de diffusion TV Nord est constitué de dix (10) centres d'émission principaux de forte puissance de 10 à 20 kW et de 02 stations de 2 KW d'un réseau intercalaire constitué actuellement de Cinq (05) centres équipés d'émetteurs de moyenne puissance de 1 KW à 2 KW. Quatre (04) autres centres, en cours de réalisation, viendront prochainement renforcer

ce réseau intercalaire. En raison du relief qui caractérise cette partie de l'Algérie, le réseau principal composé d'émetteurs de grande et moyenne puissance ne peut à lui seul satisfaire d'une manière optimum la couverture de cette région. De ce fait, il est complété par un réseau secondaire composé de 400 stations de réémission de puissance variant entre 10 et 100 W. Ces stations implantées à l'intérieur des zones de service des émetteurs principaux et intercalaires, sont destinées à résorber les zones d'ombre. Tous ces centres dont la caractéristique essentielle est leur implantation en haute montagne, sont desservis en signaux de programmes par le réseau hertzien à l'exception de 2 centres intercalaires qui sont actuellement desservis par satellites. Avec l'introduction de la télévision numérique terrestre qui représente des avantages énormes par rapport à la technologie analogique, le réseau de TDA va connaître une période de transition importante en suivant un programme en plusieurs phases.

- **Réseaux de diffusion TV Sud**

Il est constitué de cinquante et une (51) stations d'émission dont les puissances nominales sont comprises entre (5KW, 1KW, 10W, 100W) et de quarante six (46) réémetteurs. Ces infrastructures sont installées dans les zones urbaines et desservent des zones limitées, vue la distribution de la population dans le Sud. Ce réseau d'émetteurs est complété par un réseau secondaire composé de petites stations de réémissions de faibles puissances pour la résorption des zones d'ombre ou la desserte de petites agglomérations périphériques. Ces installations sont réparties comme suit Région Sud Ouest : 16, Région Sud Est : 30.

### **3.4 Phases du déploiement de DVB-T en Algérie**

#### **3.4.1 La première phase**

Cette première phase concerne les populations des villes et agglomérations du nord du pays desservies par les stations d'émission de :

- Tessala (w.de Sidi Bel Abbes-canal 43-) pour la couverture de la région Ouest,
- Akfadou (W .de Bejaïa-canal33-) et Chréa (w. de Blida -canal 43-) Bordj el bahri, -canal 41- et Bouzereah –canal 24- (w. d'Alger) et prochainement chenoua (w,de tipaza) pour la couverture de la région Centre
- Kef lakehel (w. de Constantine-canal 28-) pour la couverture de la région Est.

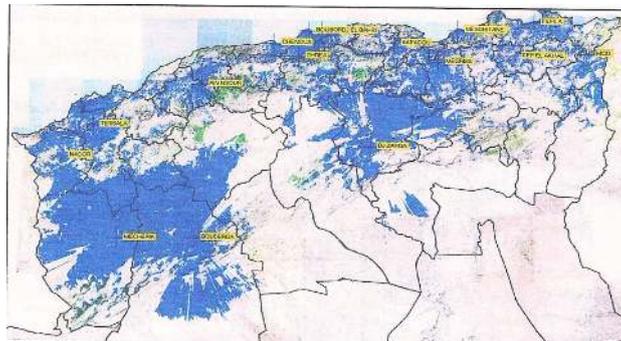
Tel que les équipements diffusant selon la nouvelle technologie du numérique terrestre, acquis dans le cadre du projet de lancement du DVB-T en Algérie, sont entrés en exploitation effective au niveau de sept sites de diffusion mentionnés précédemment.



**Figure 3. 5.** La première phase du déploiement du DVB-T.

### 3.4.2 La deuxième et troisième phase

La deuxième et la troisième phase de lancement du DVB-T prévoient l'extension prochaine de cette nouvelle technologie de diffusion à toutes les autres régions du Nord et du Sud du pays.



**Figure 3. 6.** La deuxième phase du déploiement du DVB-T.



**Figure 3. 7.** La troisième phase du déploiement du DVB-T.

### 3.5 La réception DVB-T

Le bouquet de programmes des chaînes publiques de télévision (chaîne nationale terrestre, A3, Canal Algérie, TV Tamazight et TV Coran) peut d'ores et déjà être réceptionné en technologie numérique, terrestre (TNT) par les téléspectateurs résidant dans la partie nord du territoire, directement, sans parabole, à la seule condition toutefois qu'ils s'équipent d'une antenne râteau UHF classique de réception et d'un décodeur TNT (set top box) qui est en voie d'être commercialisé sur le marché national à un prix accessible, grâce aux efforts d'adaptation qu'entreprennent nos industriels..



*Figure 3. 8.* Antenne UHF réceptrice.



*Figure 3. 9.* Décodeur DVB-T.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a mis en relief l'application de la DVB-T en Algérie par le TDA. Il contient une introduction concernant le projet de la DVB-T en Algérie puis on a défini les actions initiées par le TDA après on a commencé a se détaillé dans l'objet du stage en décrivant la chaine l'émission DVB-T ainsi que la diffusion puis on a passé a la couverture du réseau dans le pays avec les différentes phases de réalisation et on terminé avec la réception de la DVB-T par le grand public.

# Chapitre 4 Simulation et Résultats

## 4.1 Introduction

Il est important, pour bien comprendre les phénomènes perturbateurs qui sont créés par le canal terrestre, de réaliser des mesures en conditions réelles et de simuler certains comportements qu'il ne serait pas possible de mesurer en pratique.

Pour ce faire, le simulateur devra modéliser au mieux le canal de transmission terrestre ainsi que l'ensemble des fonctions prévues par le standard DVB-T comme les codes correcteurs d'erreurs ou la modulation. Dans un premier temps, une description du simulateur DVB-T sera fournie afin de bien comprendre ses limitations sur base de ce qui a été fait et de ce qui est encore à améliorer.

## 4.2 Simulation de la chaîne de transmission DVB-T

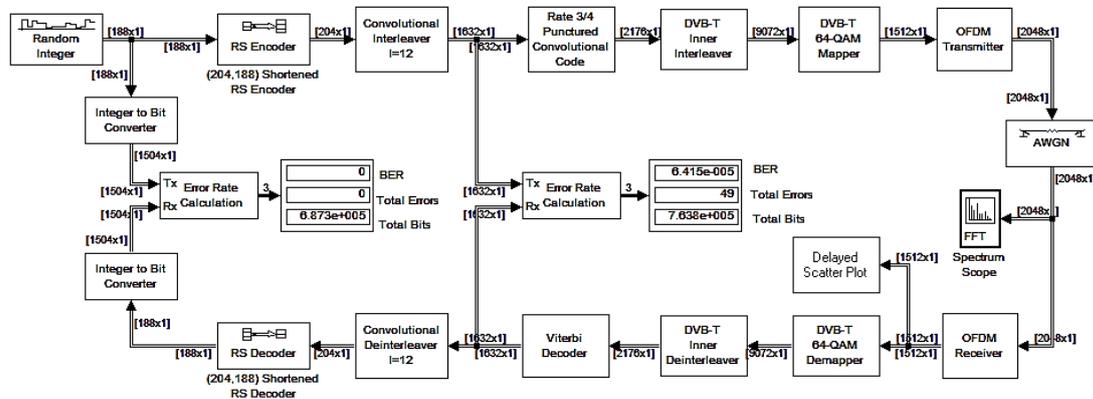


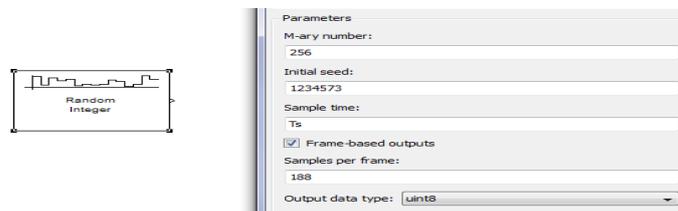
Figure 4. 1. chaîne de transmission DVB-T sous simulink.

### 4.2.1 L'émetteur

#### a) Random integer

Une source d'information génère des messages qui sont à transmettre au destinataire. La source délivre des symboles prenant leurs valeurs dans l'alphabet binaire qui ne contient que 2 éléments 0 et 1. Dans le système de transmission il y a beaucoup de source

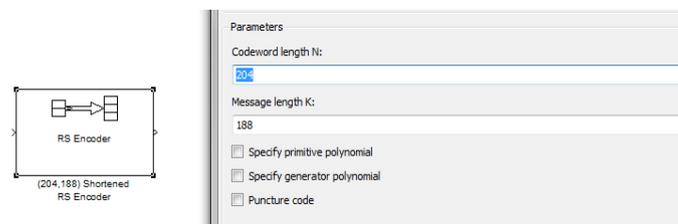
d'information dans notre étude on utilise le générateur Random Integer. ce est utilisé comme une source d'information qui génère une séquence binaire aléatoire.



**Figure 4.2.** Paramètres du générateur Random integer.

- **M-ary number** : L'entier positif ou le vecteur d'entier positif qui indique la gamme de valeurs en sortie su block.
- **Initial seed** : Le nombre d'échantillons qu'il génère dans chaque échantillonnage, comme nous allons générer en principe les octets il faudra les décomposer en bits nous aurons besoin de 256 ( $2^8$ ).
- **Sample time** : La période de chaque vecteur d'échantillon. La valeur a été spécifiée dans des propriétés modèles.
- **Samples per frame** : Le nombre d'échantillons dans chaque colonne de trame de base. La valeur est 188 octets. La valeur doit être même de l'encodeur RS.

**b) RS Encodeur (Reed Solomon)**



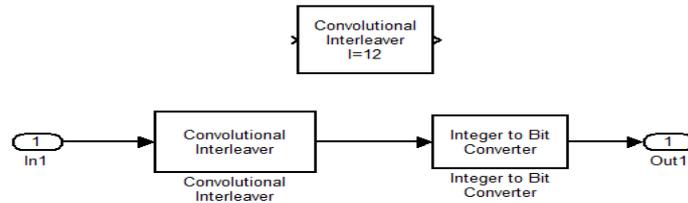
**Figure 4.3.** Paramètres codeur RS.

- **Codeword length N** : taille des trames en sortie du codeur est de 204 octets.
- **message lenght K** : 188 octets de données sont encodées.

**c) Convolutional encoder**

- **Entrelaceur du codage convolutif (convolutional interleaver)**

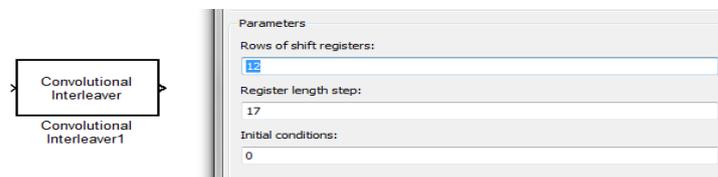
Les Symboles d'entrée sont permutés en utilisant un ensemble de registre à décalage.



**Figure 4.4.** Le bloc convolutional interleaver.

Le block convolutional interleaver permute les symboles dans le signal d'entrée. A l'intérieur, il utilise un ensemble de registre à décalage. Le nombre de registre à décalage est la valeur de décalage des rangées de registre (Register length step).

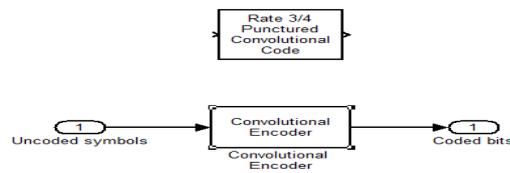
Initial condition indiquant les valeurs qui remplissent chaque registre à décalage au début de la simulation Si les conditions initiales est un scalaire, alors sa valeur remplit tout les registres à décalage, sauf le premier, si les conditions initiales est un vecteur colonne dont la longueur est **Rows of shift registers** (rangées du registre à décalage) puis chaque entrée remplit le registre a décalage correspondant. La valeur du premier élément de **initial condition** n'est pas important, puisque le premier registre à décalage son retard est fixé à zéro



**Figure 4.5.** Paramètres du bloc convolutional interleaver.

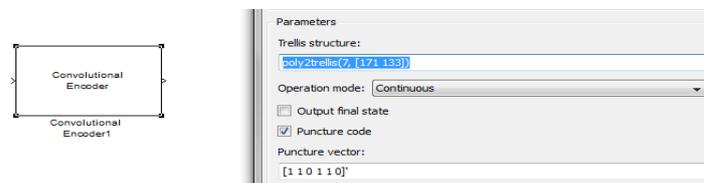
- **Row of shift registers** : Le nombre de registre à décalage que le block interne utilise  $l=12$  tel que défini pour le paramètre DVB.
- **Register length step** : Le nombre de symboles supplémentaire qui correspondent a chaque registre à décalage successifs, cette valeur provient de  $N/l$  c'est-à-dire  $204/12=17$ .
- **Initial condistions** : Les valeurs qui remplissent chaque registre à décalage lorsque la simulation commence. Nous avons défini la valeur à 0.

- **Code convolutif poinçonné (Punctured Convolutional Code)**



**Figure 4.6.** Code convolutif poinçonné.

Le bloc du codeur convolutif peut produire pour une séquence de vecteurs d'entrée binaire une séquence de vecteur de sortie binaire. Il peut traiter de multiples symboles à la fois.



**Figure 4.7.** Paramètres du codeur convolutif poinçonné.

- **Trellis structure**

Nous avons utiliser un codeur poly2trellis (7.[171 133]).

- **Operation mode**

En mode **continuous** , le block conserve les états du codeur à la fin de chaque trame, pour une utilisation avec la trame suivante.

En mode **Truncated (reset every frame)** le block traite chaque trame indépendamment c'est-à-dire les états du codeur sont réinitialisés tous à zéro au début de chaque trame.

En mode **Terminate trellis by appending bits**, le block traite chaque trame indépendamment. Pour chaque entrée de trame d'entrée, des bits supplémentaire sont utilisés pour définir les états du codeur qui seront tous a l'état zéro a la fin de la trame.

Enfin en mode **Reset on nonzero input via port** le block a un port d'entrée supplémentaire **Rst** étiqueté. Lorsque l'entrée Rst est différent de zéro (nonzero), la réinitialisation du codeur à l'état tout-zéro (all zeros).

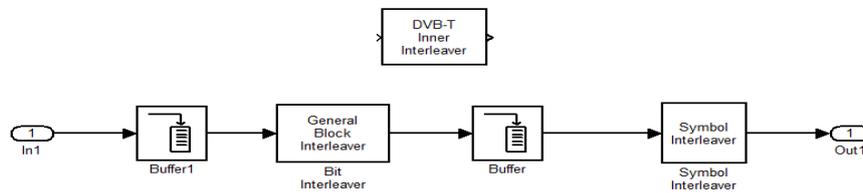
- **Puncture code** : Après la sélection de cette option dans la fenêtre du paramètre du block convolutional encoder il apparaît
- **Puncture vector**



**Figure 4.8.** Vecteur de poinçonnage.

Les choix de code sont définis à partir du groupe DVB et dans ce projet on est mise à 3/4 pour le taux de codage implique à [1 0 1 1 1 0] pour le vecteur de poinçonnage.

**d) DVB-T Inner Interleaver**



**Figure 4.9.** Composent du bloc DVB-T Inner Interleaver.

- **General Block Interleaver**

Le block General Block Interleaver réorganise les éléments de son vecteur d'entrée, sans répéter des éléments. L'entrée peut être réelle ou complexe. Si l'entrée contient N éléments, alors le paramètre éléments est un vecteur de longueur N qui indique les indices dans l'ordre des éléments d'entrée qui forment le vecteur de sortie de longueur N.



**Figure 4.10.** Bloc General Block Interleaver.

- **Element** : Un vecteur de longueur N qui répertorie les indices des éléments d'entrée qui forment le vecteur de sortie.

- Buffer

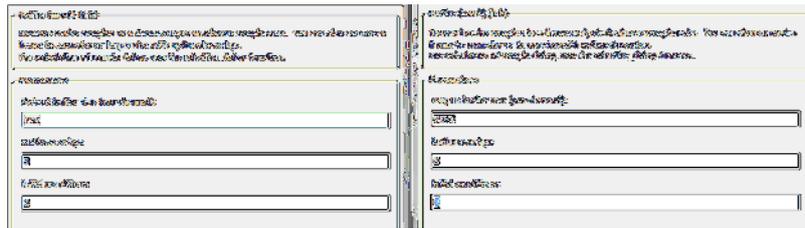


Figure 4.11. Paramètre des blocs buffer1 et buffer 2.

- Symbol interleaver

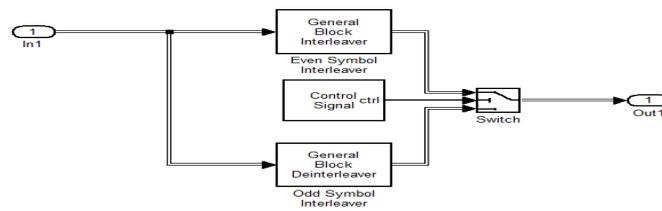


Figure 4.12. Composent du bloc symbol interleaver.

- General block interleaver

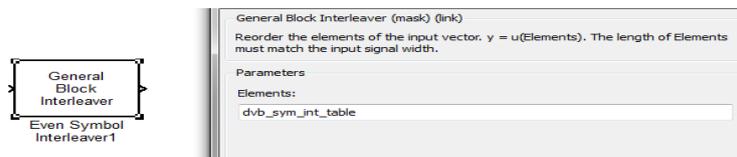


Figure 4.13. Paramètres du Bloc general block interleaver.

Ce bloc entrelace selon un algorithme donné par le standard DVB (voir le paragraphe 4.2.1 le point e)Le paramètre à mettre est Eléments : On place ici les positions pour entrelacer .

- Control signal

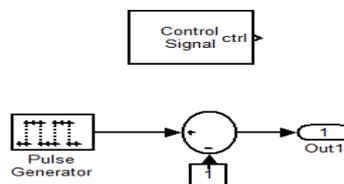


Figure 4.14. Composent du bloc control signal.

## ✓ Pulse generator

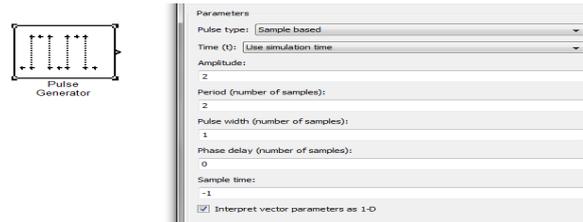


Figure 4.15. Paramètres du bloc Pulse Generator.

Le générateur d'impulsion est chargé pour générer une impulsion d'amplitude « 2 » les valeurs utilisées.

- **Pulse Type** : peut être réglé en fonction du temps et des échantillons ; dans ce cas on a utilisé sample based (à partir des échantillons).
- **Time** : dans notre cas on a utilisé le temps de simulation mais nous pouvons inclure un signal externe pour indiquer le temps chaque fois.
- **Amplitude** : nous évaluerons 2 pour obtenir le signe "+1" et "-1" en soustrayant un.
- **Periode** : cette valeur n'est pas importante puisque l'impulsion à la valeur 0 et la valeur 2 on la même durée pour faciliter la tâche on prend la valeur 2.
- **pulse width (la largeur d'impulsion)** : comme la période est "2" et nous voulons que l'impulsion et la partie qui va de 0 utilisent ce même, la valeur est moitié, c'est-à-dire "1".
- **Phase delay** : puisque nous nous intéressons à l'impulsion, la valeur est "0".
- **Sample time** : comme nous utilisons le temps de simulation on peut utiliser la valeur "-1" par défaut.

## ✓ DSP Constant

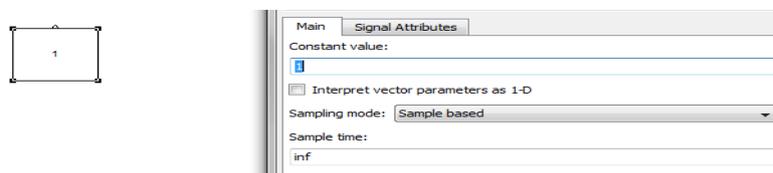


Figure 4.16. Paramètres du bloc DSP constant.

Ce bloc est utilisé pour mettre en œuvre une valeur constante "1"

- **Constant value** : champ pour entrée la valeur de la constante dans notre cas c'est "1".

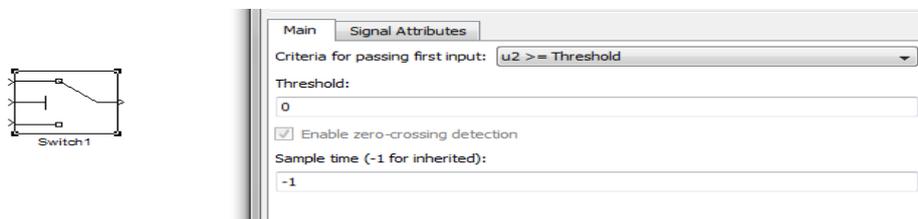
- **Sampling mode** : discret puisque notre modèle n'est pas continu.
- **Simple time** : le temps d'échantillonnage peut être mis inf, qui détache un échantillon constamment
- **General Block Deinterleaver**



**Figure 4.17.** Paramètres du bloc General Block Deinterleaver.

Ce bloc effectue la fonction inverse du bloc « General Block Interleaver »

- **Switch**

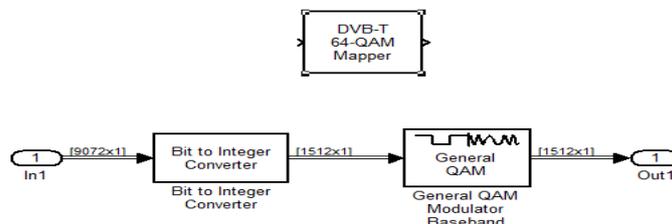


**Figure 4.18.** Paramètres du bloc Switch.

Ce bloc permet de choisir entre les symboles pair et impair en utilisant le signal de commande

- **Criteria for passing input** : puisque le signal varie entre “-1” et “1”, nous pouvons mettre  $u \geq \text{seuil}$  (Threshold).
- **Threshold** : le seuil est réglé à “0”, qui se situe entre “-1” et “1”.
- **Sample time** : -1 qui reste la valeur par défaut.

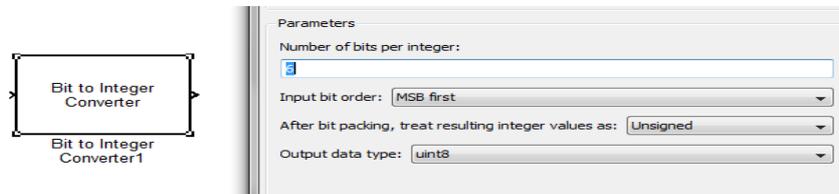
**e) Modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation)**



**Figure 4.19.** Composant du bloc DVB-T 64-QAM Mapper.

- **Bit to Integer Converter**

Le bloc Bit to Integer Converter regroupe les bits d'entrée dans un vecteur



**Figure 4.20.** Paramètres du bloc Rectangular 64-QAM.

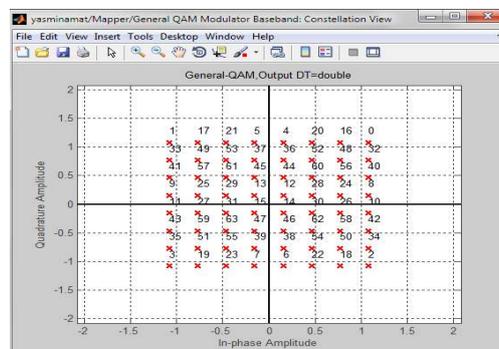
- **Number of bits per integer** : le nombre de bits d'entrée que le bloc associe à chaque entier de la sortie. Ce paramètre doit être compris entre 1 et 32. D'après l'équation  $M = 2^n$  et comme notre  $M=64$  implique  $n=6$ .
- **input bits order** : Définit si le premier bit du signal d'entrée est le bit le plus significatif (MBS pour the Most Significant Bit où le bit le moins significatif (LBS pour the Least Significant Bit). Par défaut on a sélectionné MBS.
- **General QAM**

Le bloc General QAM baseband module en utilisant la modulation d'amplitude en quadrature. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé.



**Figure 4.21.** Paramètres du bloc General QAM.

\***signal constellation** : Les positions des points de constellation avec le codage de gray.



**Figure 4.22.** Représentation du signal de constellation e bande de base.

### f) Modulation OFDM

Les techniques de modulation multi-porteuses sont généralement utilisées pour faire face aux effets indésirables d'un canal de transmission hertzien.

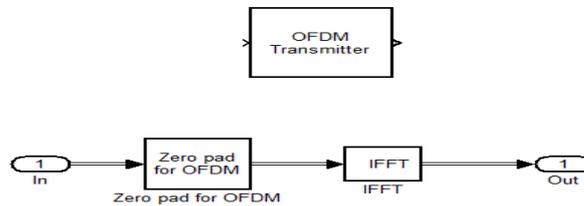


Figure 4.23. Composant du bloc OFDM Transmitter.

- Zero pad for OFDM

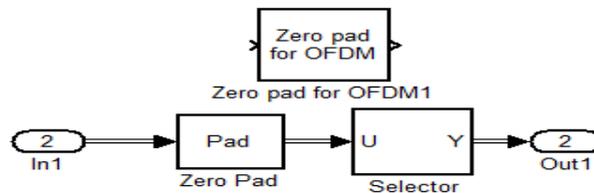


Figure 4.24. Composant du bloc Zero pad for OFDM.

Le Zero pad for OFDM modifie les dimensions par Zero-pad , selector (le sélecteur) sélectionne les éléments d'entrée à partir d'un vecteur et calcule l'IFFT d'entrée.

- Zero Pad

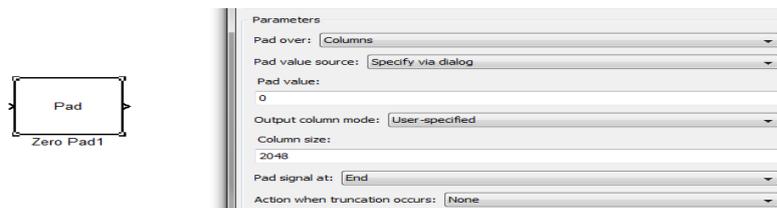
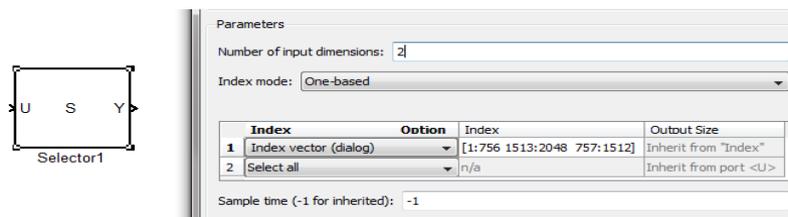


Figure 4.25. Paramètre du bloc Zero Pad.

- **Pad over** : spécifier les dimensions : colonnes, ligne, colonnes et les lignes, aucun, ou dimension spécifiées donner la taille de la colonne dans notre cas on a choisi colonnes.
- **column size** : on a utilisé 2048 pour la taille de la colonne comme la norme DVB-T la spécifié dans l'OFDM mode 2K.

- **Selector**

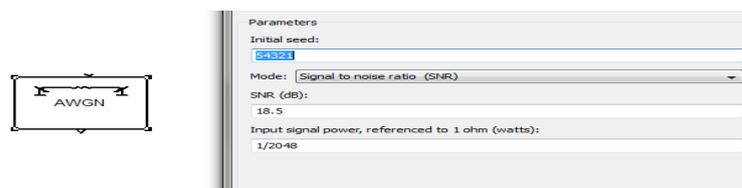


**Figure 4.26.** Paramètres du bloc selector.

- **Number of input dimensions** : insérer la dimension du signal d'entrée.
- **Index mode** : on a 2 modes One-based ou Zero-based. Si on choisi One-based, un indice de 1 spécifie le premier élément du vecteur d'entrée, 2, pour le second élément , ainsi de suite.
- **Index option** : Définir par la dimension, comment les éléments du signal sont indexés. Index vector (dialog) permet à la colonne de l'Index de Saisir le vecteur des indices des éléments.
- **Index** : Si l'option d'index est l'Index vector (dialog), on saisie l'indice de chaque élément qui nous intéresse.

#### 4.2.2 Canal AWGN

Le bloc AWGN Channel ajoute un bruit blanc gaussien à un signal réel ou complexe

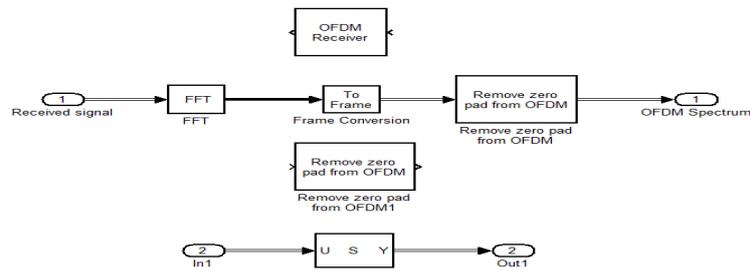


**Figure 4.27.** Paramètres du bloc AWGN.

- **Initial seed** : peut être soit un scalaire ou un vecteur d'une longueur qui correspond aux nombre de canaux du signal d'entrée.
- **mode** : le mode par lequel nous spécifions la variance du bruit.
- **SNR** : Le rapport de puissance de signal sur puissance de bruit, en décibels. Ce champ apparaît uniquement si le mode est réglé sur SNR.
- **Input signal power, referenced to 1 ohm (watts)** : c'est la puissance quadratique moyenne des symboles d'entrée (échantillons) en watts. On a choisi 1/2048.

## 4.2.3 Réception

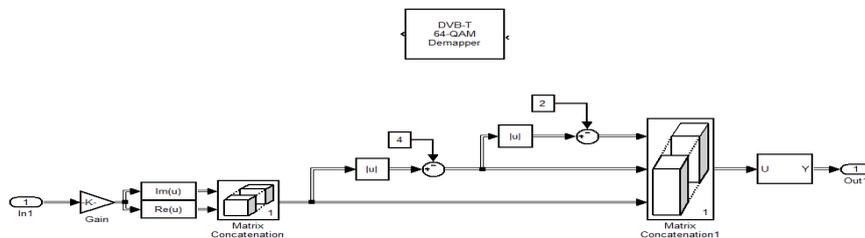
### a) OFDM receiver



**Figure 4.28.** Contenu du bloc OFDM Receiver.

Fondamentalement les fonctions des blocs font le processus inverse de celui de la partie émission

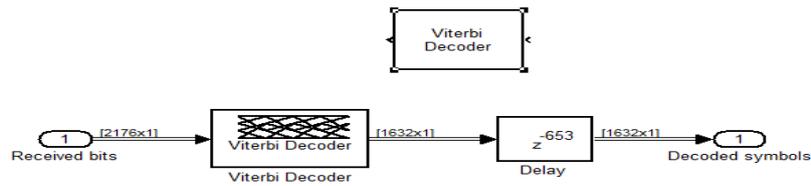
### b) DVB-T QAM De-Modulator



**Figure 4.29.** Contenu d bloc DVB-T 64-QAM Demapper.

Le bloc DVB-T 64-QAM Demapper est constitué de 2 composantes d'entrée l'une réel et l'autre imaginaire, la matrice de concaténation et le sélecteur. Le bloc Complex to Real-Imag accepte un signal à valeurs complexes de tout types de données. Il fournit en sortie la partie réelle et/ou imaginaire du signal d'entrée, en fonction du réglage de paramètre de sortie. Les sorties réelles sont de même type de données que les entrées complexes. L'entrée peut être vecteur ou matrice pour les signaux complexes dans ce cas les signaux de sortie sont des tableaux (vecteur ou matrice) de même dimension. Il est utilisé pour mapper les données sur le diagramme de constellation. Tout le processus dans ce bloc est l'inverse du processus de la partie émission tout le jeu de paramètres pour la matrice de concaténation et de sélection sont les mêmes avec la partie émission.

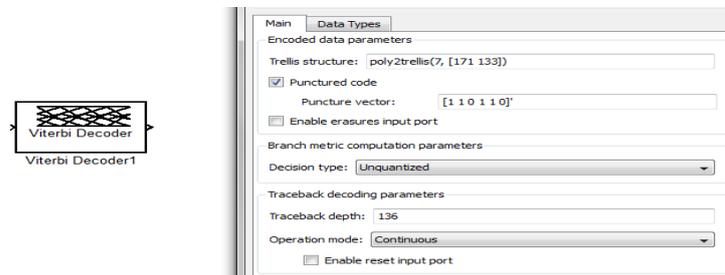
### c) Viterbi decoder



**Figure 4.30.** Contenu du bloc Viterbi Decoder.

- **Viterbi decoder**

Le décodeur Viterbi a pour but de décoder l'entrée pour produire des symboles de sortie binaire. Ce bloc peut traiter plusieurs symboles à la fois pour des performances plus rapides.

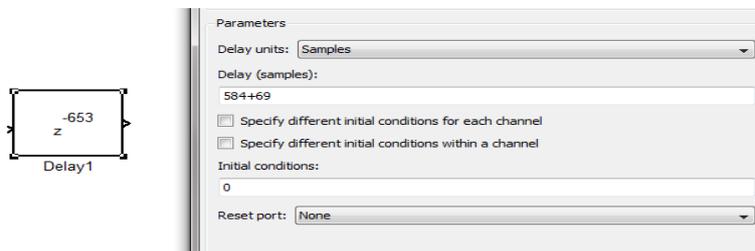


**Figure 4.31.** Paramètres du bloc Viterbi Decoder.

Les paramètres Treillis structure, puncture vectore sont les mêmes avec celles du bloc convolutional encoder dans la partie émission.

\***decision type** : nous utiliserons unquantized, étant le seul qui accepte les bits d'entrée.

- **Delay**



**Figure 4.32.** Paramètre du bloc Delay.

- **Delay Units** : on a mis l'unité de retard que c'est des échantillons.
- **Delay** : retard des échantillons ou bien des trames on a mis 584+69=653.

#### d) Convolutional deinterleaver

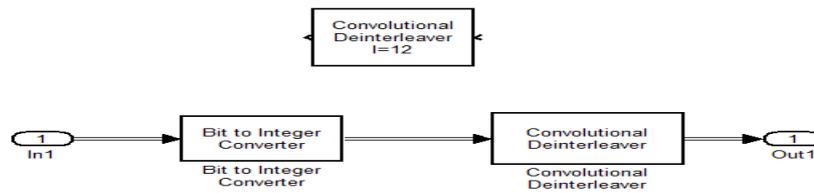


Figure 4.33. Contenu du bloc Convolutional Deinterleaver.

Ce bloc est responsable de le désentrelacement les mêmes paramètres sont utilisés dans la partie émission dans le bloc d'entrelacement

#### e) RS decoder

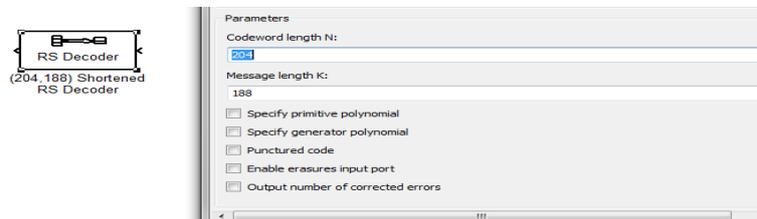


Figure 4.34. Paramètres du bloc RS decoder.

Ce bloc est chargé de l'extraction de code du bloc RS encoder. On a utilisé les mêmes paramètres du bloc RS Encoder.

### 3.2.4 calcule et affichage

Dans cette partie on va définir les différents blocs utiliser pour calculer et afficher les résultats a fin de se familiariser avec ces derniers

#### a) Bloc Error Rate Calculation

Ce bloc est destiné pour calculer le taux d'erreur binaire

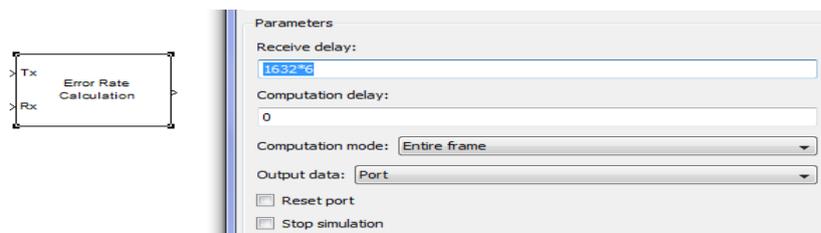
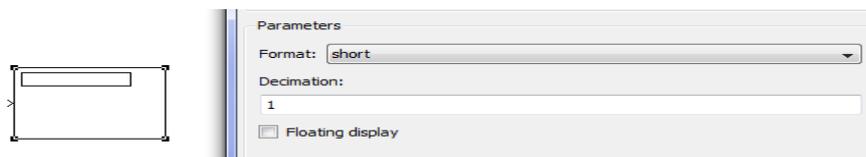


Figure 4.35. Paramètres du bloc Error Rate Calculation.

- **Receiver delay** : Nombre d'échantillons par lequel les données reçues est en retard sur les données transmises. (Si Tx ou Rx est un vecteur, puis chaque entrée représente un échantillon).
- **Computation delay** : Nombre d'échantillons que le bloc doit ignorer au début de la comparaison. Le paramètre est défini sur 0.
- **Computation mode** : Le paramètre est entire frame.
- **Output data** : Le paramètre est défini sur le port pour envoyer des données de sortie.

#### b) Display



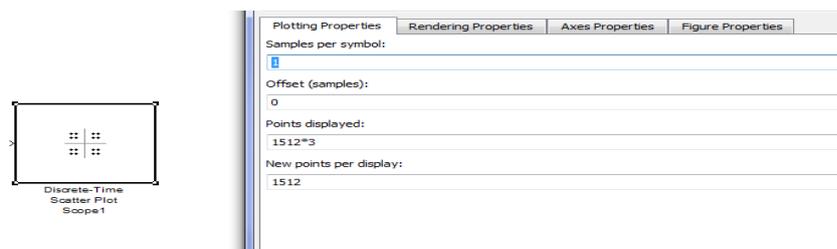
**Figure 4.36.** Paramètres du bloc Display.

Le bloc d'affichage affiche la valeur de son entrée sur son icône.

- **Format** : court- affichage avec point décimal fixe.

#### c) Discrete-Time Scatter Plot

Affichage les composantes en phase et en quadrature du signal modulé constellation.



**Figure 4.37.** Paramètres du bloc Discrete-Time Scatter Plot.

- **Samples per symbol** : Nombre d'échantillons par symbole est défini à 1.
- **Offset (samples)** : Nombre entier non négatif inférieur au nombre d'échantillons par symbole, précisant le nombre d'échantillons à ignorer avant de commencer le tracé points.
- **Points displayed** : Total number of points plotted is set to 1512\*3.
- **New points per display** : Nombre de nouveaux points qui apparaissent dans chaque écran est réglé sur 1512.

#### d) Spectrum scope

Le spectre bloc de portée calcule et affiche le periodogram de l'entrée. L'entrée peut être un échantillon où sur la trame vectorielle où une trame-matricielle.

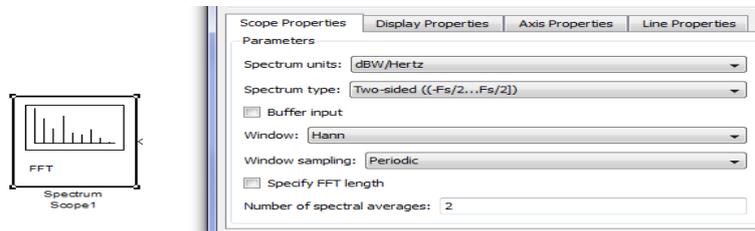


Figure 4.38. Paramètres du bloc Spectrum scope.

- **Spectrum units** : préciser les unités du spectre.
- **Spectrum type** : spécifier la plage de fréquences dans laquelle pour calculer les amplitudes d'entrée.
- **Window** : entré le type de fenêtre appliquer on a choisi Hann.
- **Window sampling** : Choisissez symétrique ou périodique. Accordable. Ce paramètre est visible uniquement si Blackman, Hamming, Hann, ou Hanning est sélectionné pour le paramètre de window.

#### e) Eye diagram scope

Ce bloc est utilisé pour relever les caractéristiques de de modulation du signal ou des distorsions du canal.

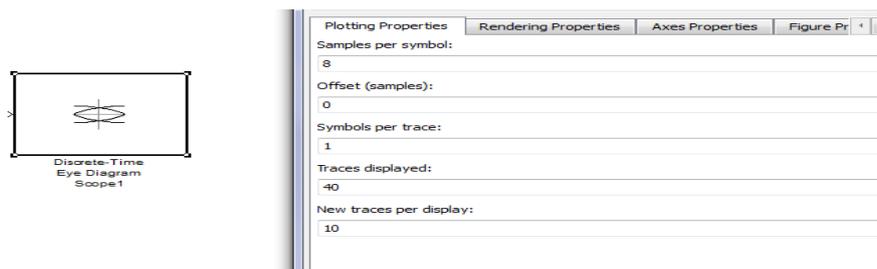


Figure 4.39. Paramètres du bloc DiscreteTime Eye Diagram scope.

- **Sample per symbol** : Nombre d'échantillons par symbole. Utilisation de symboles par trace pour déterminer le nombre d'échantillons par trace.
- **Offset** : Nombre entier non négatif inférieur au produit des échantillons par symbole et des symboles par trace, en spécifiant le nombre d'échantillons à omettre avant de tracer le premier point.

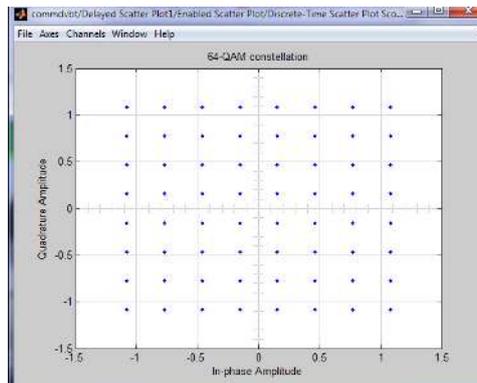
- **Sample per trace** : entier positif indiquant le nombre de symboles représentés par tracé.
- **Trace displayed** : nombre de points trace.
- **New traces per display** : entier positif inférieur à traces affichée, spécifiant le nombre de traces de nouvelles qui apparaissent dans chaque affichage.

### 4.3 Analyse des performances

Dans cette partie du chapitre on va présenter les résultats du modèle de simulation en utilisant Simulink.

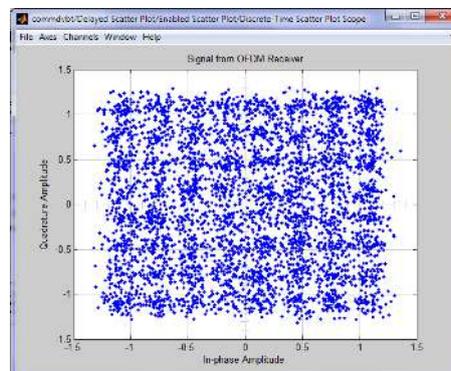
#### 4.3.1 Diagrammes de constellation

- Le diagramme de constellation de 64QAM avant passer par canal AWGN

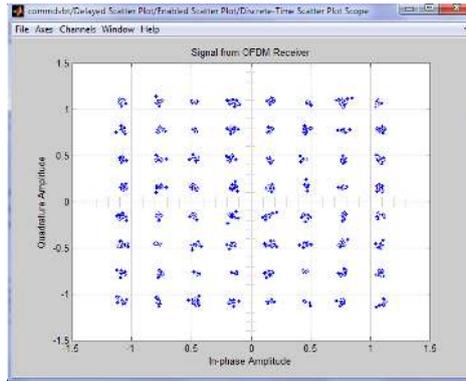


**Figure 4.40.** Diagramme de constellation avant le passage dans le canal AWGN.

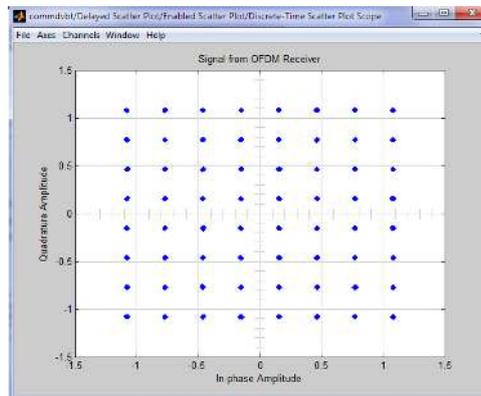
- **Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN**



**Figure 4.41.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=18.5dB.

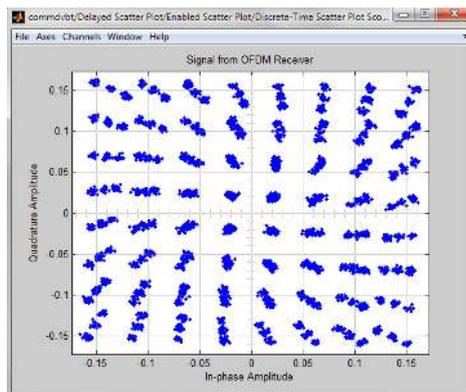


**Figure 4.42.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=30dB.

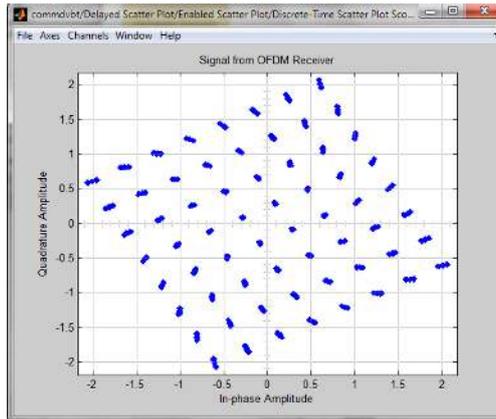


**Figure 4.43.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal AWGN pour SNR=45dB.

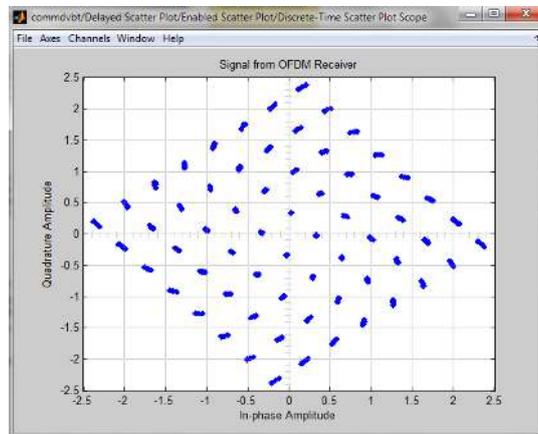
- **Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice**



**Figure 4.44.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 18.5Hz.

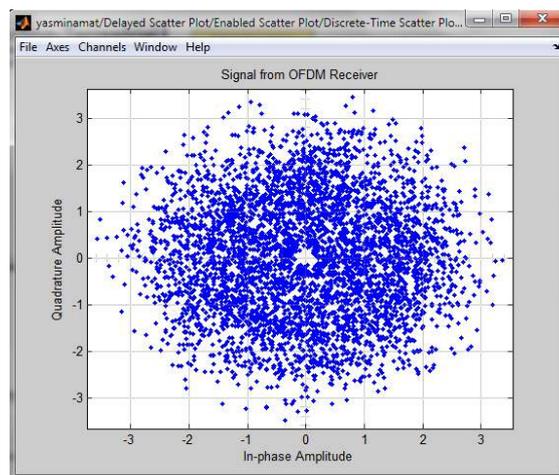


**Figure 4. 45.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 30Hz.

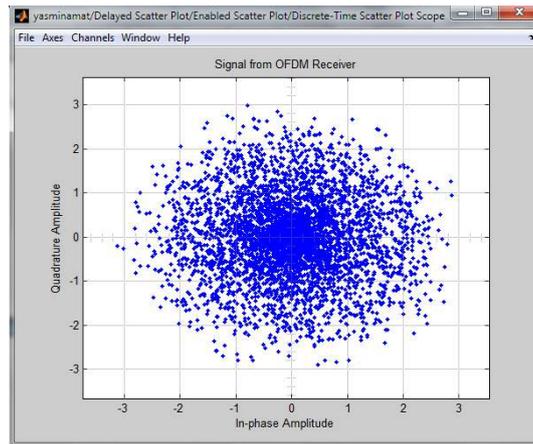


**Figure 4. 46.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Rice pour un décalage Doppler de 40Hz.

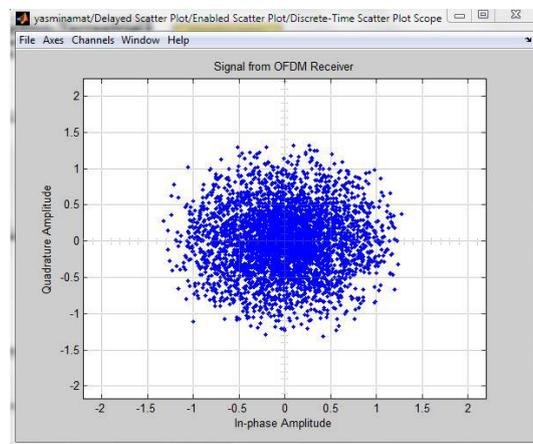
- **Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley**



**Figure 4. 47.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 18.5Hz.



**Figure 4. 48.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 30Hz.



**Figure 4. 49.** Diagramme de constellation après le passage dans le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 40Hz.

### 4.3.2 Interprétation des résultats obtenus de la constellation

A fin d’analyser les performances de la modulation 64-QAM on a intégré différentes valeur du SNR et comparer les résultats obtenus. Dans la figure 3.42 on a obtenu un nuage de point c’est un signal fortement influencer par le bruit additif gaussien. Les différences du SNR montré que si on augmentant le rapport signal sur bruit dans le système les points de constellation le signal sont dispersées et plus claire pour les distinguées (figure 4.43 et figure 4.44).

### 4.3.3. Densité spectrale de puissance

- Densité spectrale de puissance avant et après le passe dans le canal AWGN

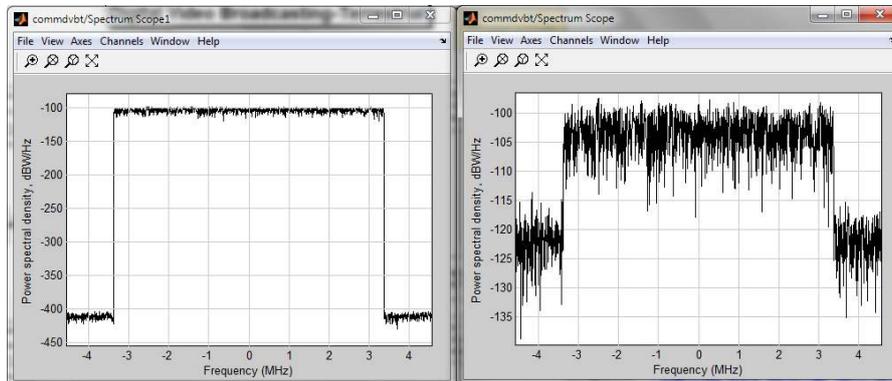


Figure 4.50. Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=18.5dB.

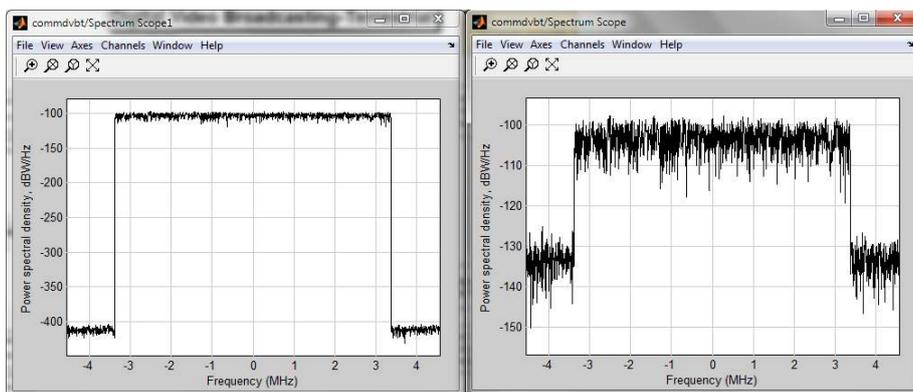


Figure 4.51. Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=30dB.

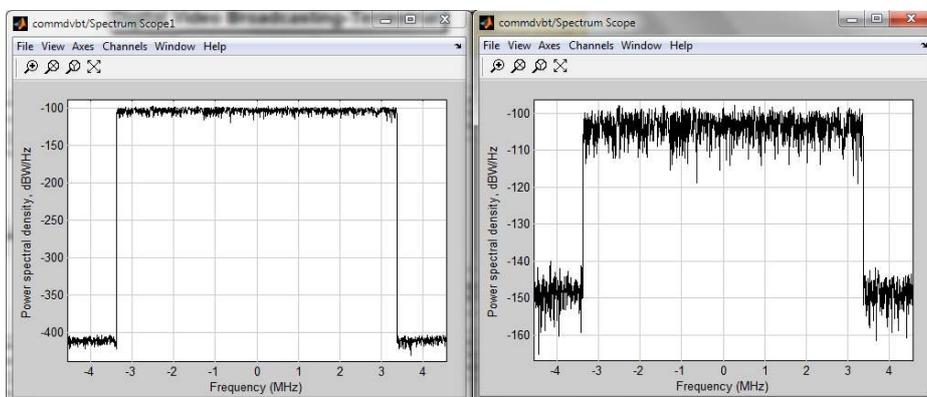
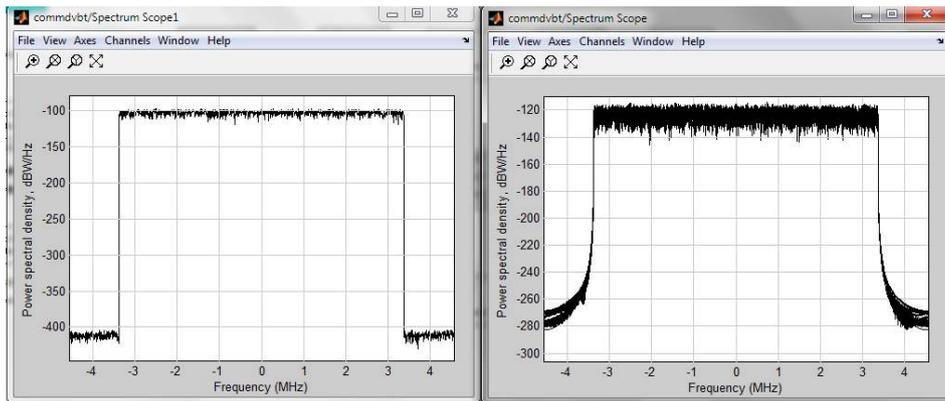
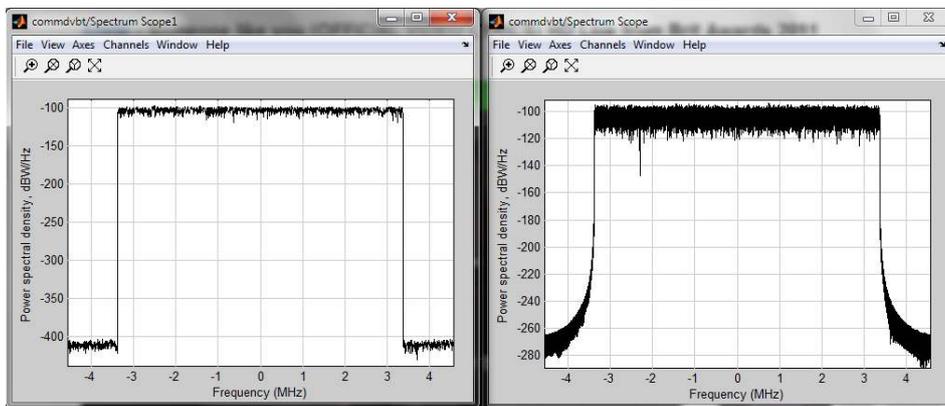


Figure 4.52. Densité de puissance avant et après le canal AWGN pour SNR=45dB.

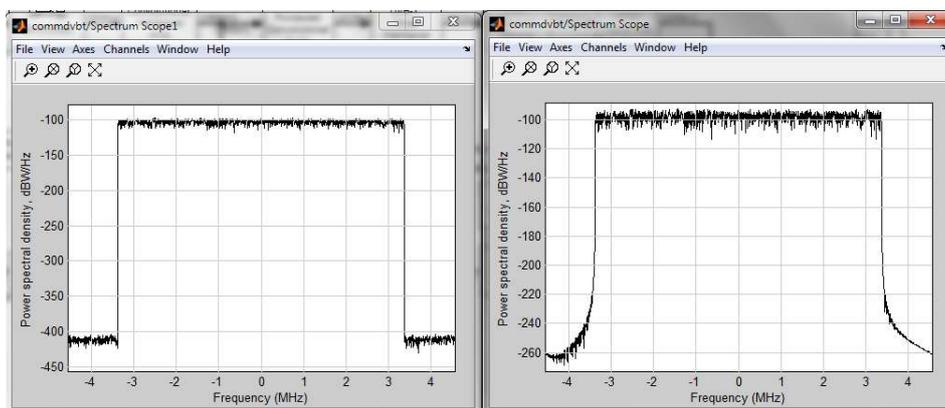
- Densité spectrale de puissance avant et après le passe dans le canal de Rice



**Figure 4. 53.** Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 18.5Hz.

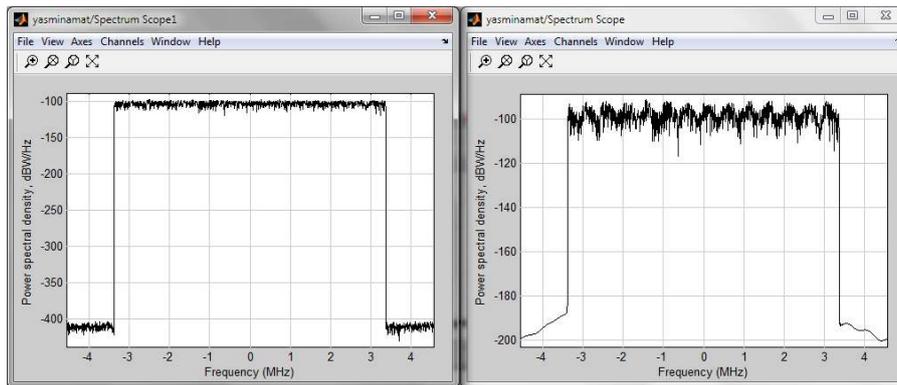


**Figure 4. 54.** Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 30Hz.

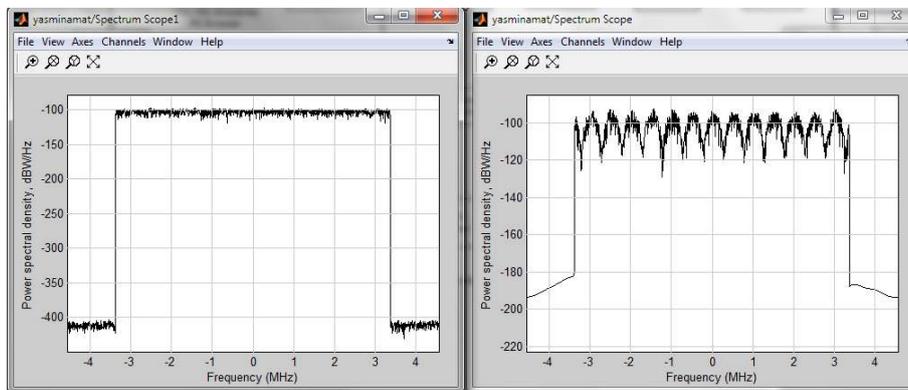


**Figure 4. 55.** Densité de puissance avant et après le canal de Rice pour un décalage Doppler de 40Hz.

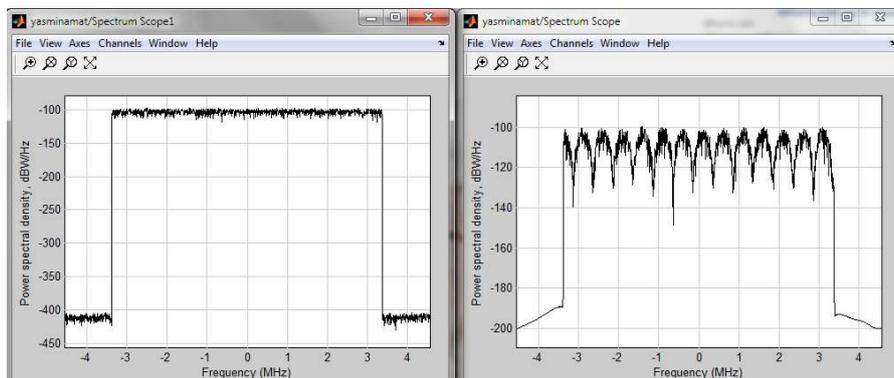
- Densité spectrale de puissance avant et après le passe dans le canal de Reighley



**Figure 4. 56.** Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 18.5Hz.



**Figure 4. 57.** Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 30Hz.



**Figure 4. 58.** Densité de puissance avant et après le canal de Reighley pour un décalage Doppler de 40Hz.

#### 4.3.4 Interprétation des résultats obtenus en spectre de puissance

Le spectrum scope est utilisée pour déterminer bande passante occupée et la voie sources d'interférence. Il affiche l'amplitude de ce signal en fonction de la fréquence du signal. La Transformée de Fourier échantillonne le signal d'entrée avec une fréquence d'échantillonnage qui est au moins deux fois la bande passante du signal. D'après le résultat obtenu on a pu déterminer la bande passante elle est presque égale a 6Mhz. La différence entre l'émission et la réception est due aux pertes d'émission et les interférences venues d'un signal très fort d'émission alors que le récepteur a l'accès juste aux petits signaux.

#### 4.3.5 Filtre de mise en forme du signal à transmettre

Ce filtre permet de mettre en forme le signal avant d'être transmis à travers le canal de transmission. A l'entrée de ce filtre, on a un signal discrétisé de période d'échantillonnage  $T/2$ . A la sortie, on a un signal continu qui est représenté sous MATLAB par un vecteur de nombres complexes. La période temporelle entre deux éléments consécutifs est beaucoup plus fine que celle du signal original  $T/40$ . Ce filtre est représenté par la figure 3.47.

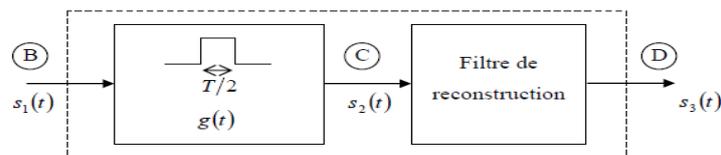


Figure 4.59. Filtre de mise en forme du signal à transmettre.

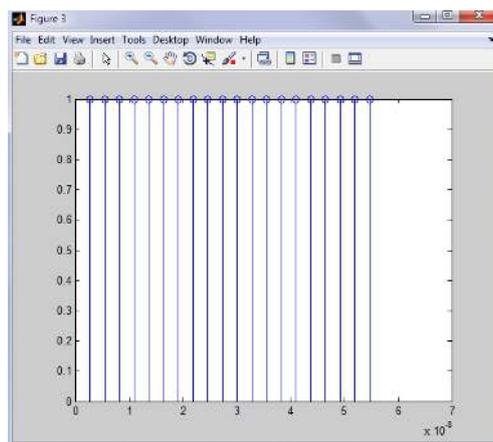
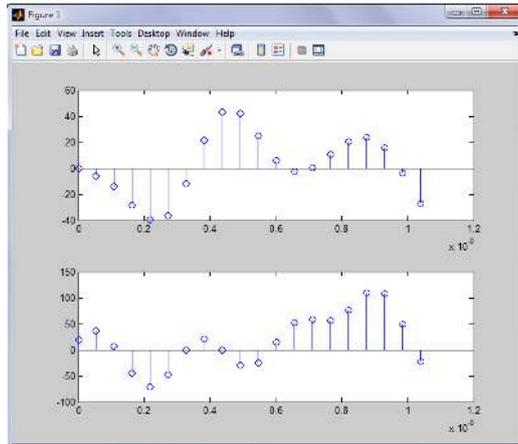
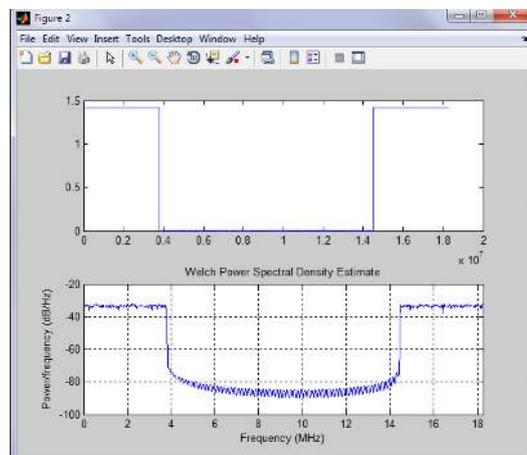


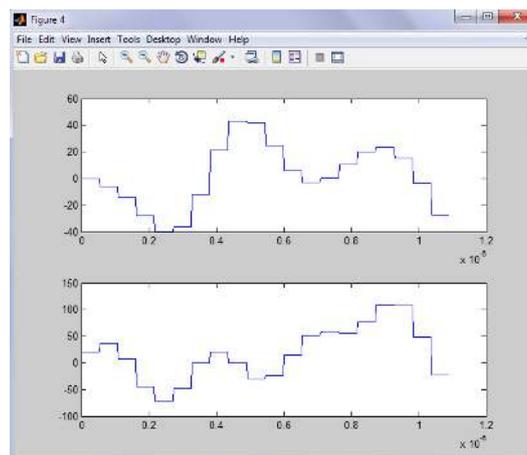
Figure 4.60. Réponse temporelle de l'impulsion  $g(t)$ .



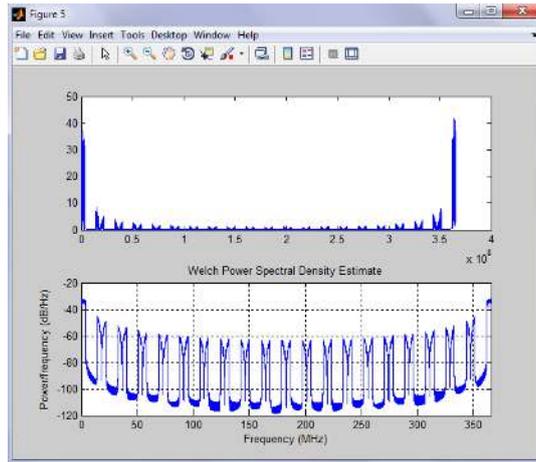
**Figure 4.61.** Réponse temporelle du signal en (B) partie réel et imaginaire.



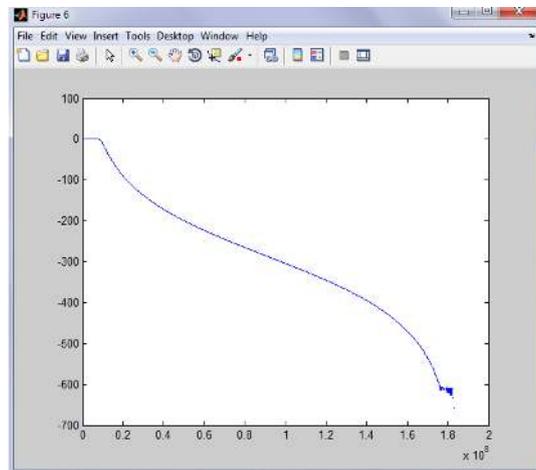
**Figure 4.62.** Réponse fréquentielle du signal en (B) densité spectrale de puissance et la TFD.



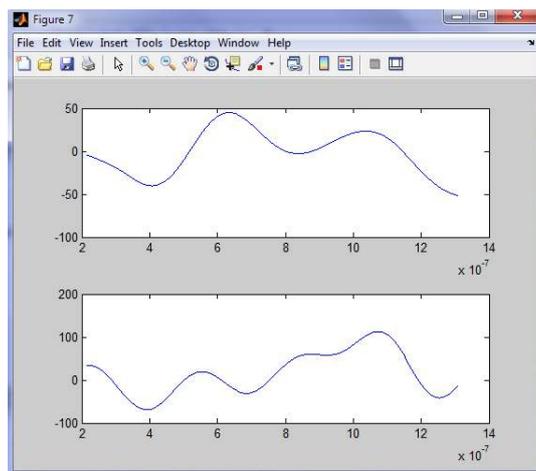
**Figure 4.63.** Réponse temporelle du signal en (C) partie réel et imaginaire.



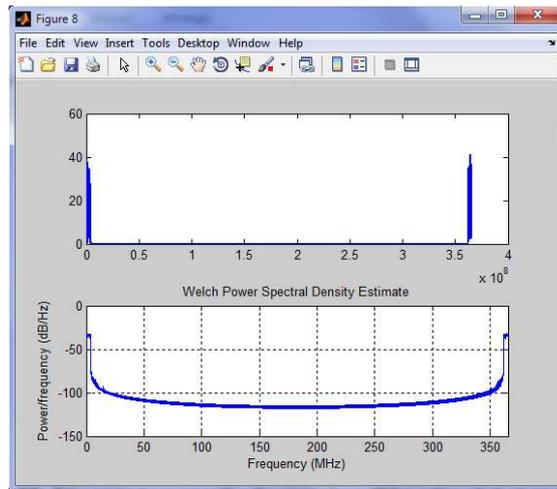
**Figure 4.64.** Réponse fréquentielle du signal en (C) densité spectrale de puissance et la TFD.



**Figure 4.65.** Réponse fréquentielle du filtre de reconstruction.

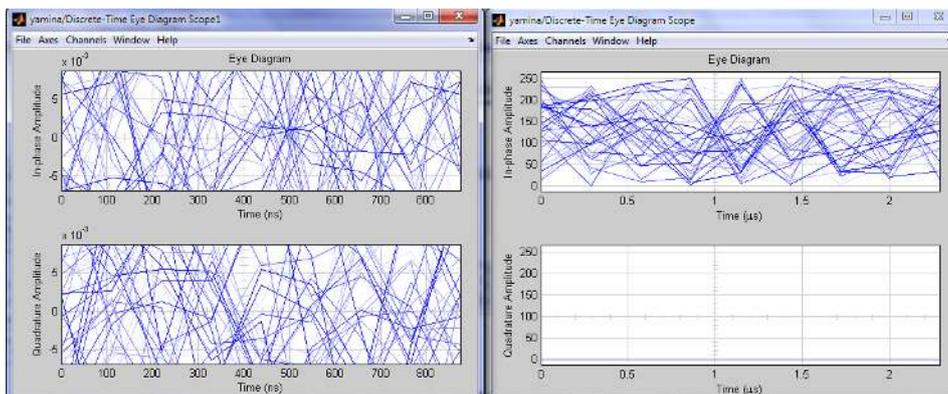


**Figure 4.66.** Réponse temporelle du signal en (D) partie réel et imaginaire.



**Figure 4.67.** Réponse fréquentielle du signal en (D) partie réel et imaginaire.

### 4.3.5 Diagramme de l'œil



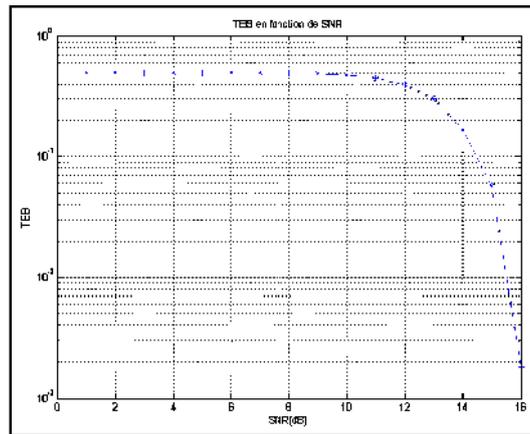
**Figure 4.68.** Diagramme de l'œil après AWGN et en réception.

### 4.3.6 Interprétation des résultats obtenus en diagramme de l'œil

Dans la figure après le canal AWGN il y a trop de bruit. L'ouverture de l'œil est trop difficile à analyser. L'ouverture est trop petite, le signal déjà additionné avec AWGN bruit. Le signal n'est pas bon à ce niveau.

Dans la figure qui représente la réception L'ouverture du signal est plus large que le résultat précédent, cela montre que le signal est bon.

### 4.3.7 Taux d'erreur binaire (BER)



**Figure 4.69.** Tracé du TEB en fonction de SNR.

Cette figure montre que le taux d'erreur binaire obtenu décroît tout en augmentant le rapport signal sur bruit du canal AWGN.

## 4.4 Conclusion

On a détaillé le long de ce chapitre la chaîne de transmission DVB-T implémenté sous « Simulink » tel que les paramètres de chaque bloc de la chaîne ainsi que les blocs d'affichage et de calcul et puis on a fini par les résultats obtenus citant la constellation, le spectre de puissance, réponse temporelle et fréquentielle du filtre, diagramme de l'œil et le taux d'erreur binaire.

## Conclusion

---

Bien que les deux premières phases, permettent de réduire l'utilisation du spectre pour une quantité donnée de programmes, pour la troisième phase, il faudra davantage de fréquences pour son application. Selon une étude de l'UER, Il a été prédit que tous les programmes dans l'avenir seront en qualité HD avec un minimum de 20 à 25 HDTV, Les programmes devront être fournis afin de les rendre attrayant pour les téléspectateurs. La transmission en TVHD peut être augmentée en utilisant des systèmes de transmission avancés tels que le DVB-T2 au lieu de la DVB-T.

DVB-T2 est un système terrestre numérique de transmission développé par le projet de DVB. Il est le plus avancé comme système dans le monde et présente les dernières techniques de modulation et de codage pour permettre l'utilisation fortement efficace du spectre terrestre valable pour des services audio, de vidéo et de données aux variantes fixes, portatifs et mobiles. D'après les experts de l'UER, DVB-T2 n'est pas conçu pour remplacer DVB-T dans le court et moyen terme ; mais plutôt les deux normes coexisteront sur beaucoup de marchés pendant de longues années.

La norme la plus largement adoptée et déployée pour la télévision numérique terrestre (TNT ou DTT en anglo-saxon) est DVB-T, éditée en mars 1997. Les services sont diffusés dans plus de 35 pays et beaucoup plus dans les prochaines années.

Une norme mûre et bien établie Elle tire bénéfice des économies d'échelle au prix très bas du récepteur. Néanmoins, l'approche de l'ASO (Analogue Switch-Off) en Europe a produit l'impulsion pour mettre à jour une nouvelle attentes et à ses goûts. Un véritable challenge donc , à appréhender dans toutes ses dimensions pas seulement pour en être plus conscients ou pour se motiver davantage, mais aussi pour l'étudier, se concerter et en tenir compte dans les choix et arbitrages à faire lors même de la mise en place de la TNT.

## Annexe A

---

```
%DVB-T 2K Transmission
%The available bandwidth is 8 MHz
%2K is intended for mobile services
clear all;
close all;
%DVB-T Parameters
Tu=224e-6; %useful OFDM symbol period
T=Tu/2048; %baseband elementary period
G=0; %choice of 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32
delta=G*Tu; %guard band duration
Ts=delta+Tu; %total OFDM symbol period
Kmax=1705; %number of subcarriers
Kmin=0;
FS=4096; %IFFT/FFT length
q=10; %carrier period to elementary period ratio
fc=q*1/T; %carrier frequency
Rs=4*fc; %simulation period
t=0:1/Rs:Tu;
%Data generator (A)
M=Kmax+1;
rand('state',0);
a=-1+2*round(rand(M,1)).'+i*(-1+2*round(rand(M,1))).';
A=length(a);
info=zeros(FS,1);
info(1:(A/2)) = [ a(1:(A/2)).']; %Zero padding
info((FS-((A/2)-1)):FS) = [ a(((A/2)+1):A).'];
%Subcarriers generation (B)
carriers=FS.*ifft(info,FS);
tt=0:T/2:Tu;
figure(1);
subplot(211);
stem(tt(1:20),real(carriers(1:20)));
12
subplot(212);
stem(tt(1:20),imag(carriers(1:20)));
figure(2);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
```

```

subplot(211);
plot(f,abs(fft(carriers,FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(carriers,[],[],[],2/T);
% D/A simulation
L = length(carriers);
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)];
p=1/Rs:1/Rs:T/2;
g=ones(length(p),1); %pulse shape
figure(3);
stem(p,g);
dummy=conv(g,chips(:));
u=[dummy(1:length(t))]; % (C)
figure(4);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(u(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(u(1:400)));
figure(5);
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(u,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(u,[],[],[],Rs);
[b,a] = butter(13,1/20); %reconstruction filter
[H,F] = FREQZ(b,a,FS,Rs);
figure(6);
plot(F,20*log10(abs(H)));
uoft = filter(b,a,u); %baseband signal (D)
figure(7);
subplot(211);
plot(t(80:480),real(uoft(80:480)));
subplot(212);
plot(t(80:480),imag(uoft(80:480)));
figure(8);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(uoft,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(uoft,[],[],[],Rs);

```





# Bibliographie

---

- [1] CRETE ROFFER Frédérique : Estimer et mesurer et corriger les artefacts de compression pour télévision, Spécialité signal , image , parole et télécom, Grenoble , thèse de doctorat Université Joseph FOURIER, le 27 novembre 2007.
- [2] [www.dtvanswers.com/languages/french.pdf](http://www.dtvanswers.com/languages/french.pdf)
- [3] David BOUVRY : 'Impact de la répartition temporelle des composantes multi-trajets sur les performances de signaux DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)', Spécialité Électricité, Bruxelles , thèse l'obtention du grade de Master Ingénieur université de Mons, juin 2010.
- [4] benoit CHRISTOPHE, alexandre DUSSON : 'document electonique', 'compression des données informatique',Toulouse, juin 1999.
- [5] Ph. GASSER, 'Plate-forme Arts, Sciences, Technologies' , 'Les formats MPEG audio', Paris Nord, page 7/24, Décembre 2006.
- [6] [www.tdf.fr/article/archive/1529/](http://www.tdf.fr/article/archive/1529/)
- [7] HERVE Benoit : 'la télévision numérique satellite, câble, terrestre, '3<sup>ème</sup> édition Dunod', 2002.
- [8] [http://perso.libertysurf.fr/IPhilGood/download/DVBT\\_france.pdf](http://perso.libertysurf.fr/IPhilGood/download/DVBT_france.pdf).
- [9] <http://avicodec.duby.info/Ter17.pdf>
- [10] CARLET Claude : 'cour codes correcteurs d'erreurs et fonction booliennes', DEA Mathématique et informatique, Bamako, 2007.
- [11] DJIKNAVORIAN Pascal : 'Codes de Reed-Solomon Étude et simulation', Faculté des Sciences et de Génie UNIVERSITÉ LAVAL, QUÉBEC, AVRIL 2007.
- [12] Stephanie CASTAN SAHUGUÈDE : 'Codage de canal pour les communications optiques', Spécialité Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes, Limoges, thèse de doctorat UNIVERSITÉ DE LIMOGES , Octobre 2009
- [13] [http://wcours.gel.ulaval.ca/2006/h/64486/default/7references/codage\\_convolutif.pdf](http://wcours.gel.ulaval.ca/2006/h/64486/default/7references/codage_convolutif.pdf)

- [14] [http://www.rennes.supelec.fr/ren/rd/scee/ftp/docs/codconv\\_poly.pdf](http://www.rennes.supelec.fr/ren/rd/scee/ftp/docs/codconv_poly.pdf)
- [15] Mélanie MARAZIN : 'Reconnaissance en aveugle de codeur à base de code convolutif : Contribution à la mise en œuvre d'un récepteur intelligent', Spécialité Communications Numériques, Bretagne, Thèse doctorat UNIVERSITÉ de Bretagne occidentale.
- [16] D. Haccoun , G. Begin : 'High-rate punctured convolutional codes for viterbi and sequential decoding' , 'IEEE Transactions on Communicatians' , 1113-1125, 1989.
- [17] G. Begin, D. Haccoun, C. Paquin : Further results on high-rate punctured convolutional codes for viterbi and sequential decoding, *IEEE Transactions on Communicatians*, 1922-1928, 1990.
- [18] Irina E. Bocharova , Boris D. Kudryashov : 'Rational rate punctured convolutional codes for soft-decision viterbi decoding' , 'IEEE Transactions on Information Theory',1305-1313, 1997.
- [19] L. H. C. Lee, J. Sodha : More new rate-compatible punctured convolutional codes for viterbi decoding, In *Proceedings of the 5th Workshop on Internet, Telecommunications and Signal Processing*, Hobart, Australia, December 2006.
- [20] A.poli, LI Huguet : 'codes correcteurs', édition Masson',1989.
- [21] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi and T. Keller.: 'OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting', 'IEEE communications society', WILEY, 2003.
- [22] John.G Proakis : 'Digital Communication', McGraw-Hill Science, 2000.
- [23] G.L Turin : 'The effects of multipath and fading on the performance of direct sequence CDMA systems', IEEE journal on selected Area in communications, vol SAC-02, USA,597-603, 1984.
- [24] R.L. Pickoltz, D.L. Schilling, L.B Milstein : 'IEEE transaction on communication' 'Theory of spread-spectrum communications-A tutorial, USA, 855-884,1982.
- [25] R.G Gallager : 'The use of informaion theory in wirless networks', 'Multiaccess, Mobility and teletraffic for personnel communication', France , 1996.
- [26] European telecommunications strandards institut (ETSI), 'Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television', ETSI EN 300 744 V1.5.1, 2004.

- [27] Nino Silverio : 'pinnacle studio plus', 'video digital illustrée avec pinnacle studio'.  
Disponible sur [http://homepages.internet.lu/silverio/Video/Cours\\_1082\\_10.pdf](http://homepages.internet.lu/silverio/Video/Cours_1082_10.pdf)
- [28] Arnaud Bournel : 'Systèmes de Télécommunications Partie II Télévision', Université Paris XI, France, 2000.
- [29] 'Union européenne de radio télévision EBU-UER', 'dividende numérique Questions-réponses sur la politique de gestion du spectre et la radiodiffusion', Suisse, 2007. disponible sur <http://www.ebu.ch>
- [30] Abd El Kader Halouani, Amar Bouguerzi, Ammar Begbagui, Hassan Hadji, Kamel Sassi, Larbi Mokhtar, Messoud Kadri : 'POLITIQUE DE GESTION DU SPECTRE Vue d'ensemble' 'numéro spécial la TNT en Algérie', Télédiffusion d'Algérie, Octobre 2008.
- [31] [http://www.rennes.supelec.fr/ren/perso/jweiss/tv/signal/tv\\_opt4.html](http://www.rennes.supelec.fr/ren/perso/jweiss/tv/signal/tv_opt4.html)
- [32] ETSI EN 300 744 v1.5.2 (2006-09), 'Digital Video Broadcasting (DVB)', 'Framing structure channel coding and modulation for digital terrestrial television', Rapport, Sept. 2006.
- [33] Daniel BOUDET : 'rapport établi à la demande du premier ministre', télévision numérique et mobilité', Montplaisir ,2005.

