

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة سعد دحلب البليدة
UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA



كلية الهندسة – دائرة الإلكترونيك
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE

MASTER

Spécialité : Télécommunications et Réseaux

***PERFORMANCES D'UN CODE CONVOLUTIF
CONCATÉNÉ A UN CODE REED SOLOMON VIA UN
CANAL SATELLITE NON- LINÉAIRE***

Proposé par:

M^{elle} : ZINE Leila

Réalisé et Présenté par :

M^{elle} : ABDELLAH OTSMANE

Nadjia

M^{me} : BOUDJEMLINE

Fatma

Promotion : Juillet 2010/2011



nitroPDF professional

تélécharger la version d'essai gratuite sur nitropdf.com/professional

ملخص

يركز هذا العمل على تدهور الإشارة المرسله عبر قناة قمر صناعي، الناجمة عن المكبرات مثل (أنبوب الأمواج المتدفقة) والتي تعمل غالبا بالقرب من نقطة التشبع، فهذا يولد تشوهات غير خطية في السعة و المرحلة، وبالتالي يؤثر في نوعية الإرسال. و لحل هذه المشكلة، نقترح تقنية الترميز المتسلسل لكود (RS-CC). و قد أظهرت نتائج المحاكاة أن هذا النوع من الرموز المتسلسلة قوي لقدرته على تصحيح أخطاء الإرسال عبر قناة قمر صناعي الغير الخطية.

RESUME

Ce travail se focalise sur les dégradations d'un signal transmis via un canal satellite, causées par la non linéarité des amplificateurs, tel que le TOP (Tube a Ondes Progressives) qui travaille souvent au voisinage du point de saturation. Il introduit ainsi des distorsions non linéaires en amplitude et en phase. Ceci influe sur les performances du système de transmission. Afin de palier à ce problème, on a proposé l'utilisation d'un code Reed Solomon concaténé à un code convolutif. Les résultats de simulation ont montré que ce type de codes concaténés s'avère robuste en vue de la capacité de correction des erreurs de transmission via un canal satellite non linéaire.

ABSTRACT

This work focuses on the degradation of a signal transmitted via a satellite channel, caused by the nonlinearity of amplifiers, such as the TOP (progressive wave tube), which often works near the saturation point. It introduces the nonlinear distortions in amplitude and phase. To overcome this problem, we propose the use of a Reed Solomon code concatenated with a convolutional code that are robust given the ability to correct transmission errors. Simulation results have shown that this type of concatenated codes is robust to the ability to correct transmission errors via a satellite channel non-linear.

REMERCIEMENTS

Avant tous nous tenons à remercier "Allah"

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promotrice Mademoiselle **ZINE Leila** pour nous avoir proposé ce sujet et conseillè tout au long de notre travail.*

Nos remerciements les plus sincères vont vers le président ainsi que les membres du jury qui nous font l 'honneur de juger ce travail.

Nous remercions aussi l'ensemble des enseignants de département d'électronique.

Nous tenons à adresser notre vif remerciement à tous ceux qui nous ont aidées Mr Y.Karim, B.Mourad, et Amirouch.

Nous ne pourrions conclure sans remercier toute notre familles et amis avec qui nous avons passé des meilleurs moments: Ishak, Khaled, Samah, Meriem, Rahma , Warda , Lynda ,Amina, Hafsa et toute la section de master 2 Réseaux et Télécommunication.

Fatima et Nadjia

Créé avec

 **nitro**PDF professional

trouver la version d'essai gratuite sur nitropdf.com/professional

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents ma source de fierté ;

À mon très cher frère Mohamed ;

À mes très chères sœurs bien aimées : Hamida ; Ghizlan ;

À ma chère amie Fatima ;

À mes tantes et à mon oncle Karim ;

À toute ma famille ;

À tout mes ami(e) s, surtout Hiba, Khadidja, Asma, Adel et

Omar ;

À tous ceux qui m'aiment ;

Nadjia



nitro PDF

professional

telecharger la version d'essai gratuite sur nitropdf.com/professional

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents ma source de fierté ;

À mon très cher frère Missoum ;

À mes très chères sœurs bien aimées : Fatmazohra ; Karima ;

Amel ; Fella ; Nihad ;

À ma chère amie Nadjia ;

À mon cher mari Ali

À mes tantes et toute ma famille ;

À tout mes ami(e) s, surtout Samah , Fatma, Meriem , Amina ,

Nouha ;

À tous ceux qui m'aiment ;

Fatma



nitro PDF

professional

telecharger la version d'essai gratuite sur nitropdf.com/professional

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I: GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION PAR SATELLITES	
I.1.Introduction.....	3
I.2.Principe de télécommunication par satellite.....	4
I.3.Les différentes orbites occupées par un canal satellite.....	5
I.3.1.Les orbites basses (LEO).....	6
I.3.2.Les orbites moyennes (MEO).....	6
I.3.3. orbite géostationnaire.....	6
I.4.Le satellite de télécommunication.....	8
I.5.Architecture des satellites.....	8
I.6. La Station terrienne	10
I.6.1.La parabole.....	10
I.6.2.LNB (<i>Low Noise Block</i>).....	10
I.7. Bandes de fréquences allouées aux services de transmission par satellite.....	13
I.8. Les différents types de services et de systèmes.....	14
I.8.1. Le service fixe par satellite.....	14
I.8.2. Le service mobile par satellite.....	14
I.8.3. Le service de radiocommunication par satellite.....	14
I.9.les différents types d'accès aux canaux satellites.....	14
I.9.1.Accès Multiple à Répartition en fréquence (AMRF).....	15
I.9.2.Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT).....	15
I.9.3.Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC).....	15
I.10.Distorsions et perturbations dans la transmission par satellite.....	16
I.10.1 Le bruit thermique.....	16
I.10.2 Les brouillages.....	16
I.10.3.Effets des non-linéarités.....	18
I.11.Conclusion.....	20
CHAPITRE II : DESCRIPTION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION NUMERIQUE PAR SATELLITE	
II.1.Introduction.....	21

Créé avec

II.2. Chaîne de transmission numérique via un canal satellite.....	21
II.3. Notion de message numérique.....	22
II.4. Codage canal.....	24
II.4.1. Codage correcteur d'erreurs (FEC).....	25
II.4.2. Codes concaténés.....	26
II.4.3. Choix des codes.....	28
II.4.4. Code en bloc.....	28
II.4.4.1. Codage Reed Solomon.....	29
II.4.5. Codage Convolutif.....	31
II.4.6. Poinçonnage.....	32
II.4.7. Entrelacement.....	33
II.5. Le Décodage.....	34
II.5.1. Décodage des codes convolutionnels : l'algorithme de Viterbi.....	34
II.5.2. Décodage des codes de Reed Solomon.....	34
II.6. La modulation Numérique.....	35
II.7. Le bruit Gaussien.....	38
II.8. Tube à Onde Progressive (<i>Traveling-Wave Tube (TWT)</i>).....	38
II.9. Conclusion.....	40
CHAPITRE III : SIMULATIONS ET INTERPRETATION DES RESULTATS	
III.1. Introduction.....	41
III.2. Outil informatique utilisé : Simulink.....	41
III.3. Présentation de la chaîne de transmission par satellite.....	41
III.3.1. Phénomène d'élargissement du spectre.....	44
III.3.2. Constellation du signal transmis.....	45
III.4. Comparaison des performances du canal satellite en vue de TEB.....	48
III.5. Performances des codes correcteurs d'erreurs sur un canal satellite.....	51
III.6. Performances des codes concaténés sur un canal satellite.....	53
III.7. Conclusion.....	60
CONCLUSION GENERALE	61
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE A	
ANNEXE B	
ANNEXE C	
ANNEXE D	

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Principe des communications par satellite.....	5
Figure I.2 : Apogée, périgée et inclinaison.....	6
Figure I.3 : Différents types d'orbites	7
Figure I.4 : Position des satellites géostationnaires	8
Figure I.5 : Architecture d'un satellite	9
Figure I.6 : Architecture d'un satellite d'observation de la terre	10
Figure I.7 : Schéma de fonctionnement général d'une station terrienne.....	12
Figure I.8.a : L'accès multiple à division de fréquence FDMA.....	15
Figure I.8.b : L'accès multiple à division de temps TDMA	15
Figure I.8.c : L'accès multiple à division de code CDMA.....	16
Figure I.9 : Distorsions et perturbations intervenant sur une chaîne de transmission par satellite.....	17
Figure I.10.a : non-linéarité AM/AM.....	19
Figure I.10.b : non-linéarité AM/PM.....	19
Figure II.1 : Représentation d'une chaîne de transmission numérique via un canal satellite.....	22
Figure II.2 : Différentes possibilités de FEC.....	25
Figure II.3 : Concept de la concaténation.....	26
Figure II.4 : Principe de la concaténation.....	27
Figure II.5 : Principe du code Reed- Solomon.....	29
Figure II.6 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon.....	30
Figure II.7 : Schéma représentatif d'un code convolutif.....	31
Figure II.8.a : Entrelacement en bloc.....	33
Figure II.8.b : Entrelacement convolutionnel.....	33
Figure II.9 : Schéma des processus du décodage	34

Créé avec

Figure II.10 : Principe du Décodeur Reed-Solomon.....	35
Figure II.11 : Diagramme de constellation pour BPSK.....	36
Figure II.12 : Diagramme de constellation pour QPSK.....	37
Figure II.13 : Diagramme de constellation pour QAM.....	37
Figure III.1 : Modèle de la chaine de transmission par satellite.....	42
Figure III.2 : Modèle de TOP implanté.....	43
Figure III.3 : Schéma d'une chaine satellite avec des blocs filtrage FFT	44
Figure III.4 : Effet d'élargissement du spectre	45
Figure III.5 : Modèle de la chaine avec point de constellation	46
Figure III.6 : Points de constellation avant et après le passage par le TOP pour la modulation 16- QAM.....	46
Figure III.7 : Points de constellation 16-QAM après le passage par le TOP pour la modulation et le canal Gaussien pour SNR=25dB.....	47
Figure III.8 : Stabilisation des points de constellation 16-QAM après le passage par le TOP et le canal Gaussien pour SNR=35dB.....	48
Figure III.9 : Performance d'un canal satellite non-linéaire en fonction du recul d'entrée.....	49
Figure III.10 : Performance de la transmission via un canal satellite non-linéaire pour différents types de modulation.....	50
Figure III.11 : Comparaison des performances d'un code convolutif pour les modulations BPSK et QPSK	51
Figure III.12 : Modèle des blocs punctured code à l'émission et insert zero à la réception.....	52
Figure III.13 : Performance de la transmission des modulation BPSK et QPSK sur un canal satellite pour différents rendements de codage convolutifnon	52
Figure III.14 : Modèle de la chaine de transmission par satellite avec concaténation RS-CC	53
Figure III.15 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK avec un recul de 0 dB.....	55
Figure III.16 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK avec un recul de 4 dB.....	55

Figure III.17 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission QPSK avec un recul de 0 dB.....	56
Figure III.18 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK avec un recul de 4 dB.....	57
Figure III.19 : Performance du code RS(204,188)-CC pour une transmission BPSK..	58
Figure III.20 : Performance du code RS(204,188)-CC pour une transmission QPS...	58
Figure III.21 : Performance de concaténation RS-CC pour différentes capacités de correction de RS pour une transmission BPSK.....	59
Figure III.22 : Performance de concaténation RS-CC pour différentes capacités de correction de RS pour une transmission QPSK.....	60

ABBREVIATIONS

Sigle	Signification
AMRC	Accès Multiple à Répartition par Code.
AMRF	Accès Multiple à Répartition en fréquence.
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le Temps.
AM/AM	Amplitude Modulation/Amplitude Modulation.
AM/PM	Amplitude Modulation/Phase Modulation.
ARQ	Automatic Retransmission Request.
AWGN (BBAG)	Additive White Gaussian Noise (bruit blanc additif gaussien).
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BTC	Block Turbo Code.
CC	Codes Convolutif.
CDMA	Code Division Multiple Acces.
CTC	Convolutionnal Turbo Code .
dB	Décibel.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.
ERF	Error function, fonction d'erreur.
ERFC	Error function complementary, fonction d'erreur complémentaire.
FDMA	Frequency Division Multiple Acces.
FEC	Forward Error Correction.
FFT	Fast Fourier Transform.
FI	Fréquence Intermédiaire .
GaAs FET	Gallium Arsenide Field Effect Transistor.

GEO	Géostationary Earth Orbital.
GF	Galois Field.
HF	Haute Fréquence.
IRFB	International Radio Frequencies Board.
LEO	Low Earth Orbital.
LNB	Low Noise Block.
MEO	Medium Earth Orbital.
PSK	Phase Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
RF	Radio Fréquence.
RS	Reed-Solomon (code).
SNR	Signal to Noise Ratio (rapport signal sur bruit).
TDMA	Time Division Multiple Acces.
TEB (BER)	Taux D'erreur Bit (Bit Error Rate).
TOP(TWT)	Tube à onde progressive (Traveling-Wave Tube).
TV	Television.

INTRODUCTION GENERALE

Les télécommunications sont nées du besoin de transporter une information d'une personne à une autre, sans passer par l'homme (le réseau postal, télégraphe optique, câble filaire, satellite, etc.). Le terme télécommunications regroupe l'ensemble des techniques et moyens mis en œuvre pour transmettre de l'information à destination d'un ou plusieurs points distants du point d'émission.

La conquête de l'espace est une passion qui a depuis longtemps fasciné l'esprit des savants. Par contre l'idée de placer un objet en orbite autour de la terre a commencé à germer seulement au début de siècle précédent. Il a fallu attendre 1945 pour que le concept de satellite voie le jour. C'est le britannique Arthur C. Clarke qui introduit le premier, le concept de communication par satellite.

Le 4 octobre 1957, l'Union Soviétique lance le premier satellite artificiel : Spoutnik. Ce dernier était une simple sphère métallique d'un diamètre de 58 cm équipée d'un simple émetteur radio.

Aujourd'hui, il y a dans le ciel plus de centaine de satellites qui diffusent la téléphonie, et la télévision. Ce nombre commence à poser certains problèmes au niveau des bandes de fréquence et de puissance. Pour utiliser le spectre de fréquence de manière plus efficace il est nécessaire de faire fonctionner les amplificateurs des satellites au point de saturation ou au voisinage de ce point pour une utilisation efficace de la puissance de sortie. Où, l'amplificateur à bord de satellite introduit ainsi deux types de distorsion qui font que le signal de sortie n'est pas une reproduction fidèle du signal d'entrée.

Ces distorsions sont dues à la non linéarité de la caractéristique amplitude de sortie /amplitude d'entrée de l'amplificateur « conversion AM/AM » et celle due à la variation du déphasage de sortie en fonction de la puissance d'entrée « conversion AM/PM ». Ces distorsions créent une interférence dans chaque canal satellitaire et un étalement du spectre, par conséquent la qualité de transmission est sujette aux dégradations.

L'objectif de notre travail consiste à cerner ces problèmes de transmission dans un canal satellitaire en utilisant des codes concaténés à base d'un code en bloc Reed Solomon et un code Convolutif. Pour cela une simulation informatique est élaborée pour mettre en évidence ces influences. La simulation repose sur une modélisation directe des différents éléments de la chaîne de transmission.

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les systèmes de télécommunications par satellites, dans lequel on va couvrir les principales caractéristiques des communications par satellite à savoir : la configuration d'un système de communication par satellites, leurs architectures, les différentes orbites occupées, les bandes de fréquences allouées, les différents types de services satellites, les accès aux canaux satellites, ainsi que les différentes distorsions et perturbation qui affecte le signal transmis.

Le deuxième chapitre expose la description de la chaîne de transmission numérique. Il présente une étude détaillée du code en bloc Reed Solomon et le code Convolutif qui constituent notre chaîne de transmission satellitaire adoptée par la simulation.

Le troisième chapitre présente la série de simulations et l'analyse des résultats en utilisant un simulateur d'un système de communication numérique « Simulink » sous Matlab.

Dans un premier temps, on a exposé les caractéristiques de non linéarité causé par l'amplificateur du point de vue élargissement de spectre et points de constellation. Puis dans un deuxième temps, on a évalué les dégradations de performance de transmission en probabilité d'erreurs pour un canal satellite en vue de probabilité d'erreurs sur les bits.

Enfin, ce mémoire est achevé par une conclusion générale inspirée de l'étude menée tout au long de ce travail.

GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES

I.1.Introduction

Le développement des moyens de transmissions de l'information qui constitue l'une des caractéristiques principales de notre époque résulte, d'une part d'une augmentation continue des besoins et, d'autre part, des possibilités offertes par le progrès technique.

L'un des caractères essentiels de l'évolution de notre civilisation est l'accroissement constamment accéléré du volume des échanges d'informations (information écrite, verbale ou visuelle). Cet accroissement qui porte à la fois sur le volume des transferts d'information, sur leur rapidité et sur les distances couvertes contrôle profondément le développement des grands systèmes qui caractérisent la société actuelle : transport intercontinentaux, consortiums industriels internationaux, agences d'informations, enceintes de confrontation politique entre nations, prévisions du temps, échanges boursiers, diffusion de la culture, etc.

Le développement des techniques spatiales et leur mise au service des besoins de l'homme s'est fait avec une rapidité sans exemple, caractéristique de l'accélération du progrès technique.

En tête de cette progression se placent les télécommunications par satellites qui ont déjà pris une place très importante parmi les différents moyens de transmission de l'information et qui ont déjà très largement contribué à satisfaire les immenses besoins.

Les systèmes de télécommunications par satellites possèdent des qualités intrinsèques distinctes de celles des systèmes terrestres classiques.

Ce chapitre couvre l'une des solutions offertes par l'aspect spatial « le satellite » dans un premier temps on va exposer le principe de télécommunication par satellites à savoir : l'architecture des satellites, accès au canal, bandes de fréquences allouées, etc. Dans un deuxième temps on va entamer les problèmes de transmission affectant le signal traversant le canal satellite.

I.2.Principe de télécommunication par satellite

Un satellite est une sorte de relais hertzien. En effet il ne s'occupe pas seulement de la compréhension des données : ce n'est qu'un simple miroir. Son rôle est de régénérer le signal qu'il a reçu et de le retransmettre sous formes amplifié à la station réceptrice. Il offre également une capacité de diffusion, c'est-à dire qu'il peut retransmettre les signaux captés depuis la terre vers plusieurs stations. Il peut aussi récolter des informations venant de plusieurs stations différentes et de les retransmettre vers une station particulière. De plus ; il est possible d'établir des liaisons directes entre satellites [23].

Trois formes principales de radiocommunication spatiale sont utilisées aujourd'hui :

- Entre l'espace et la terre.
- Entre stations spatiales.
- Entre stations terriennes par l'intermédiaire de station spatiale.

La figure I.1 représente schématiquement un système de télécommunication par satellite. Comme nous le voyons, un système de télécommunication est constitué d'une station spatiale (satellite) et de stations terriennes coopérant pour assurer des radiocommunications spatiales à des fins déterminées [1], dans le cas le plus simple on a un satellite et deux stations terriennes, l'une émettrice et l'autre réceptrice. Pour échanger une telle communication, la première station émet vers le satellite une onde porteuse de haute fréquence modulée par le signal informatif (trajet montant ou Up-Link).Le répéteur du satellite transpose cette porteuse en fréquence, l'amplifie puis la réémet vers la deuxième station (trajet descendant ou Down-Link).

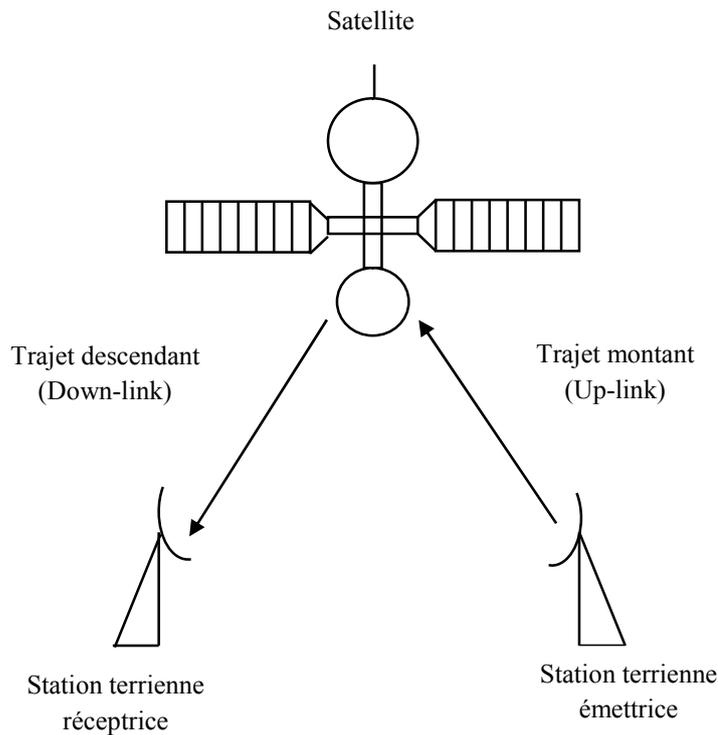


Figure I.1 : Principe des communications par satellite.

I.3. Les différentes orbites occupées par un satellite

Avant d'exposer les différentes orbites occupées par un satellite il nous a paru nécessaire de donner ces définitions illustrées par la figure I.2 :

- **Orbite** : trajectoire courbe d'un corps céleste naturel ou artificiel ayant pour foyer un autre corps céleste.
- **Apogée** : le point le plus haut du satellite auquel sa vitesse est la plus lente.
- **Périgée** : Le point le plus bas du satellite auquel sa vitesse est la plus rapide.
- **L'inclinaison** : c'est l'angle formé entre le plan orbital et le plan équatorial. Plus l'angle est important, plus la surface couverte par le satellite est grande [24].

Figure I.2 : Apogée, périgée et inclinaison.

Comme il est montré par la figure I.3, On distingue 3 types d'orbites, selon l'altitude :

I.3.1. Les orbites basses (LEO) (*Low Earth Orbital*) entre 200 et 800 km. Elles sont à défilement et le satellite reste visible au-dessus d'un point, que quelques minutes. Pour sa capture, il nécessite des antennes suiveuses de dimensions convenables. Ces orbites sont utilisées par les navettes, les laboratoires spatiaux, l'observation et la photographie de la terre, la météorologie, ainsi que les satellites militaires [24].

I.3.2. Les orbites moyennes (MEO) (*Medium Earth Orbital*) entre 10000 et 15000 kilomètres . Elles sont à défilement, cependant le satellite reste visible au-dessus d'un point pendant quelques heures. Leurs utilisations sont du même ordre que pour les satellites en orbite basse (LEO), satellites de radionavigation (GPS, GLONASS, GALILEO).

I.3.3. Orbite géostationnaire (GEO) (*Geostationary Earth Orbital*) Les satellites à orbite géostationnaire constituent de loin les satellites les plus employés actuellement.

Placés au-dessus de l'équateur à 35 786 km d'altitude, ces satellites géostationnaires effectuent leur révolution en 23 heures 56 minutes et 4 secondes, durée qui correspond à la période de rotation de la terre. Se déplaçant dans le même sens et à la même vitesse angulaire que le globe, ils apparaissent ainsi immobiles depuis le sol et peuvent couvrir instantanément une large calotte équivalant environ à un hémisphère.

Comme les satellites géostationnaires conservent toujours la même position par rapport à la terre, ils peuvent donc être associés à des antennes terrestres fixes. Ils présentent cependant l'inconvénient d'être situés bas sur l'horizon lorsqu'ils couvrent des zones éloignées de l'équateur : les signaux à transmettre, parcourant une plus grande distance, subissent des atténuations plus importantes et mettent plus de temps à arriver sur terre (un quart de seconde en plus). Un satellite géostationnaire peut dériver dans un cube de 150 km de côté sans conséquences notables pour la réception.

On constate donc qu'il n'existe pas d'orbite idéale pour les systèmes de communication par satellites : le choix diffère selon les caractéristiques recherchées.

Figure I.3 : *Différents types d'orbites.*

Les différentes particularités de l'orbite géostationnaire

Le satellite géostationnaire a la particularité de rester fixe par rapport à un observateur terrestre. Pour se faire, l'orbite aura plusieurs caractéristiques :

- **Orbite circulaire** : le foyer de l'orbite est le centre de la terre. Le satellite est toujours à la même vitesse et à la même distance par rapport à la terre. Dans ce cas, la notion de périégée et d'apogée n'existe plus.
- **L'orbite équatoriale** : un satellite en orbite équatoriale gravite directement au-dessus de l'équateur : son inclinaison est nulle.
- **Orbite synchrone** : le satellite est à 35786 km d'altitude, sa période orbitale représente la période sidérale de la terre, c'est-à-dire 23 heures 56 minutes et 4 secondes [24].

I.4. Le satellite de télécommunication

Un satellite est naturellement la partie essentielle d'un tel système. Il se comporte comme un véritable relais hertzien dans le ciel [12]. Il reçoit les émissions de terre (liaison montante) et les réémet vers la terre (liaison descendante) après translation de fréquence et amplification. Ce relais dans le ciel est en fait un satellite artificiel de la terre, animé d'un mouvement relatif par rapport à celle-ci : le satellite est dit à défilement. Il décrit une certaine trajectoire ou orbite. Au début des télécommunications par satellite, ceux-ci se déplaçaient sur des orbites basses caractérisées par une altitude de quelques milliers de kilomètres (par exemple TELSTAR lancé en 1962), une vitesse de passage relativement grande et une durée de visibilité faible. A l'heure actuelle, sauf très rares exceptions, les satellites de télécommunication décrivent tous des orbites hautes situées dans le plan équatorial, caractérisées par une altitude de 36000 kilomètres, une vitesse synchrone de la vitesse de rotation de la terre et une visibilité permanente ; cela permet d'assurer la permanence du service tout en simplifiant considérablement les stations terriennes qui ne doivent plus suivre un satellite défilant à des vitesses angulaires importantes [13].

Ces satellites sont appelés géostationnaires, (voir figure I.4).

Figure I.4 : *Position des satellites géostationnaires.*

I.5. Architecture des satellites

Comme il est montré par la figure I.5, un satellite est constitué de deux sous-ensembles :

A) la plate-forme: ou module de service, qui supporte la charge utile et qui lui fournit les ressources dont elle a besoin pour son fonctionnement (électricité, contrôle thermique ...), maintient le satellite sur son orbite selon l'orientation demandée et assure la liaison avec les stations à terre [12] .

B) la charge utile : qui regroupe les instruments nécessaires pour remplir la mission, elle varie en fonction du type de satellite :

- Transpondeurs et antennes pour un satellite de télécommunications ;
- Caméra ou radar pour un satellite d'observation ;
- Télescope pour un satellite d'observation astronomique ;
- Etc.

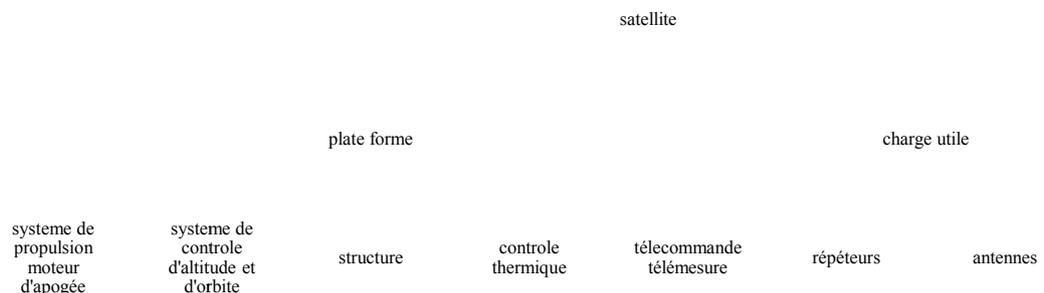


Figure I.5 : Architecture d'un satellite.

Les principales caractéristiques d'un satellite sont

- Sa charge utile.
- Sa plate-forme.
- Sa masse.
- Sa durée de vie opérationnelle et son orbite.

La figure I.6 illustre un exemple d'architecture d'un satellite d'observation de la terre.

Figure I.6 : Architecture d'un satellite d'observation de la terre.

I.6. La Station terrienne

I.6.1. La parabole

Elément incontournable de la réception satellite. Comme pour une antenne de télévision, c'est elle qui capte le signal venant du satellite et qui le concentre vers le convertisseur.

I.6.2. LNB (*Low Noise Block*)

En réception satellite, le signal recueilli par l'antenne parabolique est trop faible pour pouvoir l'exploiter directement : il faut l'amplifier, c'est l'un des rôles du LNB nommé également 'tête' de réception. C'est un composant actif.

Le rôle du LNB est capital. Il recueille le signal de 12 GHz reçu par la parabole puis le convertit en une fréquence intermédiaire d'environ 1 GHz. (Gigahertz) A cette fréquence les atténuations dans le câble de liaison sont moins importantes et le traitement des signaux par le récepteur s'en trouve facilité [24]. Le LNB télé alimenté par le récepteur/décodeur (14 ou 18Volts).

La station terrienne constitue le terminal d'émission et de réception d'une liaison de télécommunication par satellite. L'organisation générale d'une station n'est pas

fondamentalement différente, dans son principe, de celle d'un terminal de faisceaux Hertzien [12].

Le schéma fonctionnel général d'une station terrienne est produit par la figure 1.7 nous voyons que la station peut être composée en sous-ensembles principaux qui sont :

-Duplexeur : sépare l'émission de la réception (ex : émission dans la bande 6 GHz – réception dans la bande 4 GHz).

-Amplificateurs d'émission (amplificateurs de puissance) : quelques Watts à quelques Kilowatts. En général un TWT ou un Klystron.

-Amplificateurs de réception (amplificateurs à faible bruit) : sensibilité – $2 \cdot 10^{-6}$ W/voie téléphonique. En général, un amplificateur paramétrique ou, maintenant, un amplificateur plus simple, mais un peu moins sensible, à transistors GaAs FET.

-Combineur : regroupe les porteuses issues des n chaînes émission avant amplification de puissance.

-Diviseur : répartit les porteuses entre les n chaînes réception après amplification à faible bruit.

-Transpositeur émission : convertit les porteuses de la FI (≈ 70 MHz la haute fréquence ($f_m = 5.98$ GHz par exemple)

- **Transpositeur réception** : convertit les porteuses de la haute fréquence ($f_d \approx 3.755$ GHz par exemple).

-Modulateur : transforme le signal utile, en bande de base (signal téléphonique, ou multiplex téléphonique ou signal TV), en un signal à fréquence intermédiaire FI modulée.

-Equipements de raccordement au réseau de terre : adaptent le signal utile à son utilisation sur le réseau terrestre (transmission terrestre par faisceau Hertzien ou câble, signalisation, suppression des échos,...).

-Equipement annexes.

-Equipement d'alimentation en énergie,-Infrastructure générale [12].

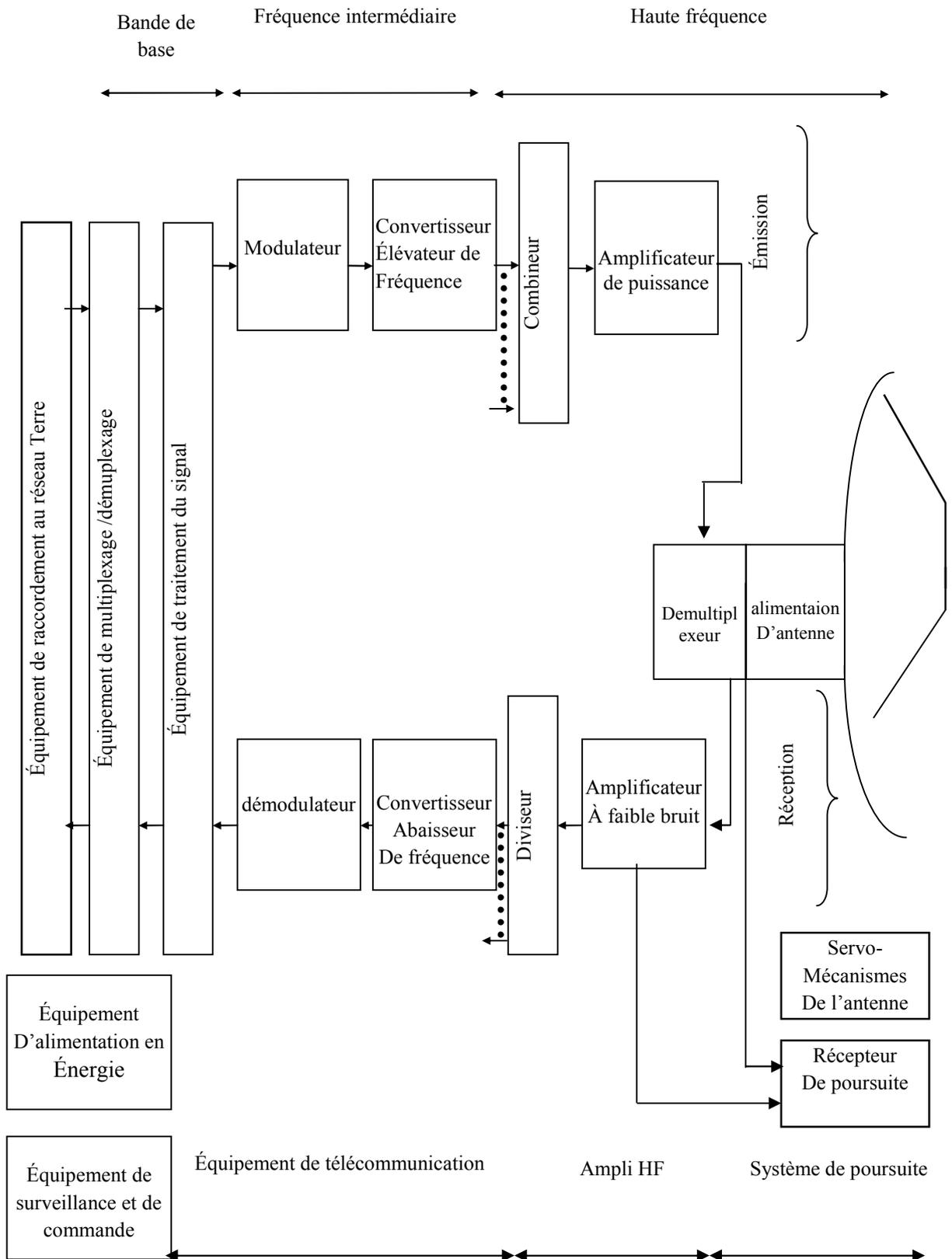


Figure I.7 : Schéma de fonctionnement général d'une station terrienne.

I.7. Bandes de fréquences allouée aux services de transmission par satellite

Pour réussir à positionner plusieurs satellites sur une même position orbitale, ces derniers doivent se partager les fréquences. C'est l'IRFB (International Radio Frequencies Board) qui coordonne les différentes plages de fréquences pour empêcher toutes interférences [24].

Les bandes de fréquences mises en œuvre pour les communications par satellite sont le plus souvent comprises entre 1 et 30 GHz. En dessous de 1 GHz les ondes sont principalement réfléchies et diffusées par l'atmosphère. Au dessus de 30 GHz les liaisons satellitaires sont possibles mais l'absorption atmosphérique est importante et la technologie d'amplification plus complexe.

La bande de fréquence 1-30 GHz est divisée en sous bandes désignées par des lettres, selon le tableau I.1 [25].

Bande	Fréquences	Services
L	1-2 GHz	communications avec les mobiles
S	2-3 GHz	communications avec les mobiles
C	4-6GHz	Communications civiles internationales et nationales
X	7-8 GHz	communications militaires
Ku	11-14 GHz	communications civiles internationales et nationales
Ka	20-30 GHz	nouveaux systèmes d'accès au réseau large bande
EHF	21-45 GHz	communications militaires

Tableau I.1 : Les bandes de fréquences allouées au satellite.

I.8. Les différents types de services et de systèmes

Les différentes applications qui se sont développées à ce jour, sont classées par type de service.

I.8.1. Le service fixe par satellite

C'est un service de radiocommunications entre stations terriennes situées en des points fixes déterminés. On peut classer les systèmes du service fixe par satellite en trois grandes catégories [2].

- i) Systèmes intercontinentaux : comme (INTELSAT).
- ii) Systèmes régionaux et nationaux : on a (COMSTAR, TELESAT, ECS...).
- iii) Systèmes destinés à fournir des services spécialisés : comme (COMSTAR, WESTA, GSAT...).

I.8.2. Le service mobile par satellite

Il s'agit de services de radiocommunications par satellites entre stations terriennes mobiles ou entre des stations terriennes mobiles et des stations terriennes fixes comme le service mobile maritime (MARISAT, INMARSAT).

I.8.3. Le service de radiocommunication par satellite

Les satellites de ce service retransmettent des signaux destinés à être reçus directement par le public. Les principales applications envisagées sont la radiodiffusion sonore et la télévision.

I.9. les différents types d'accès aux canaux satellites

En pratique tout système de communication par satellite gère simultanément plusieurs liaisons montantes, le satellite joue alors le rôle d'un nœud dans un réseau de stations terriennes. Cela signifie que les récepteurs qui sont situés, comme les émetteurs, en des endroits différents doivent être capables de discriminer les messages qui leurs sont destinés. On parle dans ces conditions d'accès multiple. Les trois principales d'accès sont :

I.9.1. Accès Multiple à Répartition en fréquence (AMRF)

La bande totale est divisée en sous-ensemble, chacune d'entre elle étant réservée à une porteuse. Chaque station d'émission ou de réception se voit allouer une ou plusieurs sous-bandes, voir figure I.8.a.

Figure I.8.a : *L'accès multiple à division de fréquence FDMA.*

I.9.2. Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT)

Une seule porteuse occupe l'ensemble du spectre. Chaque station émettrice se voit allouer de manière récurrente un intervalle de temps pendant lequel elle utilise la totalité des ressources spectrales, voir figure I.8.b.

Figure I.8.b : *L'accès multiple à division de temps TDMA.*

I.9.3. Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC) :

Ce procédé consiste à attribuer un code spécifique à chaque liaison. L'information est superposée à cette « onde de code », les codes sont faiblement corrélés entre eux. Chaque station émet quand elle désire et utilise dans ce cas la totalité de la bande disponible, voir figure I.8.c.

Figure I.8.c : *L'accès multiple à division de code CDMA.*

I.10. Distorsions et perturbations dans la transmission par satellite

On se préoccupe ici des distorsions se produisant sur une chaîne qui comprend un répéteur assurant l'amplification des signaux reçus [3]. Les distorsions et les perturbations qu'on rencontre sur cette chaîne de transmission dont l'emplacement est indiqué par la figure I.9 sont :

I.10.1. Le bruit thermique

Le bruit qu'on supposera additif blanc Gaussien est produit par diverses sources : bruit d'antenne provenant du ciel, du rayonnement propre de la terre, bruit du récepteur créé principalement par le premier amplificateur, bruit de l'amplificateur du satellite, etc.

I .10.2. Les brouillages

Ces brouillages sont causés par les canaux perturbateurs situés dans des bandes de fréquences voisines de celle du canal utile (brouillage par les canaux adjacents), ou dans la même bande (utilisation de polarisation orthogonale par exemple). Ces brouillages entraînent une dégradation du taux d'erreur du signal utile qu'il faut pouvoir apprécier. Les brouilleurs radioélectriques sont liés à l'environnement radioélectrique et leurs propriétés statistiques sont parfois mal connues.

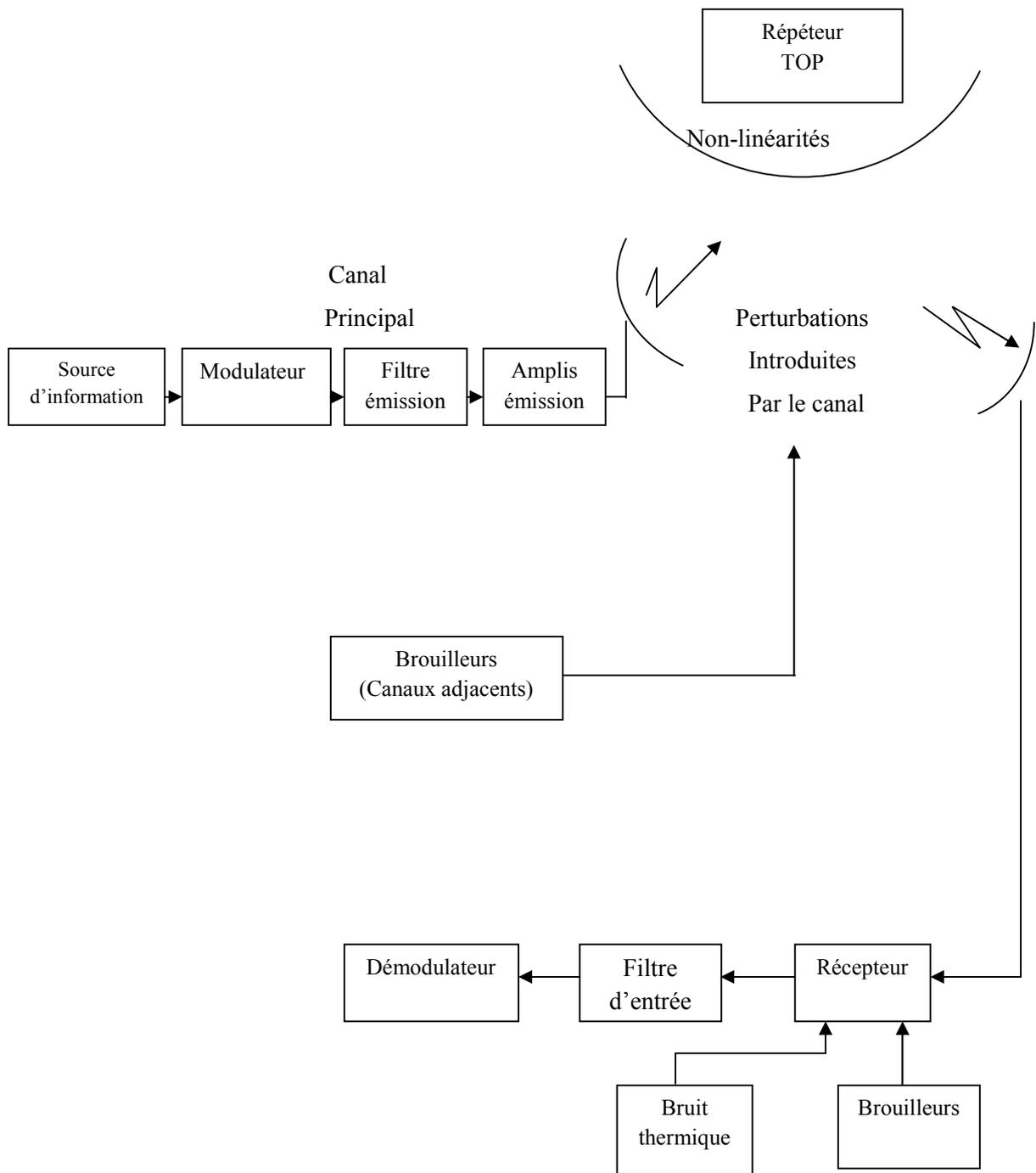


Figure I.9 : Distorsions et perturbations intervenant sur une chaîne de transmission par Satellite.

I.10.3. Effets des non-linéarités

Les satellites de télécommunication actuels comportent un TOP comme élément amplificateur de puissance du signal qui est retransmis vers les stations terriennes. L'amplificateur du signal répond à deux exigences liées, soit à la transmission, soit au traitement [4]:

- **Transmission**

En raison de l'affaiblissement de propagation, il faut que le signal émis ait un niveau de puissance suffisant ;

- **Traitement (traitement situé à l'émission ou à la réception)**

L'amplification a pour seul but d'augmenter le niveau du signal afin que les dispositifs réels puissent fonctionner normalement.

Toute amplification qui relève du besoin du traitement, s'effectue en fait à des niveaux de puissance faible, de l'ordre du milliwatt, et ne pose en générale pas de problème particulier. Par contre les puissances mises en jeu pour répondre au besoin de la transmission sont beaucoup plus élevées, de quelques dizaines à quelques milliers de Watt, et c'est là que se situe le problème de non-linéarité.

Le gain est la principale caractéristique d'un amplificateur, toutefois, il ne garde une valeur constante que pour une certaine gamme de valeurs du signal d'entrée. Pour des valeurs supérieures, le signal va être amplifié mais également distordu de façon non linéaire. L'amplification apporte deux sortes de distorsions ou dégradations qui font que le signal de sortie n'est pas une reproduction fidèle du signal d'entrée :

Caractérisation de la non-linéarité

Le dispositif amplificateur de satellite, fonctionnent le plus souvent près du point de saturation, zone, où il manifeste son meilleur rendement en puissance. Quelle que soit la technologie utilisée, l'amplification introduit deux types de distorsions :

-Une distorsion de l'amplitude de signal de sortie due à la saturation de l'amplificateur. Elle peut être mesurée par la courbe caractéristique reliant la puissance moyenne du signal en sortie en fonction de celle du signal d'entrée. Cette distorsion est connue sous le nom de « conversion AM/AM ».

-Une distorsion de la phase du signal de sortie en fonction des variations de la puissance du signal d'entrée. Ce phénomène est appelé « conversion AM/PM » et est caractérisé par une courbe reliant le déphasage introduit par l'élément amplificateur en fonction de la puissance d'entrée

Ces distorsions (en amplitude et en phase) sont traduites par deux phénomènes [12]:

-Interférence entre symboles, qui est de nature non linéaire et ne s'élimine pas par un simple filtre

-Elargissement du spectre, dû à une modification de l'enveloppe du signal modulé lors de son passage par un dispositif non linéaire .

Les figures I.10.a et I.10.b [14] représentent l'allure de non-linéarité en AM/AM et AM/PM

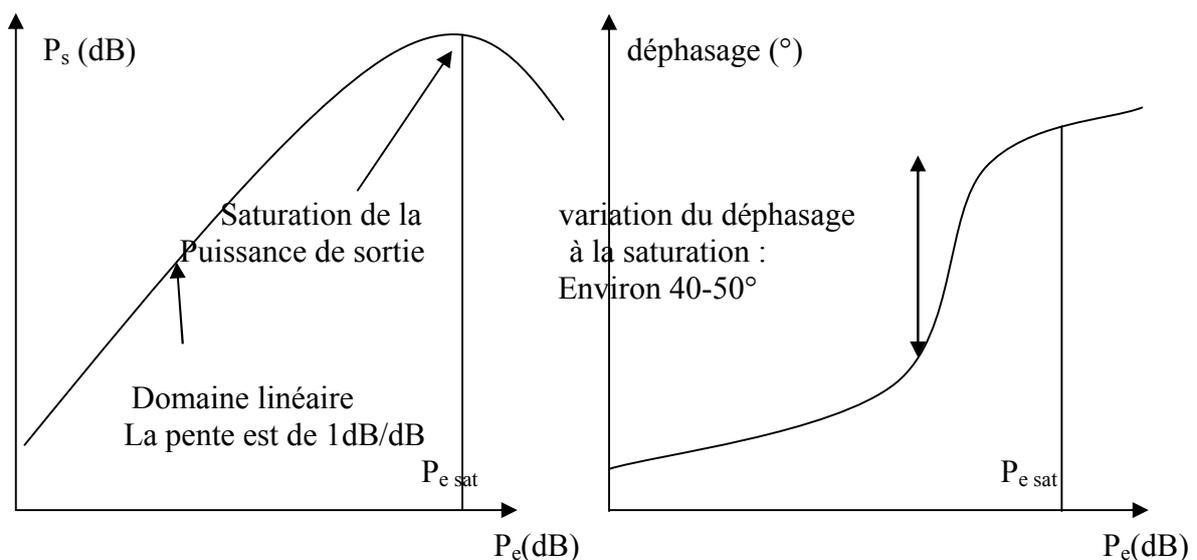


Figure I.10.a : non-linéarité AM/AM.

Figure I.10.b : non-linéarité AM/PM.

I.11. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur les systèmes de télécommunications par satellite. Pour cela on a étudié le principe de transmission satellitaire à savoir : description physique des satellites géostationnaires, caractéristiques de propagations en espace libre, accès au canal satellite, bande de fréquence utilisées ainsi les différents services répondant à ce secteur spatial. Une fois les problèmes de perturbations ou distorsions rencontrés connus, on peut les cerner à l'aide des techniques de transmission adéquates, ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

DESCRIPTION DE LA CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE PAR SATELLITE

II.1. Introduction

Dans un système de communication numérique sur un canal satellite, l'un des objectifs poursuivis, est d'augmenter la qualité du signal reconstitué en réception. Le codage canal est devenu un élément indispensable puisqu'il permet de protéger l'information transmise, en contrôlant les erreurs de transmission. On parle donc de fiabilité du système. Cette dernière doit être vérifiée par le TEB que l'on cherche à minimiser dans notre chaîne de transmission à l'aide des techniques de transmission adoptées.

II.2. Chaîne de transmission numérique via un canal satellite

Une chaîne de transmission numérique permet de transmettre une information numérique, soit une suite d'éléments binaires, d'une source à un ou plusieurs destinataires avec le plus de fiabilité et le plus rapidement possible. L'émetteur réalise différentes opérations qui sont réalisées en plusieurs étapes par différents blocs distincts ayant chacun un rôle bien spécifique. La première étape, nommée codage de source, consiste à augmenter l'efficacité de la transmission et à optimiser l'utilisation des ressources du système en compressant les données. L'étape suivante, appelée codage de canal, permet de lutter contre les erreurs introduites lors de la transmission du signal en ajoutant de la redondance au message [15].

Un signal numérique n'existant pas d'un point de vue physique, il faut le transformer en un signal physique afin de pouvoir le transmettre, c'est le rôle du modulateur. Ce signal physique pourra ensuite être transmis via un canal de propagation qui peut-être filaire, terrestre ou satellitaire. Quel que soit le canal utilisé, le signal subit des perturbations causées par le bruit qui peut rendre le message plus ou moins compréhensible par le récepteur. A la réception de ce signal, le récepteur effectue les opérations inverses afin de restituer le message source.

Le schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique par satellite est donné par la figure II.1.

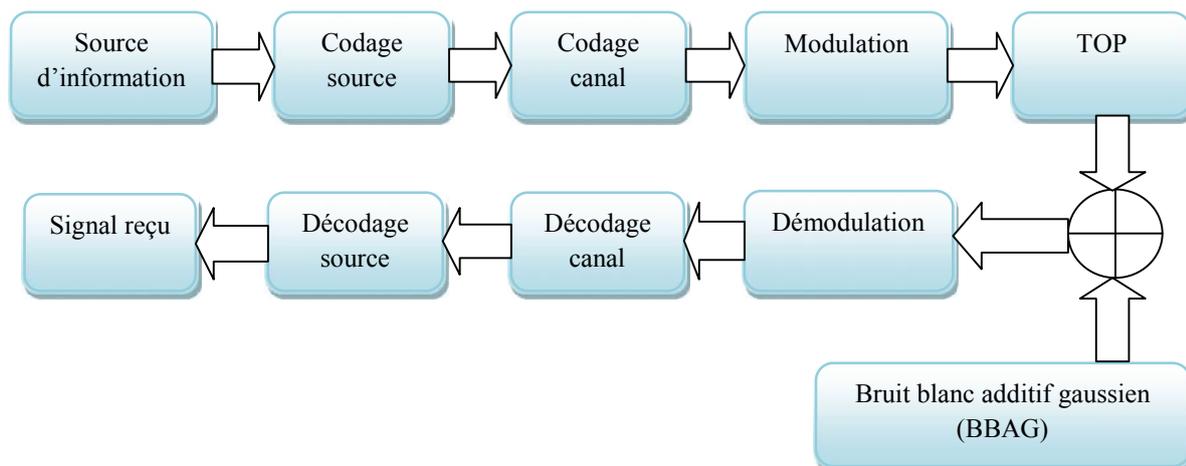


Figure II.1 : Représentation d'une chaîne de transmission numérique via un canal satellite.

II.3. Notion de message numérique

Un message numérique est défini comme une suite d'éléments pouvant prendre

une valeur parmi q valeurs possibles, on appelle « alphabet » l'ensemble de ces valeurs. Les éléments, qui peuvent être aussi considérés comme des variables aléatoires discrètes, sont dits q -aires. Dans le cas particulier et fréquent où l'alphabet est constitué uniquement de deux valeurs, notées traditionnellement 0 et 1, les éléments sont dits binaires. Tout élément d'un message q -aires peut être représenté par une suite d'éléments binaire, ce qui justifie l'importance du cas binaire [16].

Avant de continuer la description de la chaîne, on s'est proposé de donner quelques définitions utiles :

- a) *La rapidité de modulation R* : se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde.
- b) *Le débit binaire D* : se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits [17].

- c) *Taux d'erreur bit (TEB) ou (BER)* : c'est le nombre de bits erronés sur le nombre de bits transmis. Par bit faux, on entend réception d'un 1 alors que 0 était transmis ou l'inverse, la détection d'un 0 alors que 1 était transmis [5].

$$\text{TEB} = \frac{\text{nombre de bits erronés}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (\text{II.1})$$

- d) *Efficacité spectrale* : en modulation analogique, on parle d'occupation autour de la porteuse. Pour les modulations numériques, on introduit une notion assez voisine qui est l'efficacité spectrale. L'efficacité spectrale η est égale au rapport du débit sur la largeur de bande occupée autour de la porteuse.

$$\eta = \frac{\text{débit}}{\text{bande occupée}} = \frac{D}{B} \quad (\text{II.2})$$

L'efficacité spectrale peut s'exprimer en « bit/s/Hz » est comprise entre 2 et 8 ($2 \leq \eta \leq 8$).

La valeur D est le « débit binaire » et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé.

- e) *La fonction d'erreur et la fonction d'erreur complémentaire* :

En transmission numérique on a besoin d'utiliser la fonction d'erreur $\text{erf}(x)$ et la fonction d'erreur complémentaire $\text{erfc}(x)$. Ces fonctions sont définies de la manière suivante :

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad \text{et} \quad \text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (\text{II.3})$$

- f) *Relation entre le débit, la largeur de bande et le bruit* :

Dans un canal de largeur B , on cherche tout d'abord le débit maximum d'informations. Un signal ayant une largeur de bande B peut changer d'état à une vitesse maximum de $2B$.

Si à chaque changement d'état correspond un bit transmis, le débit maximum d'information vaut $2B$. Si à chaque intervalle de temps on imagine d'associer n niveaux, le débit maximal pourra alors augmenter. A chaque changement, le signal peut prendre un niveau parmi n . Le débit vaut alors :

$$Db = 2B \log_2(n) \quad (\text{II. 4})$$

Si on tronçonne l'amplitude en niveaux élémentaires, on atteindra une limite due à la présence du bruit. Il est alors impossible de mesurer le niveau n . [5] En conséquence, le bruit place une limite pour le débit maximum sur un canal de largeur B donnée. Le débit maximum théorique par lequel la transmission s'effectue sans erreurs est donnée par la loi de Hartlery-Shannon 1948.

$$C = D_{max} = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{II. 5})$$

C est appelée capacité maximale du canal et est exprimée en $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1}$. $\frac{S}{N}$ est le rapport signal sur bruit (dans ce cas un nombre sans dimension).

- g) *Efficacité de codage* : une mesure de « l'efficacité » des procédés de codage fait intervenir le rapport $\frac{E_b}{N_0}$, plus ce rapport est faible et moins le cout énergétique de la transmission est élevé [6].

II.4. Codage canal

Les canaux de transmission sans fil ne permettant pas d'obtenir des taux d'erreur satisfaisant les spécifications qu'exigent les applications modernes ; il est nécessaire donc d'introduire un codage dont le but est de permettre au récepteur de corriger les erreurs introduites par le canal de transmission [18].

Le codage de canal joue un rôle fondamental dans les systèmes de communication puisqu'il permet de protéger les données des perturbations introduites par le canal de transmission. L'une des questions fondamentales est de savoir la quantité d'information qu'il est possible de transmettre de façon fiable. En 1948, C. Shannon [Sha48] démontre que pour une source d'information de débit D_s (bit/s) qui transmis sur un canal de capacité C_c (bit/s), il existe (si $D_s < C_c$), un code garantissant une transmission quasi parfaite. Ce théorème ne dit pas comment construire de tels codes, mais simplement qu'il est possible en optimisant le codage d'obtenir après le décodage une information avec très peu d'erreurs [15].

Deux approches distinctes existent :

- Forward Error Correction (FEC) : cette technique combat les erreurs en ajoutant de la redondance aux informations transmises .cette redondance est utilisée au récepteur pour détecter et corriger les erreurs de transmission.
- Automatic Repeat Request (ARQ) : seule une capacité de détection des erreurs est introduite et aucune tentative de corriger les paquets reçus n'est réalisée. En revanche, une demande de retransmission des paquets erronés est effectuée [18].

Seule la technique FEC sera considérée dans notre projet.

II.4.1. Codage correcteur d'erreurs (FEC)

Le codage du canal ou codage correcteur d'erreurs introduit de la redondance afin de rendre la transmission plus robuste [19]. En effet, cette redondance pourra être utilisée en réception, pour faire face aux différentes sources de bruit et d'interférence pour détecter, voir corriger les erreurs commises. Afin de quantifier cette redondance, on définit le rendement du code, c'est à dire le rapport entre le nombre d'éléments binaires en entrée et, le nombre d'éléments binaires en sortie. Cette valeur est donc toujours inférieure ou égale à 1 (le cas particulier d'une valeur égale à 1, signifie qu'il n'y a pas de codage, c'est à dire aucune redondance). Il existe deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs; les codes en bloc et les codes convolutifs [7]. Dans le cadre de notre étude on utilise un code en bloc de type Reed-Solomon suivi d'un code convolutif.

L'utilisation des codes du type BTC (Block Turbo Code) et CTC (Convolutionnal Turbo Code) est optionnelle, la figure II.2 montre les différentes possibilités de FEC [18].

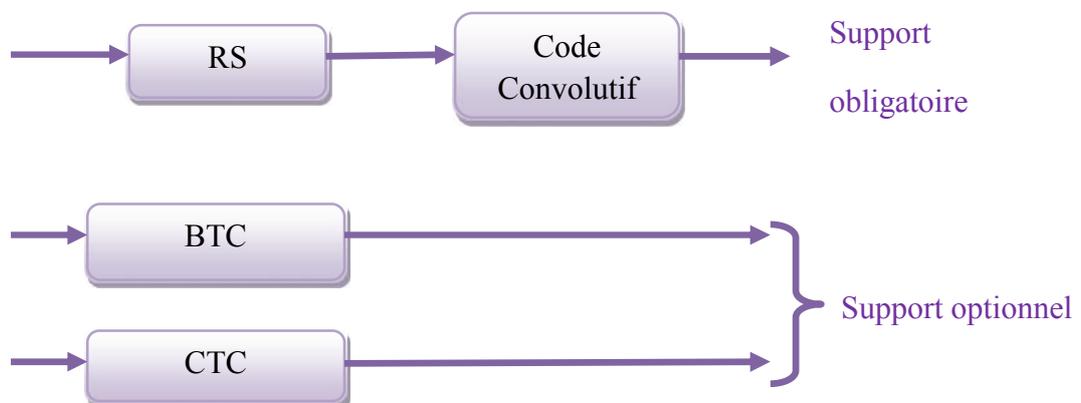


Figure II.2 : Différentes possibilités de FEC.

II.4.2. Codes concaténés

La concaténation des codes permet d'augmenter la puissance du système 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 mentionnés par la figure II.3, 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. 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. Ce type de concaténation série a été proposée par David Forney en 1966 puis standardisé en 1987 pour les communications spatiales [26].



Figure II.3 : Concept de la concaténation.

Principe de la concaténation

On considère $C_1(n_1, k_1)$ un code binaire de distance minimum d_1 et $C_2(n_2, k_2)$ un code non binaire à coefficient dans $GF(2^m)$ de distance minimum d_2 , voir figure II.4 .

$\mathbf{a} = a_0 a_1 a_2 \dots a_{n_2-1}$ est l'information à coder avec le code externe $C_2(n_2, k_2)$. $\mathbf{C} = c_0 c_1 c_2 c_3 \dots c_{n_2-1}$ est le mot de code obtenu après codage [27].

$\mathbf{D} = d_0 d_1 d_2 \dots d_{n_2-1}$ le mot de code obtenu après codage de \mathbf{C} on utilisant le code interne $C_1(n_1, k_1)$.

Les symboles d'informations sont divisés en k_2 blocs contenant chacun k_1 bits d'informations, les k_2 blocs sont codés en utilisant le code C_2 pour former un mot contenant n_2 blocs (la taille de chaque bloc est k_1), chaque k_1 bits de chaque bloc est ensuite codé en utilisant le code C_1 pour former un mot de longueur n_1 (contenant n_1 bits de $GF(2)$). Donc les mots de codes du code résultant sont caractérisés comme suit:

1. $n = n_1 \times n_2$ la longueur du mot de code.
2. le code C a une distance minimum. $d_{min} \geq d_1 \times d_2$
3. $k = k_1 \times k_2$ la longueur de l'information utile, et les rendements r et R :

Où :

$$r = k_1/n_1 \quad R = k_2/n_2$$

$$R' = r \times R = (k_1 \times k_2) / (n_1 \times n_2)$$

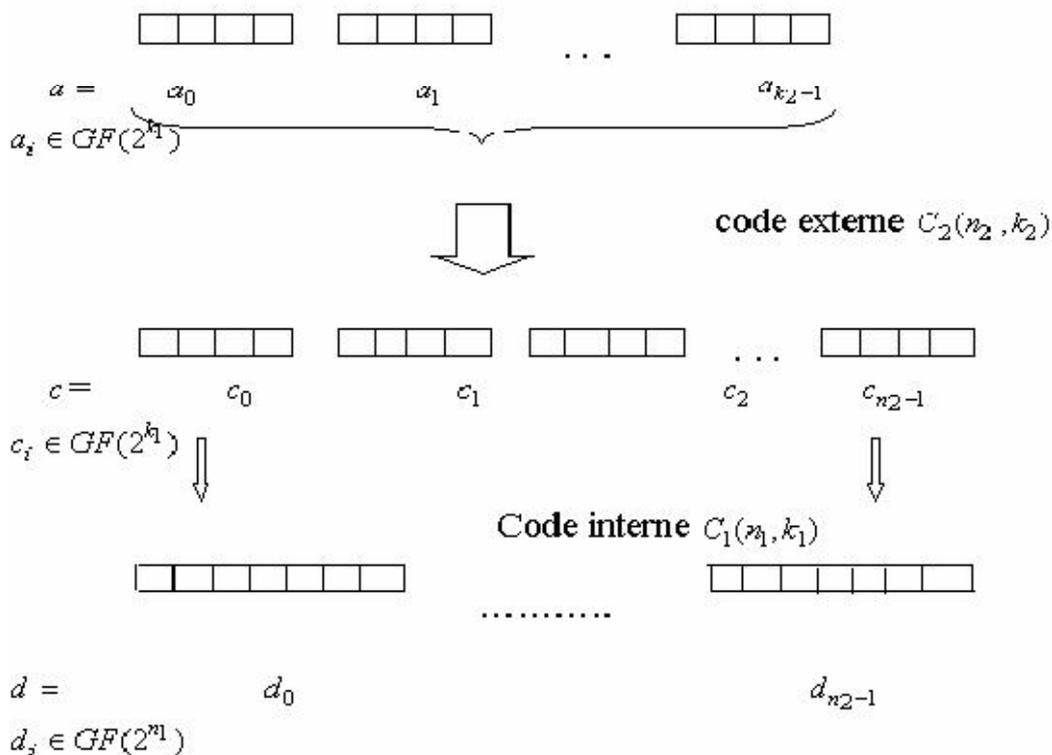


Figure II.4 : Principe de la concaténation.

II.4.3.Choix des Codes

Lorsque les choix nécessaires (type de modulation et stratégie de protection) sont faits, il reste à décider du code à utiliser ; c'est à dire choisir judicieusement le code externe et le code interne afin de constituer un système concaténé.

Un code se choisit en fonction de certains paramètres qui sont :

- La distance minimale d : permet de savoir le nombre maximum t d'erreurs corrigibles par mot ($d= 2t+1$ ou $d = 2t$).
- Le polynôme de poids : permet de connaître exactement l'efficacité du code.
- Le taux de redondance : souvent limité dans les applications, on peut indiquer une valeur limite souvent acceptée par les industriels 10%.
- Le type de codage : systématique ou non systématique, récursif ou non récursif.
- Complexité de l'électronique du codeur / décodeur.
- Temps d'attente pour avoir le premier mot décodé.
- Débit, coût et volume électronique, architecture classique ou non, longueur des blocs d'information, gain à 10^{-5} (ou un autre niveau) [27].

II.4.4.Code en bloc

Un code en bloc divise le flux de données en blocs de k symboles et les encode en blocs de n symboles, avec $n > k$. le but de l'introduction de $n - k$ symboles redondants est d'accroître la distance minimal de Hamming, qui est le nombre minimum de bits différents entre deux paires de mots-codes .pour une distance minimal de Hamming d_{\min} , le code peut corriger t erreurs.

Où t est donné par :

$$t \leq \left\lfloor \frac{d_{\min}-1}{2} \right\rfloor \quad (\text{II. 6})$$

La distance minimum de Hamming est liée au nombre de symboles redondants $n - k$ par :

$$d_{min} \leq n - k + 1 \quad (\text{II. 7})$$

Les codes en bloc utilisés dans les applications pratiques appartiennent à la classe des codes linéaires cycliques car ceux-ci mènent à une implémentation plus simple. Un code est dit linéaire si la somme de deux mots-codes est également un mot-code. De façon similaire, un code est dit cyclique si tous les décalages des éléments d'un mot-code résultent en un autre mot-code valide. Pour les codes binaires, seuls les codes de répétition et les codes de parité simple atteignent la borne $d_{min} \leq n - k + 1$. Les codes de Reed Solomon sont des codes non binaires atteignant la borne. De part leurs bonnes propriétés de distance et la disponibilité d'algorithmes de décodage efficaces, les codes de Reed Solomon sont les codes en bloc les plus populaires ; pour cette raison ils vont être adoptés par notre travail.

II.4.4.1. Codage Reed-Solomon

Le code de Reed-Solomon, noté RS (n, k, t) , est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Comme il est illustré par la figure II.5, ce code transforme un mot de k symboles de l bits en un mot de n symboles de l bits en ajoutant $2t = (n-k)$ symboles de redondance [8][9]. Ainsi n , k et t peuvent être définies de la manière suivante :

- k : le nombre de symboles avant codage.
- n : le nombre de symboles après codage.
- t : le nombre de symboles pouvant être corrigés.

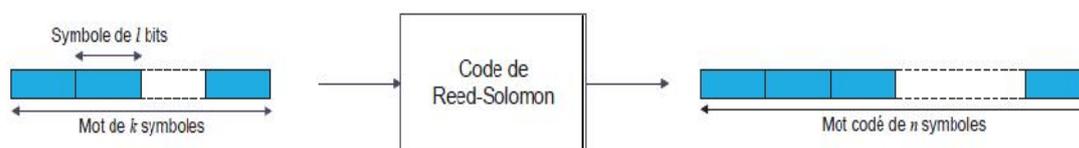


Figure II.5 : Principe du code de Reed-Solomon.

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r = \frac{k}{n}$.

Les codes de Reed Solomon reposent sur la théorie des corps de Galois (ou corps finis).

La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ($n = 255$, $k = 239$, $t = 8$) par exemple utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments notés GF (2^8) [8].

Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés :

- Un polynôme dit primitif permettant de générer les symboles codés. Il s'écrit :

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

- Un polynôme dit générateur de code permettant de calculer les symboles de parité. Il s'écrit :

$$g(x) = (x + \lambda^0) (x + \lambda^1) (x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2t-1})$$

avec λ l'élément primitif du corps de Galois.

Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné. Quand un paquet est raccourci à k symboles, un préfixe de $239 - k$ symboles nuls est ajouté au paquet et une fois le processus de codage terminé, ces symboles codés sont supprimés. Quand la fonction de poinçonnage est appliquée sur un mot du code pour corriger t symboles, seuls les $2t$ symboles de parité parmi les 16 sont utilisés. Ce fonctionnement est illustré sur la figure II.6 [19].

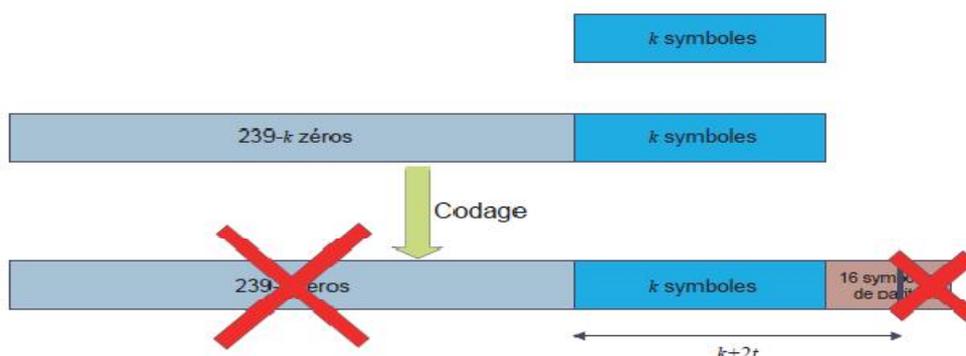


Figure II.6 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon.

II.4.5. Codage Convolutif

Les codes convolutifs sont des codes qui ont l'avantage d'améliorer les performances du système par un gain de codage [20]. Ils consistent à introduire dans une chaîne binaire, ou de symbole à transmettre, une forme de redondance logique pour réduire les effets de bruit. C'est une logique combinatoire.

Les trois principaux paramètres qui caractérisent un codeur convolutif sont [21]:

- Sa longueur de contrainte **K** : il s'agit du nombre de bits de cases de registre nécessaires à la génération d'un bit de sortie;
- Son taux de codage **R** : en général, il s'agit d'une fraction dont le numérateur correspond au nombre d'entrées pour un nombre de sorties correspondant au dénominateur;
- Ses générateurs **G₁ ... , G_v** : ceux-ci caractérisent le code et sont les opérations binaires qui permettent d'obtenir les symboles codés de sortie.

La figure II.7 illustre un exemple de codeur convolutif de rendement $R = 1/2$ et de longueur de contrainte $K = (m + 1) = 3$. Son entrée est constituée par des blocs de $k = 1$ bit et sa sortie par des blocs de $n = 2$ bits [13].

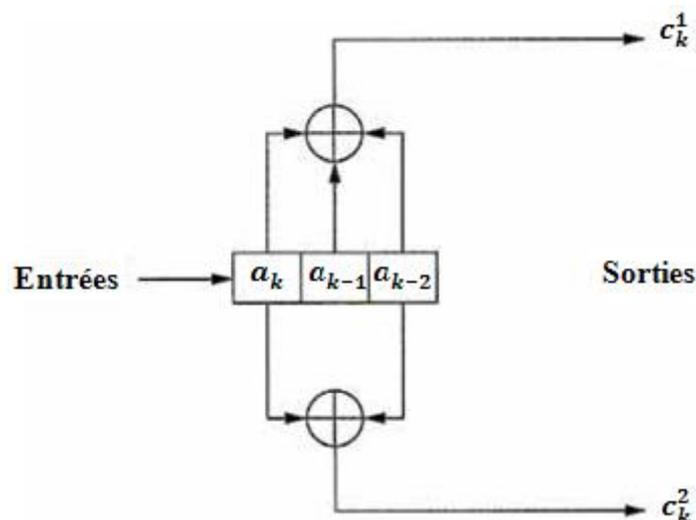


Figure II.7 : Schéma représentatif d'un code convolutif.

Les sorties c_k^1 et c_k^2 sont données par :

$$c_k^1 = \sum_{j=0}^2 g_{ij} d_{k-1}^j, \quad g_{ij} \in \{0, 1\} \quad (\text{II.8})$$

Les deux séquences génératrices étant :

$$G_1 = [g_{10}, g_{11}, g_{12}] = [1 \ 1 \ 1]$$

Et
$$G_2 = [g_{20}, g_{21}, g_{22}] = [1 \ 0 \ 1]$$

Les séquences génératrices sont en général représentées sous une forme octale, ce qui donne.

$$G_1 = 7 \text{ et } G_2 = 5.$$

II.4.6. Poinçonnage

Le processus de poinçonnage consiste à éliminer systématiquement, les bits du flux à faible rendement de la sortie du codeur, afin de réduire la quantité de données à transmettre. Ceci conduit à un code à rendement élevé. Les bits sont effacés selon une matrice de poinçonnage [19].

Le processus du poinçonnage est employé, pour créer les taux variables du codage requis pour fournir divers niveaux de protection d'erreur aux utilisateurs du système. Les différents taux qui peuvent être utilisés, sont 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6. Les vecteurs de poinçonnage pour ces taux, sont donnés dans le tableau II.2.

Taux	Vecteur de poinçonnage
1/2	[1]
2/3	[1110]
3/4	[110110]
5/6	[1101100110]
7/8	[11010101100110]

Tableau II.1: Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif.

II.4.7. Entrelacement

La fonction d'entrelacement et de désentrelacement 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. Comme pour les codeurs, il existe deux grandes classes d'entrelaceur, les entrelaceurs par blocs dont l'exemple est mentionné par la figure II.8.a et les entrelaceurs convolutifs (encore appelés convolutionnels ou multiplexés), voir figure II.8.b [15].

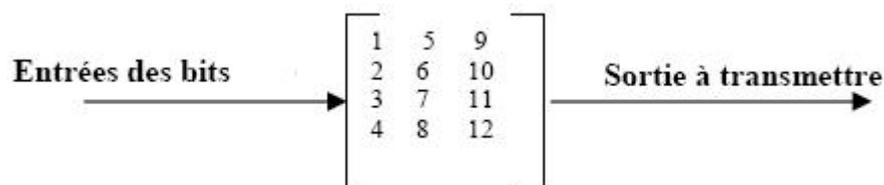


Figure II.8.a : Entrelacement en bloc.

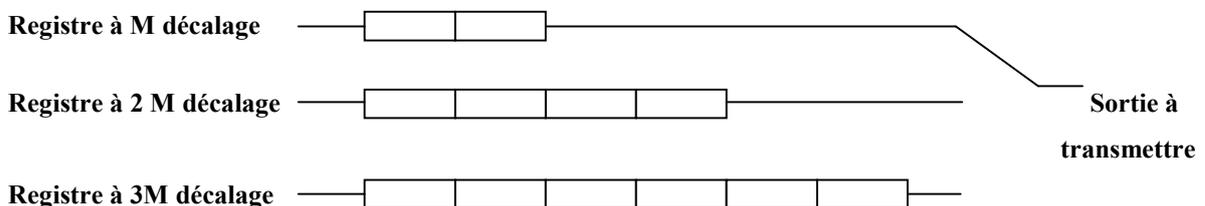


Figure II.8.b : Entrelacement convolutif.

II.5. Le Décodage

Cette étape finale consiste à retrouver l'information de la source, et cela en réalisant les opérations inverses du codeur comme le montre la figure II.9.

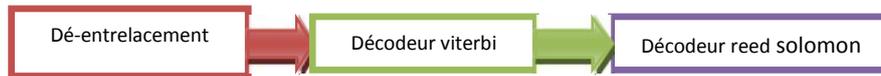


Figure II.9 : Schéma des processus du décodage.

II.5.1. Décodage des codes convolutionnels : l'algorithme de Viterbi

En général, pour un code $C(n,k,K)$ il y a $2^{k(K-1)}$ états possibles dans le codeur. Dans le décodeur de Viterbi, tous les états sont représentés par une seule colonne de nœuds dans le treillis à chaque instant symbole. A chaque nœud de treillis arrivent 2^k chemins ; celui qui a la distance minimum est sélectionné comme survivant. Par conséquent, il y a 2^k comparaisons de chemins à chaque nœud et le même nombre de comparaisons est répété pour tous les nœuds à chaque instant d'échantillonnage. Le calcul augmente exponentiellement avec k et K et ceci limite relativement à des valeurs petites.

Le décodeur de Viterbi sélectionne à chaque instant $2^{(K-1)k}$ séquences survivantes et les stocke dans sa mémoire. A la fin de la séquence codée (ou paquet), le décodeur sélectionne le survivant avec la distance minimum, c'est à dire, distance de Hamming minimum pour le décodage à décision dure ou le maximum, pour le décodage à décision souple.

II.5.2. Décodage des codes de Reed-Solomon

Cette dernière étape nous permet de retrouver le message original envoyé par notre source, [19] et cela en effectuant l'opération inverse du codeur Reed-Solomon comme il est illustré dans la figure II.10.



Figure II.10 : Principe du Décodeur Reed-Solomon.

Ainsi le décodeur Reed-Solomon prend des mots du code de longueur n à la sortie du décodeur de viterbi, il les décode en les transformant en des messages de longueur k ($n=255$, $k=239$, $t=8$) comme ceux décrits dans le codeur de Reed-Solomon.

II.6.La modulation numérique

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation numérique, qui a pour objectif donc d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse : l'amplitude, la fréquence, ou la phase.

La modulation numérique offre par rapport à la modulation analogique une capacité supérieure pour le transport de volume d'information accrue, ce qui a une importance majeure dans l'utilisation du spectre radiofréquence [19].

Le modulateur transforme le signal $c(t)$ en un signal modulé linéairement $m(t)$ tel que :

$$m(t) = R_e \{ F(c(t)) e^{j(\omega_c t + \varphi_0)} \} \quad (\text{II.9})$$

Où f_0 et φ_0 représentent la fréquence et la phase de l'onde sinusoïdale pour la modulation.

La représentation dans le plan complexe fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = A_k + jB_k$ (k représente le nombre des états de la modulation) ; l'ensemble de ces points associés au symbole porte le nom de constellation les figures II.12 et II.13 présentent un exemple de points de constellation pour les modulation BPSK et QPSK.

Modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*)

La modulation à 2 états de phase BPSK est la forme la plus simple du PSK. Elle utilise deux phases qui sont séparées de 180 degrés (180°) ; on l'appelle également 2-PSK. Cette modulation est la plus robuste de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour que le démodulateur se trompe sur le symbole reçu. Cependant on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole (voir figure II.11), ce qui est un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé [28].

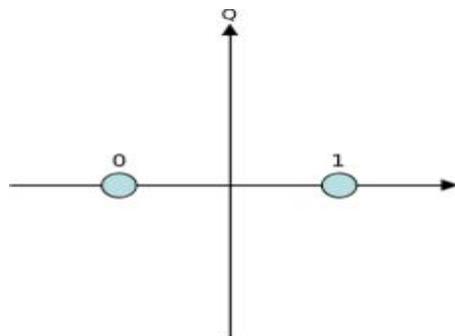


Figure II.11 : Diagramme de constellation pour BPSK.

Modulation QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*)

La modulation QPSK est une modulation à déplacement de phase à 4 états souvent connue sous le nom de 4-PSK ou QPSK, cette modulation utilise un diagramme de constellation à quatre points, à équidistance autour d'un cercle. Avec quatre phases, QPSK peut coder deux bits d'information par symbole, comme le montre le schéma de la figure II.12. Cela permet de soit multiplier le débit binaire par deux comparé à un système BPSK tout en maintenant la bande passante du signal ou alors de maintenir le débit en réduisant la bande passante utilisée par deux [13].

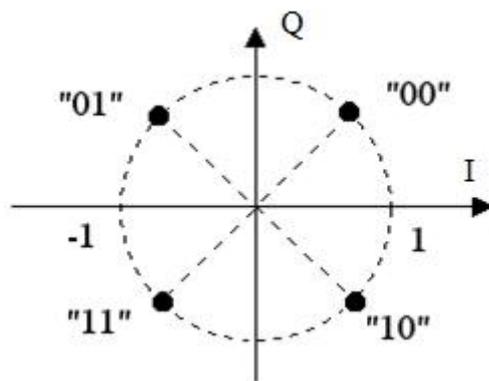


Figure II.12 : Diagramme de constellation pour QPSK.

Modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

C'est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude, elle est largement employée par les modems et les liaisons satellitaires pour leur permettre d'offrir des débits binaires élevés.

Dans une constellation **QAM**, l'éloignement du point par rapport à l'origine indique l'amplitude, son angle indique le décalage de phase. Les combinaisons possibles en modulations **QAM** sont souvent représentées par une constellation de points représentant chacun un groupe de bits, dans notre exemple ci-dessous 3 bits par baud, voir figure II.13.

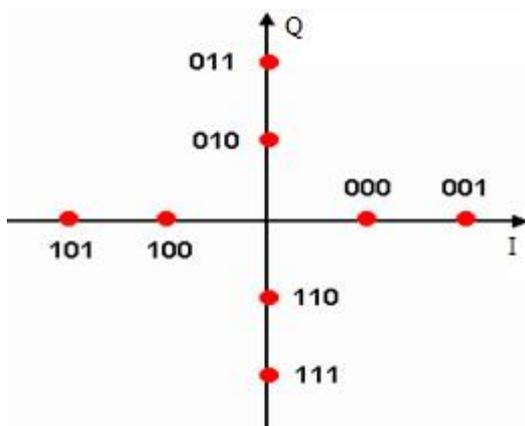


Figure II.13 : Diagramme de constellation pour QAM.

II.7. Le bruit Gaussien

Le bruit blanc additif Gaussien (*Additive White Gaussian Noise*) en anglais, fournit un modèle presque parfait

pour certains systèmes de communication et se prête à des calculs relativement faciles. Ce modèle implique que le bruit du canal est une variable aléatoire n qui s'additionne au signal modulé [21]. Dans ce cas, la variable n est gaussienne, de moyenne nulle et de variance σ^2 mathématiquement.

La densité de probabilité du bruit additif blanc Gaussien comme par :

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{II. 10})$$

Si on considère la variable du signal modulé X_K , il est possible de donner la sortie du canal comme suit :

$$r_n = X_K + n \quad (\text{II. 11})$$

Le modèle de bruit additif blanc Gaussien est très simple et très pratique pour les calculs théoriques ; il reflète également très bien la réalité dans les systèmes de communications spatiales.

II.8. Tube à Onde Progressive (*Traveling-Wave Tube (TWT)*)

Les tubes à ondes progressives, utilisés dans les télécommunications servent à amplifier fortement des signaux contenant des informations, en particulier dans les satellites et les stations terriennes [22]. Il est donc nécessaire d'avoir des tubes capables de transmettre des signaux amplifiés avec un minimum de distorsion. Or les TOP ont un comportement non-linéaire, en particulier lorsque l'on approche de leur point de saturation.

Lorsque le signal que l'on cherche à amplifier contient des informations qui sont codées en modulation d'amplitude et/ou de phase ; le comportement non-linéaire du gain en puissance et du déphasage introduit par le tube cause des distorsions dans le signal. Ces distorsions (en amplitude et en phase) sont traduites par deux phénomènes :

-Interférence entre symboles, qui est de nature non linéaire et ne s'élimine pas par un simple filtrage.

-Elargissement du spectre, du à une modification de l'enveloppe du signal modulé lors de son passage par un dispositif non linéaire.

Notons par $\rho(t)$ et $\phi(t)$ respectivement, l'amplitude et la phase de l'enveloppe complexe $e_c(t)$ du signal modulé $e(t)$:

$$e(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t) - b(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

$$\text{Avec: } a(t) = \sum_n a_n \delta(t - nT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_n b_n \delta(t - nT)$$

$$e_c(t) = \rho(t) \exp[j\phi(t)]$$

$$\text{Avec: } \rho(t) = [a^2(t) + b^2(t)]^{1/2} \quad \text{et} \quad \phi(t) = \tan^{-1}[b(t) / a(t)]$$

Le signal en sortie du dispositif non linéaire aura comme enveloppe complexe $s_c(t)$ qui s'écrit suivant l'expression de Salleh [10].

$$A[\rho(t)] \exp\{j(\phi(t) + j\varnothing[\rho(t)])\} \quad (\text{II. 12})$$

$A[.]$ est la fonction de conversion AM/AM, et $\varnothing[.]$ est celle de la conversion AM/PM.

Où : $A(.)$ et $\varnothing(.)$ sont deux fonctions n'ayant chacune que deux paramètres à identifier :

$$A(\rho) = \frac{m_A \rho}{(1 + n_A \rho^2)} \quad (\text{II. 13})$$

$$\varnothing(\rho) = \frac{m_\varnothing \rho^2}{(1 + n_\varnothing \rho^2)}$$

Les coefficients m_A , m_\emptyset , n_A , n_\emptyset peuvent être obtenus analytiquement. Pour les transmissions par satellite, ils ont été calculés par Saleh d'après des caractéristiques mesurées dans [11].

Les coefficients réduits des fonctions $A(\rho)$ et $\emptyset(\rho)$ pour le modèle du TOP :

$$m_A = 2 ; \quad n_A = 1 ; \quad m_\emptyset = 2.77 ; \quad n_\emptyset = 6.25.$$

II.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, on a décrit la chaîne de transmission par satellite qui va être réalisée ou validée par simulation. On a détaillé les blocs constituant notre chaîne de transmission. Ainsi la technique de concaténation de code convolutif et code Reed Solomon a été largement étudiée, à savoir : code convolutif, code Reed-Solomon, le processus de décodage, entrelacement, algorithme de Viterbi, ainsi que la modulation et les principales propriétés algébriques des codes linéaires et les codes en bloc.

En outre, on a mené une étude sur l'amplificateur TOP non-linéaire qui présente le problème primordial dans la transmission satellite, dont la validation par simulation fera l'objet de chapitre suivant.

SIMULATIONS ET INTERPRETATION DES RESULTATS

III.1. Introduction

Ce chapitre concerne les simulations du système de transmission par satellite qu'on a étudié aux chapitres précédents. Un outil de simulation comme Matlab/Simulink permet de modéliser des chaînes de transmissions et comparer les performances apportées par les codes correcteurs d'erreurs en termes de taux d'erreurs binaire (TEB) et du rapport signal sur bruit (E_b/N_0).

Dans un premier temps, on va exposer les effets de non-linéarités sur l'élargissement du spectre et le diagramme de constellation. Dans un deuxième temps, on va évaluer les performances d'un code concaténé à base de code Convolutif et Reed Solomon.

III.2. Outil informatique utilisé : simulink

Le simulink est un outil interactif permettant de modéliser et de simuler des systèmes dynamiques. Il propose un environnement de simulation convivial avec utilisation de blocs de simulation grâce auxquels la modélisation d'un système se trouve simplifiée.

Simulink s'intègre de manière transparente dans MATLAB et fournit un accès immédiat à une vaste gamme d'outils d'analyse et de conception. Ces avantages font du Simulink un outil de prédilection pour la conception de systèmes de contrôle, de DSP, de communications et d'autres applications de simulation. Par ailleurs, la visualisation graphique des résultats de simulation se fait de manière interactive sur Simulink ; on y retrouve aussi des blocs de visualisation des données sous forme tabulaire, ainsi que des blocs de calculs de taux d'erreurs qui facilitent l'analyse des résultats. Simulink est donc un instrument de choix pour les scientifiques et les ingénieurs. C'est pour cela que dans le cadre de ce travail, on l'a choisi.

III.3. Présentation de la chaîne de transmission par satellite

Dans un premier temps, on va évaluer les performances de la chaîne satellitaire en utilisant un code convolutif à l'émission et un décodage de Viterbi à la réception. Selon la figure III.1.

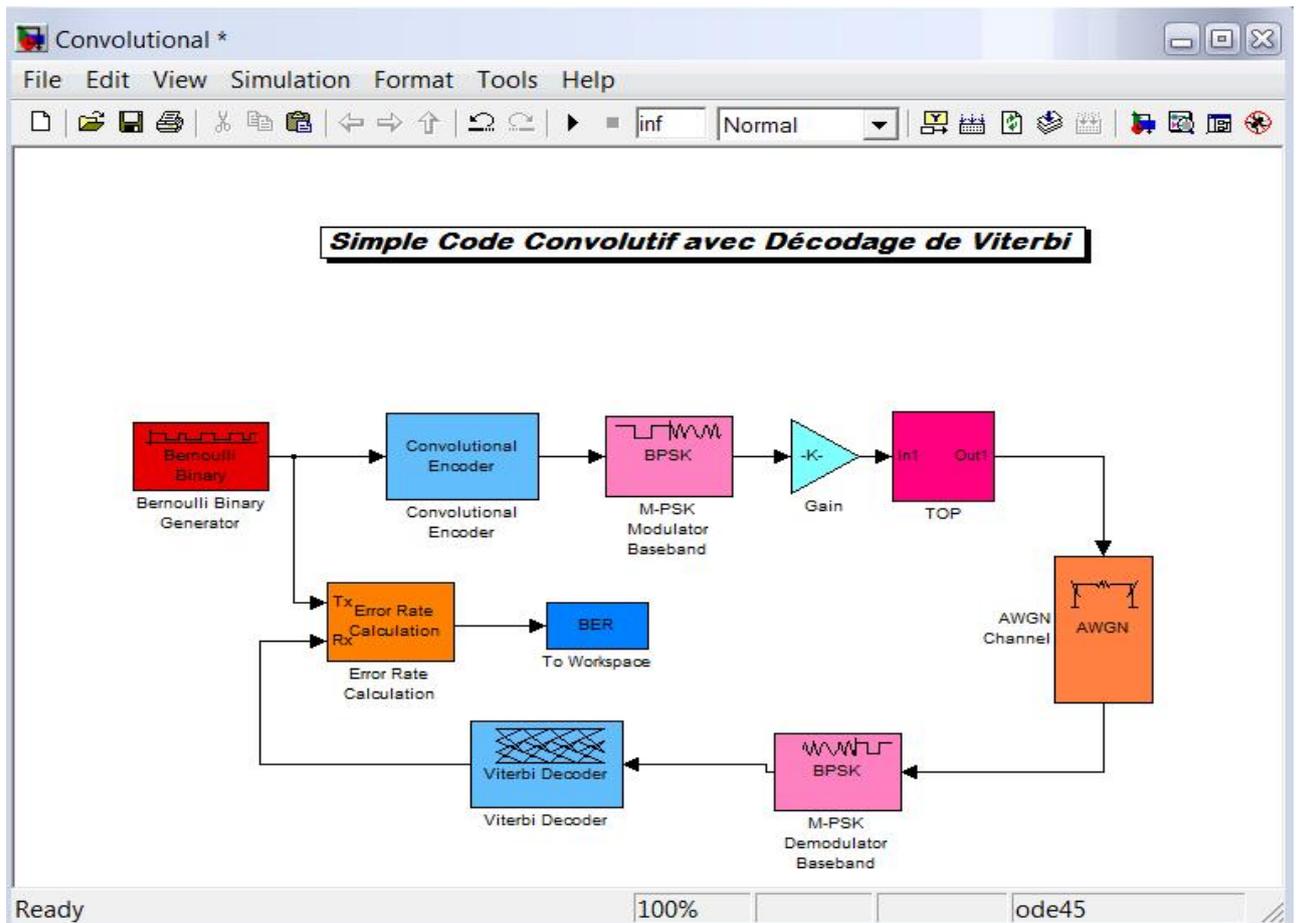


Figure III.1 : Modèle de la chaîne de transmission par satellite.

La chaîne est composée de trois parties :

- La partie émission qui comprend :
 - Un bloc de source **Bernoulli Binary Generator** qui génère de façon aléatoire une suite de 1 et de 0.
 - Un bloc de codage **Convolutional Encoder**.
 - Un bloc de modulation **M-PSK (BPSK, QPSK)**.
- Le canal de transmission qui est modélisé par :
 - L'amplificateur de satellite simulé par le bloc **TOP** (Tube à onde progressive).

On rappelle que le modèle de l'amplificateur non linéaire est donné par le modèle de Salleh caractérisant les non linéarités en amplitude et en phase selon les deux équations suivantes :

Conversion AM/AM

$$A(\rho) = \frac{m_{AP}\rho}{(1+n_{AP}\rho^2)}$$

Conversion AM/PM

$$\phi(\rho) = \frac{m_{\phi}\rho^2}{(1+n_{\phi}\rho^2)}$$

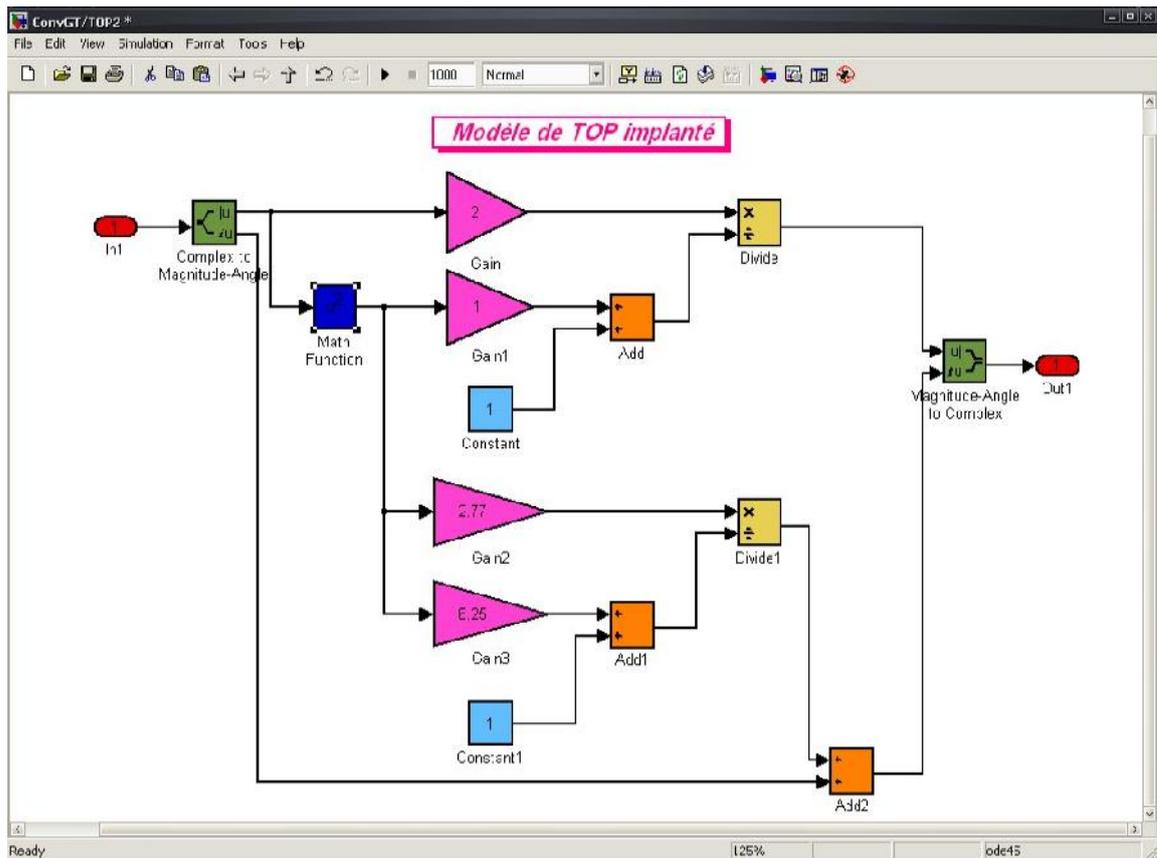


Figure III.2: Modèle de TOP implanté.

- Un bloc de canal de transmission Gaussien **AWGN Channel** qui sert à ajouter le bruit blanc Gaussien au signal sur la liaison descendante.
- La partie réception composée par :
 - Un bloc de démodulation **M-PSK (BPSK, QPSK) Demodulateur Base band**.
 - Un bloc de décodage **Viterbi decoder**.
 - Un bloc **Error Rate Calculation** sert à compte les bits ou les symboles erronés au niveau de la réception.

III.3.1. Phénomène d'élargissement du spectre

Pour vérifier le phénomène d'élargissement du spectre introduit par le TOP on a réalisé une chaîne satellite dont le modèle est représenté sur la figure III.3

Les blocs filtrages et FFT sont ajoutés pour filtrer et visualiser le spectre du signal avant et après le passage de TOP.

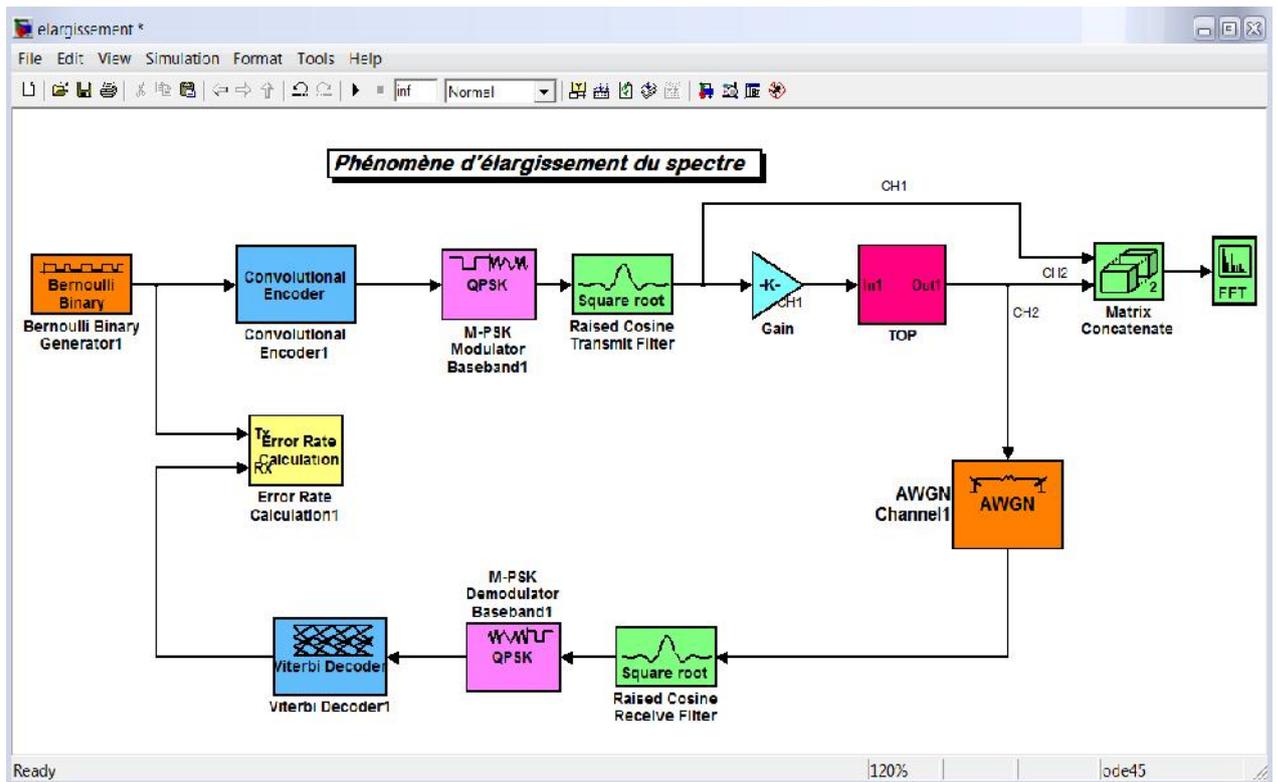


Figure III.3: Schéma d'une chaîne satellite avec des blocs filtrage et FFT.

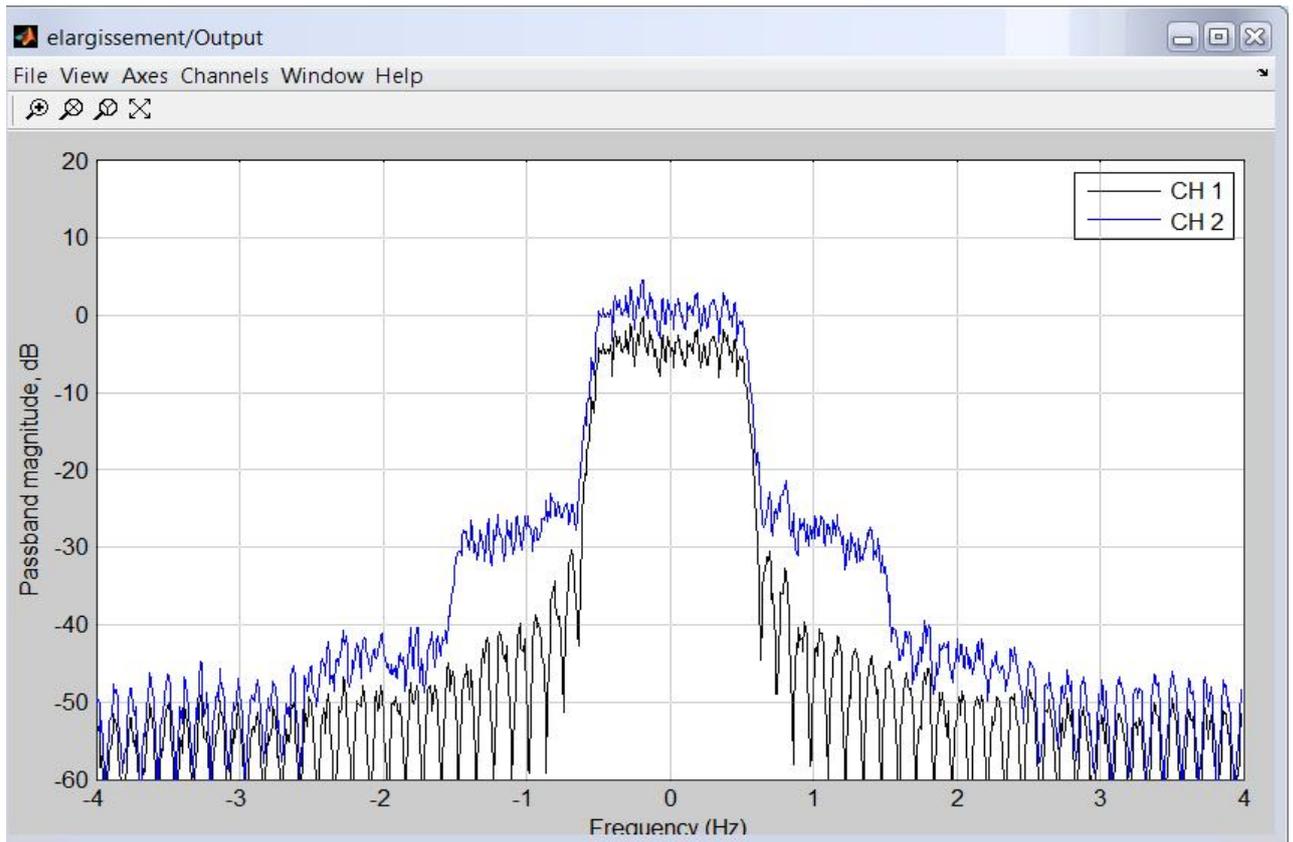


Figure III.4: *Effet d'élargissement du spectre.*

Le résultat donné par la figure III.4 montre le spectre du signal émis (en noir) et le spectre (en bleu) du signal après le passage par l'amplificateur où, on constate la régénération des lobes secondaires ce qui traduit par le phénomène d'élargissement de spectre.

L'élargissement de spectre est du à l'effet de la non-linéarité provoqué par le TOP, dans ce cas là on peut dire que la phase et l'amplitude du signal émis sont distordues.

III.3.2. Constellation du signal transmis

Pour bien montrer l'impact de la non-linéarité sur le signal transmis et la perte de l'information au cours de la transmission, on va introduire un bloc **Discrete-Time Scatter** dans notre chaîne de transmission (Figure III.5) afin de visualiser les points de constellation avant et après le passage par le TOP et le canal Gaussien AWGN pour la modulation 16-QAM.

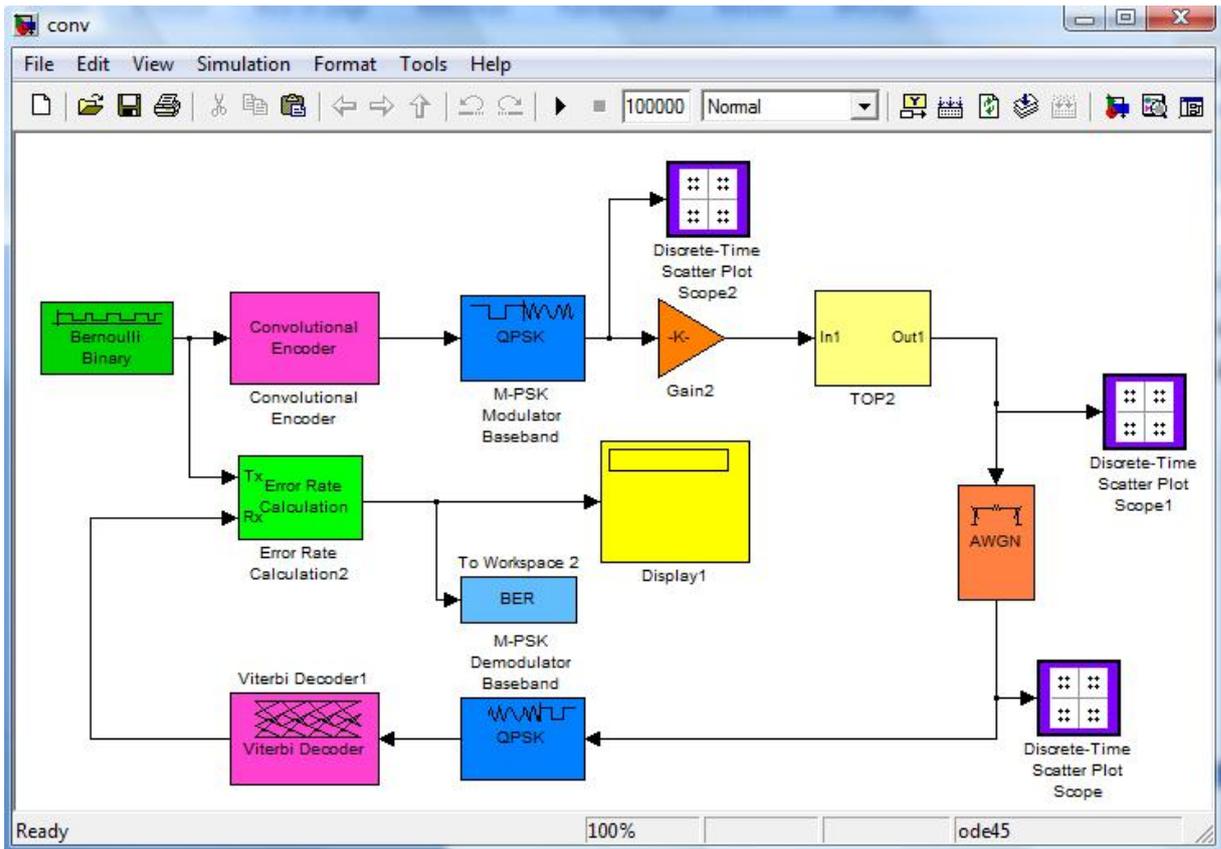
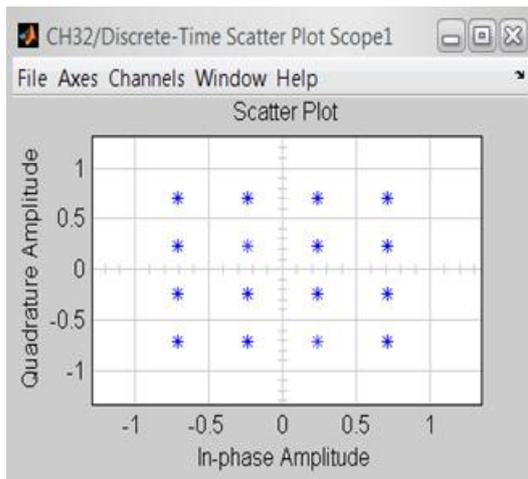
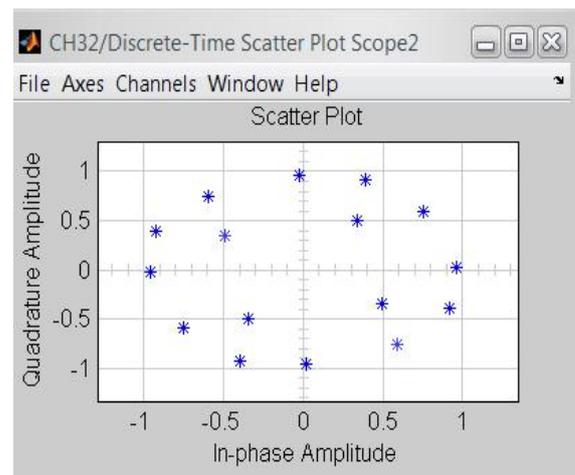


Figure III.5 : Modèle de la chaîne avec points de constellation.

Pour les diagrammes de constellation on a obtenu les résultats suivants :



(a) Avant le passage de TOP



(b) Après le passage par le TOP

Figure III.6 : Points de constellation avant et après le passage par le TOP pour la modulations 16QAM.

Le cas (a) de la figure III.6. nous indique les 16 états de la modulation QAM, autrement dit $M=16$ qui signifie 16 différents symboles et par conséquent, 4 bits par symbole. Ces derniers sont tirés de l'équation suivante :

$$n = \log_2(16) = 4$$

On remarque que chaque point de constellation a sa propre amplitude et phase, dans ce cas là les 16 états sont à leurs positions idéales.

Le cas (b) de la Figure III.6.b nous montre que les 16 états ont changé leurs positions, d'où la phase et l'amplitude sont décalées de leurs positions idéales c'est-à-dire avant le passage dans le TOP. Ces dernières ont subi l'effet de non-linéarité provoquée par le TOP, ce qui donne naissance aux distorsions d'amplitude et de phase.

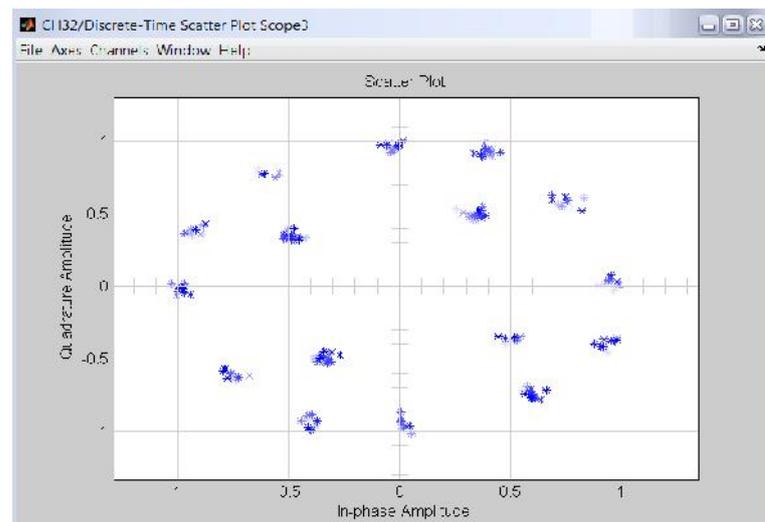


Figure III.7 : Points de constellation 16-QAM après le passage par le TOP et le canal Gaussien pour $SNR=25dB$.

Dans la figure III.7 on remarque que les 16 états de la modulation QAM sont sous l'effet du nuage, ce dernier est dû à l'influence du bruit blanc Gaussien qui vient superposé au signal émis, ce qui entraîne des perturbations au niveau des 16 états, traduites par l'effet d'interférence entre symboles ; et pour remédier à ce problème on doit augmenter le SNR pour arriver à stabiliser les états car, la bonne stabilité des points veut dire qu'il y a une bonne réception de l'information ce qui est illustré par la figure III.8.

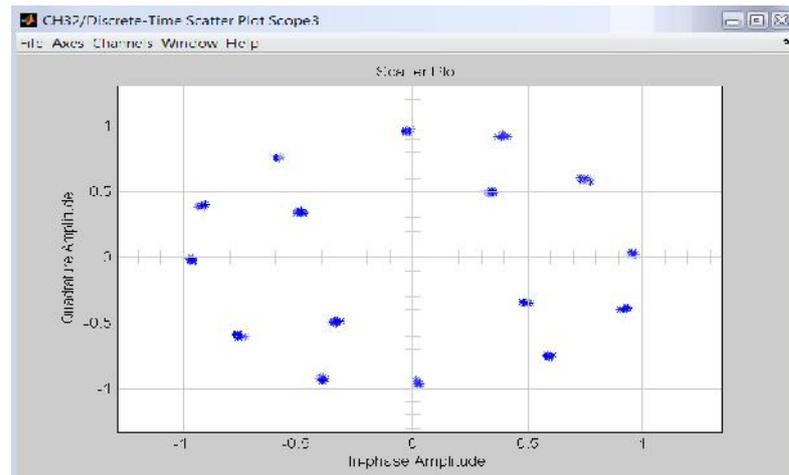


Figure III.8 : Stabilisation des points de constellation 16-QAM après le passage par le TOP et canal Gaussien pour $SNR=35dB$.

Après avoir augmenté le SNR d'une différence de 10 dB par rapport à celle de la figure III.7, on a remarqué qu'il y a une stabilité des points de constellation d'où l'information est bien reçue. De même, on peut constater que l'effet de nuage varie considérablement selon le rapport SNR utilisé, plus la valeur de la SNR augmente, l'effet de nuage est réduit.

Après les résultats obtenus, on peut dire que le phénomène d'élargissement du spectre permet d'expliquer et d'interpréter certains résultats, mais ne présente qu'un critère d'appréciation très subjectif. Cependant, il est nécessaire d'avoir une information sur le taux d'erreurs binaire TEB.

III.4. Comparaison des performances du canal satellite en vue de TEB

Pour mesurer ou simuler les performances d'un système de transmission numérique, on utilise un estimateur de la probabilité d'erreur sur les bits P_{eb} appelé TEB (ou **BER**, Bit Error Rate), défini par :

$$TEB = N_e/N$$

Où N_e : est le nombre de bits erronés et N : est le nombre total de bits transmis.

Pour pouvoir comparer le rendement des différents reculs du signal à l'entrée du TOP, et différents nombres d'états de la modulation ainsi que l'effet de l'incorporation d'un code correcteur d'erreur ; on a tracé le rapport E_b/N_0 permettant d'obtenir un TEB donné. Cette série de simulation, visait à prédire les conséquences d'un choix, des techniques de transmission et des paramètres sur les performances du système.

a) influence du recul d'entrée

Les performances du système en fonction de l'éloignement du point de fonctionnement du TOP de son point de saturation sont visualisées sur la figure III.9.

On rappelle que le point de fonctionnement du TOP est défini par le couple (P_e, P_s) . On définit le recul d'entrée par la valeur en décibel du rapport P_e^{sat}/P_e , et de même le recul de sortie par la valeur en décibels du rapport P_s^{sat}/P_s .

D'après la figure III.9, on remarque que plus le recul d'entrée est grand, plus les performances du système sont améliorées en convergeant vers le cas linéaire.

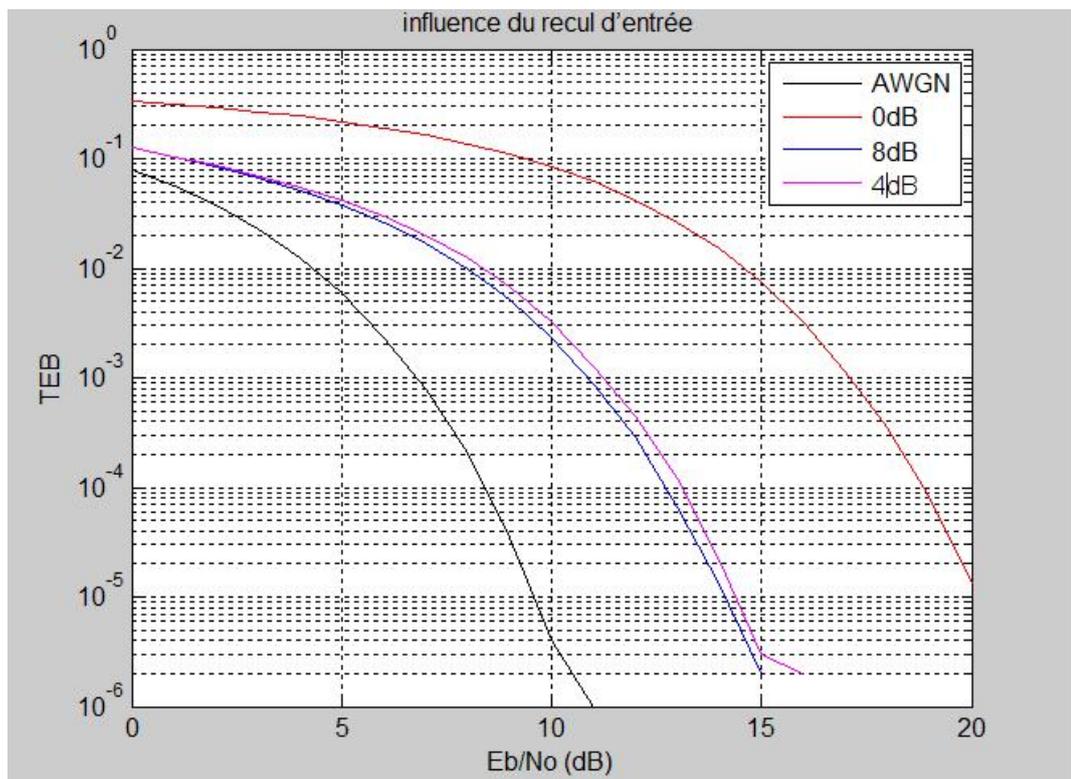


Figure III.9 : Performance d'un canal satellite non-linéaire en fonction du recul d'entrée.

Les résultats de simulation confirment que :

- pour un recul d'entrée de 0dB (le point de saturation), le fonctionnement du TOP est complètement non-linéaire
- pour des faibles reculs, le fonctionnement du TOP est quasi linéaire. Par contre, lorsque le recul est grand, le fonctionnement devient linéaire.

b) Influence de l'augmentation du nombre d'états de modulation

les modulations à nombre d'états élevé sont sensibles aux distorsions, et la puissance d'émission disponible dans le satellite est limitée. Cette simulation avait pour objectif d'évaluer la dégradation des performances des modulation MPSK et QAM découlant de l'augmentation du nombre d'états.

Le signal est modulé avec différents nombre d'états, est transmis sur un canal satellite non-linéaire (TOP saturé) sans codage, les résultats de simulations sont illustrés par la figure III.10

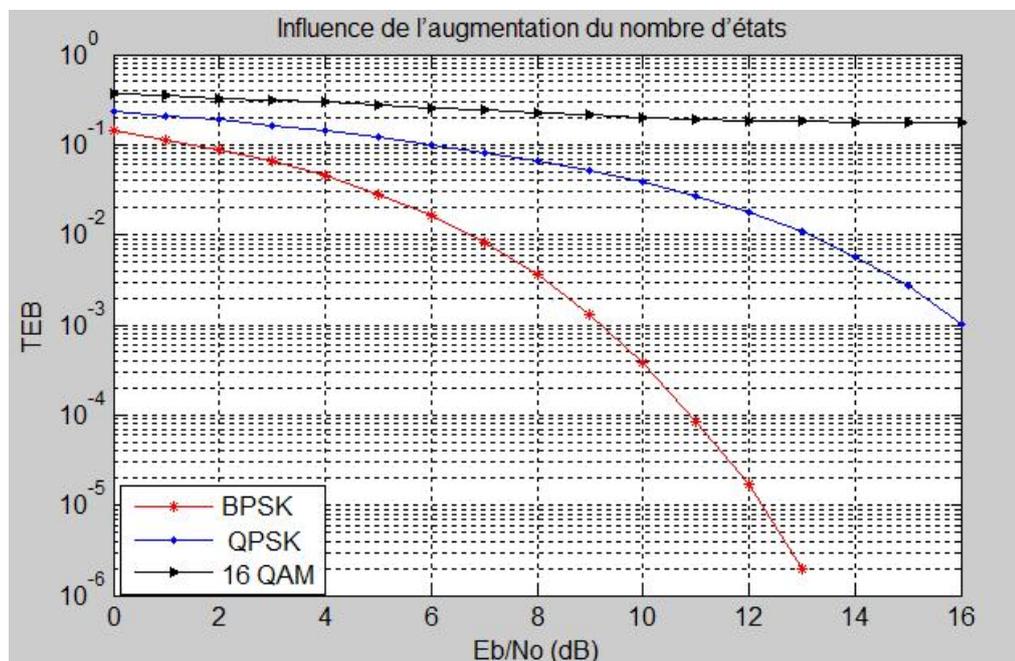


Figure III.10 : Performances de la transmission via un canal satellite pour différents types de modulation.

D'après la figure III.10, il est montré que les dégradations du TEB augmentent avec l'augmentation du nombre d'états, cas de la modulation 16QAM. Donc les modulation d'ordre élevé sont sujettes aux dégradations plus sévères

III.5. Performances des codes correcteurs d'erreurs sur un canal satellite

Dans cette partie, on va étudier l'emploi du codage correcteur d'erreurs dans une chaîne de transmission numérique. Après la simulation de la transmission BPSK et QPSK à travers un TOP dont le recul est de 0dB, on a eu les résultats suivants.

On s'intéresse ici à l'apport du codage canal. On utilisera ici le codage convolutif. Ce codage permet de gérer les erreurs de transmissions dans le canal dues au bruit. La longueur de contrainte est de 7, le rendement est de 1/2. Le décodage sera réalisé par l'algorithme de Viterbi.

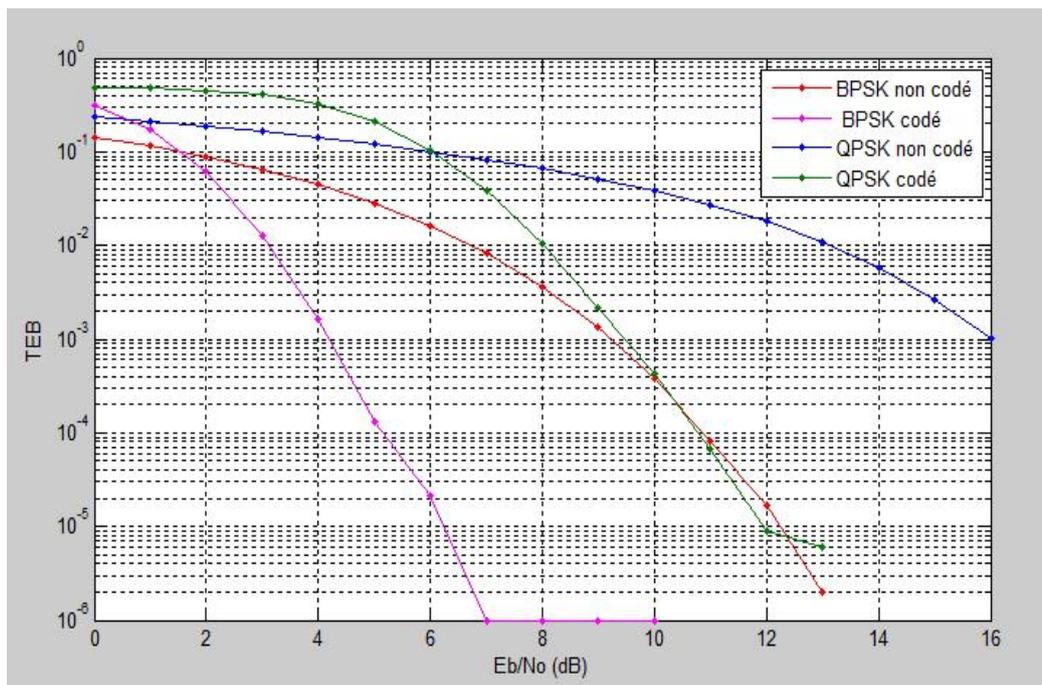
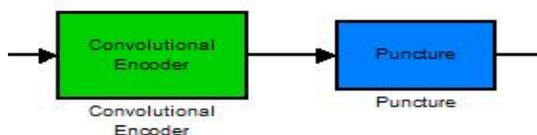


Figure III.11 : Comparaison des performances d'un code convolutif pour les modulations BPSK et QPSK.

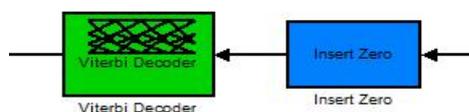
D'après la figure III.11 on remarque qu'une amélioration remarquable dans le cas d'utilisation d'un système de codage ; on parle donc de gain de codage.

Par exemple pour la modulation BPSK on gagné un gain de 6 dB pour un taux de 10^{-5} .

On a ensuite poinçonné le code convolutif dans le but d'obtenir des rendements élevés à base d'un code convolutif de rendement 1/2. Pour cela on a ajouté un bloc **punctured code** à l'émission et **insert zero** à la réception selon la figure III.12



Au niveau de codage



Au niveau de décodage

Figure III.12 : Modèle des blocs punctured code à l'émission et insert zero à la réception.

Dans la figure III.13 nous avons effectué une comparaison entre les différentes modulations et les différents taux de codage (poinçonnage).

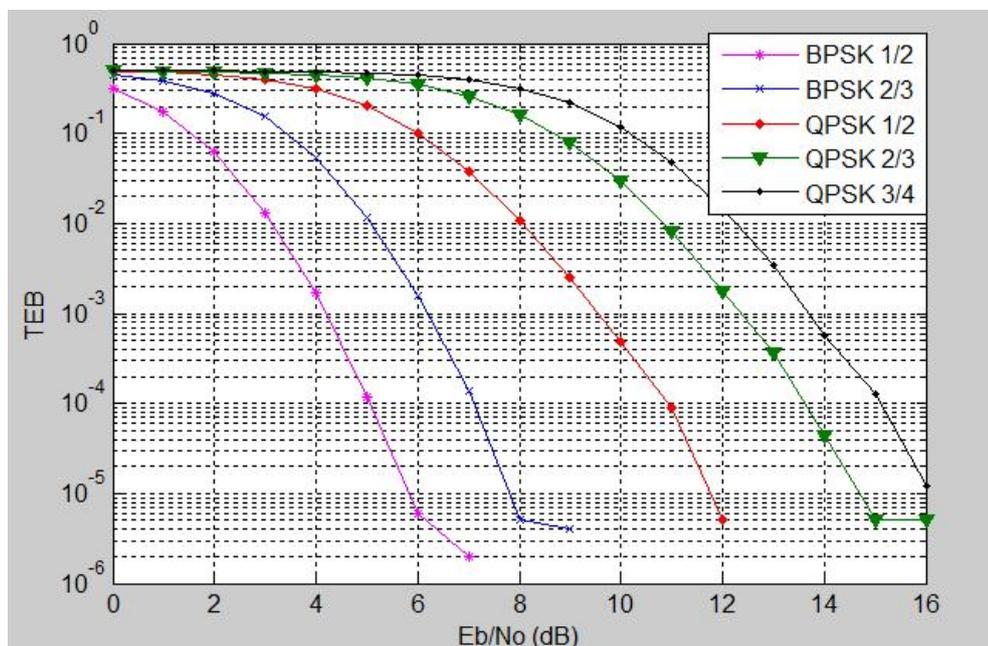


Figure III.13 : Performances de la transmission des modulations BPSK et QPSK sur un canal satellite pour différents rendements de codage convolutif.

D’après la figure III.13 on remarque une dégradation du TEB des deux types de modulation pour de taux de codage élevés .ceci est expliqué par l’effet du poinçonnage qui crée des erreurs puisqu’il ne transmet pas tous les bits, ce qui diminue la distance minimale de code.

III.6. Performances des codes concaténés sur un canal satellite

Dans cette partie de simulation, on à réalisé une chaîne de transmission, composée de deux codes concaténés, dont le code externe est de type Reed Solomon et le code interne est de type convolutif . Cela nous donne la chance d’étudier l’impact de cette concaténation sur la qualité de transmission.

La chaine de transmission est représenté par la figure III.14.

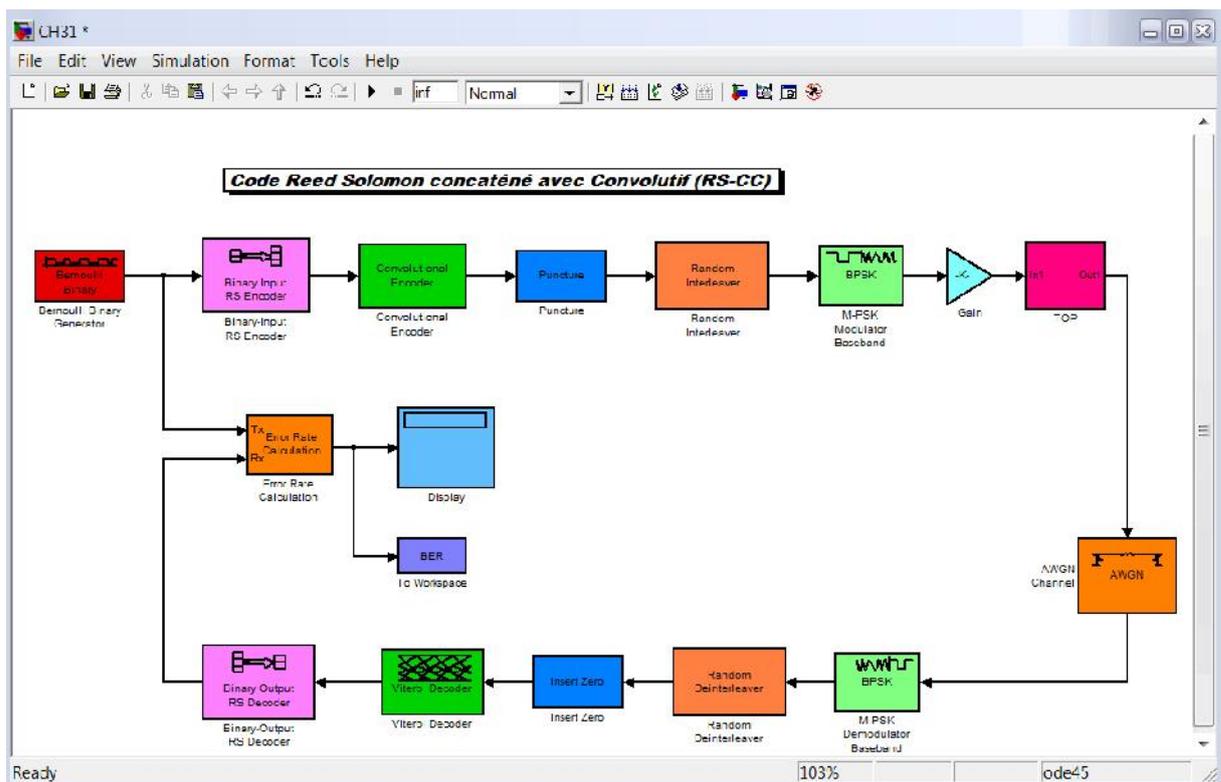


Figure III.14 : Modèle de la chaine de transmission par satellite avec concaténation

RS- CC.

Dans notre simulation on a concaténé un code Reed-Solomon RS (204,188) avec un code convolutif de longueur de contrainte 7 et un rendement de 1/2.

Créé avec

Le tableau III.1 montre les différentes fonctions de codage et décodage de chaque bloc de code concaténé.

Reed-Solomon Encoder	Insérer de la redondance pour FEC, RS (204, 188,8)
Convolutional Encoder	Insérer de la redondance pour FEC, k=7, R=1/2
Interleaver	Entrelacer les trains de données dans un ordre connu
Deinterleaver	Réarranger les données intercalées
Viterbi Decoder	Corrige les erreurs détectés par le convolutional encoder.
RS Decoder	Corrige les erreurs détectés par le RS encoder.

Tableau III.1 : *Les fonctions des blocs de codage et décodage concaténé.*

i) performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK, QPSK :

Dans cette étape, on va faire une comparaison des performances des codes concaténés en série (RS-CC) en vue du TEB pour les modulations BPSK et QPSK.

- **Transmission BPSK**

Les figure III.15 et figure III.16 présentent les résultats de simulation d'un canal satellite en utilisant un recul de 0dB et 4dB respectivement et interprètent une comparaison entre le cas de transmission avec code concaténé et celle avec code convolutif.

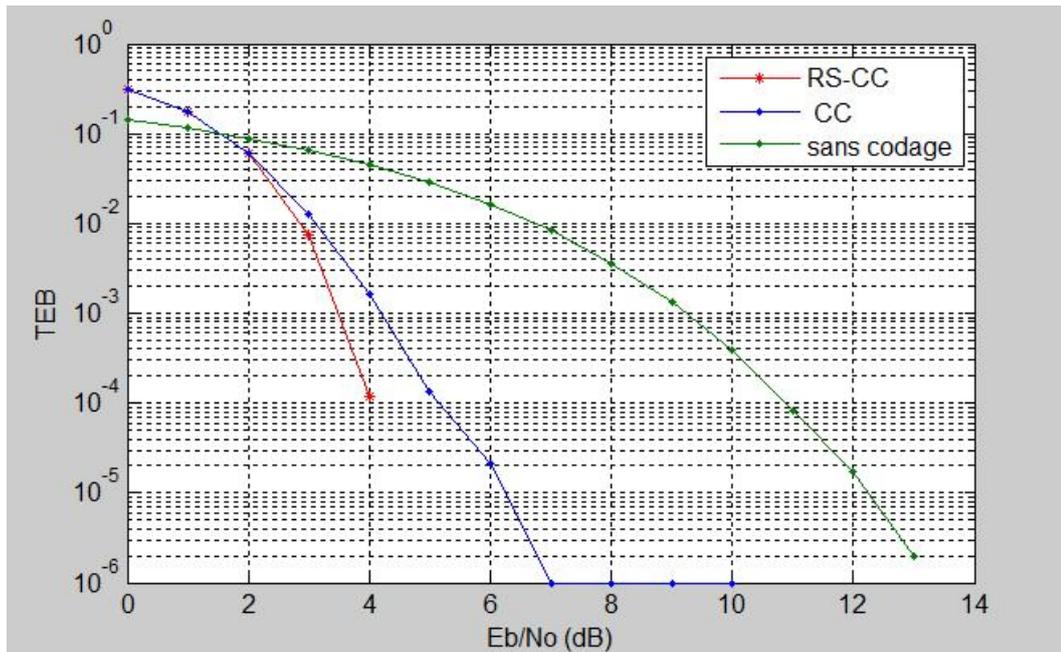


Figure III.15 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK avec un recul de 0 dB .

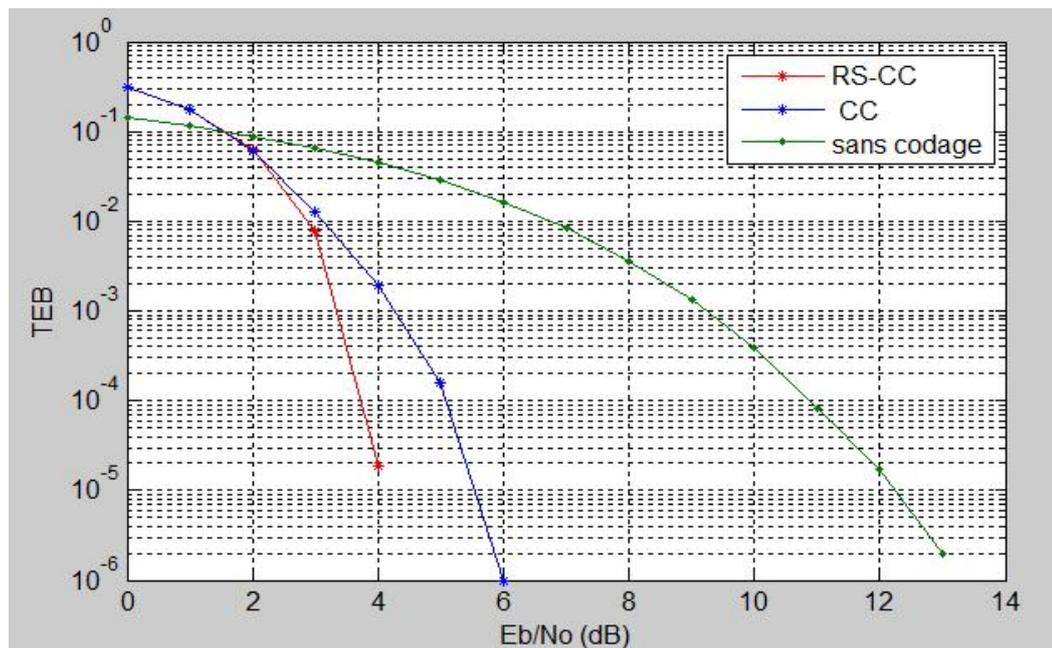


Figure III.16 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission BPSK avec un recul de 4dB .

Selon les deux figures ci-dessus, on remarque clairement dans l'allure du TEB obtenu par la simulation dans le cas d'un recul de 0 dB et 4 dB que, la qualité de transmission s'est

améliorée dans le cas où la concaténation de RS-CC est adoptée. Alors les codes concaténés ont prouvé donc leur efficacité et leur puissance de correction d'erreurs.

Donc les codes Reed Solomon fournissent un gain important lorsqu'ils sont combinés avec les codes convolutifs

- **Transmission QPSK**

Dans cette deuxième étape, on va maintenir la même chaîne de transmission mais cette fois-ci on substitue la modulation BPSK par la modulation QPSK, dans les mêmes conditions de travail, c'est-à-dire un recul de 0 dB et 4 dB.

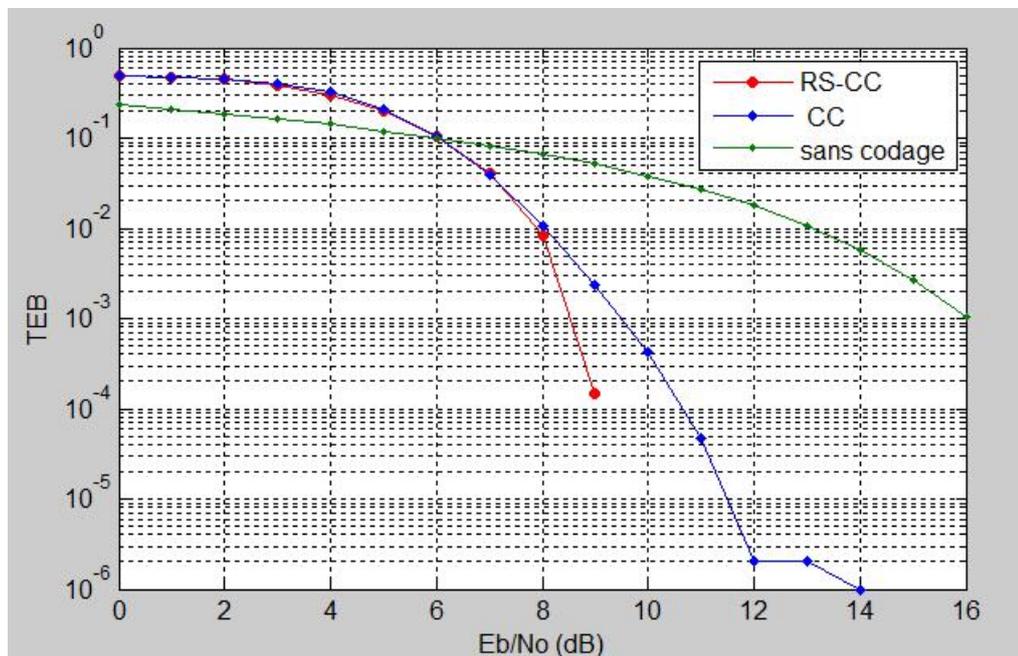


Figure III.17 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission QPSK avec un recul de 0dB .

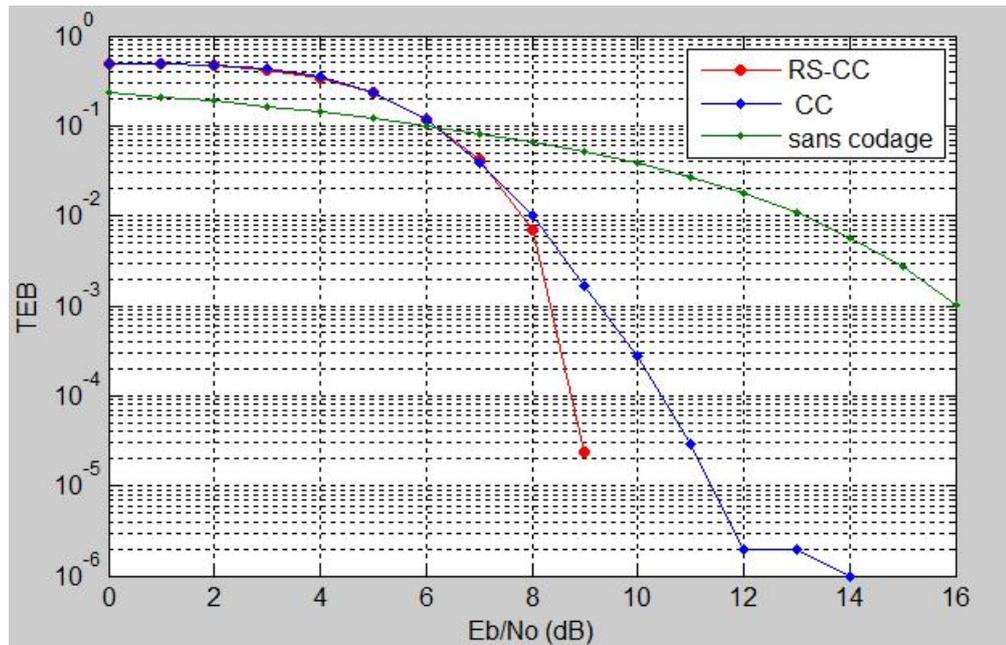


Figure III.18 : Performance de la concaténation RS-CC pour une transmission QPSK avec un recul de **4dB** .

D'après les deux figures ci-dessus, on constate une amélioration du TEB pour un recul de 0 dB et 4 dB, dans le cas où le RS-CC est adopté. Donc il est vérifié que les codes concaténés ont prouvé leur efficacité et leur puissance de correction d'erreur pour la modulation QPSK.

ii) Performances de la concaténation RS-CC en augmentant le taux de codage CC :

Dans cette étape on va voir les performances d'un code RS(204.188.8) et CC avec différents taux de codage, en augmentant le taux de codage convolutif. Les résultats de la simulation de la transmission BPSK et QPSK sont mentionnés par les figures III.19 et III.20.

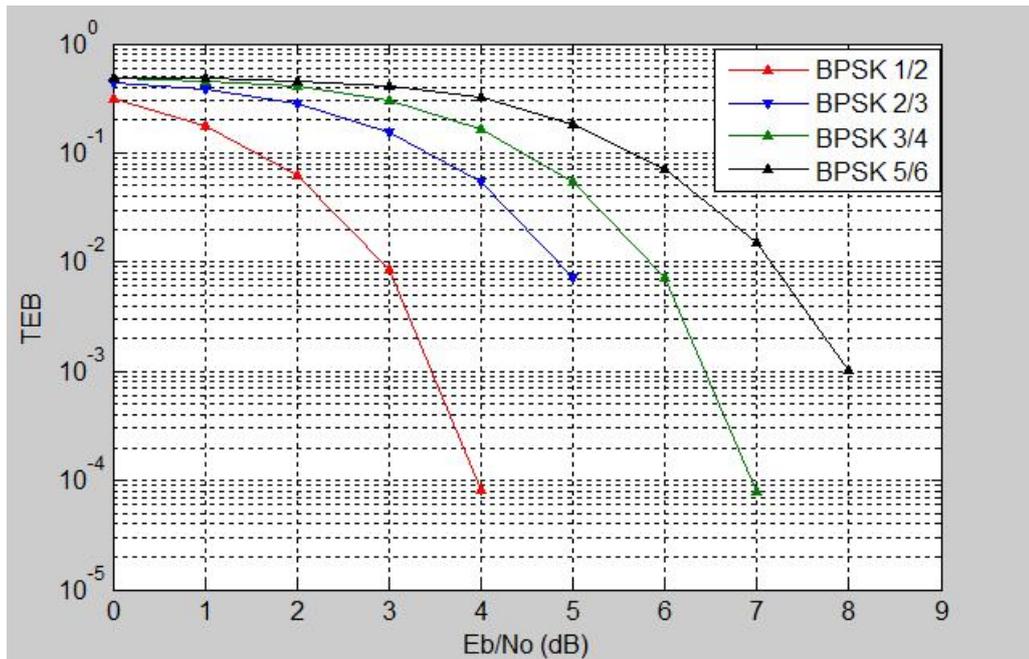


Figure III.19 : Performance de la concaténation RS(204 ,188)-CC pour une transmission BPSK.

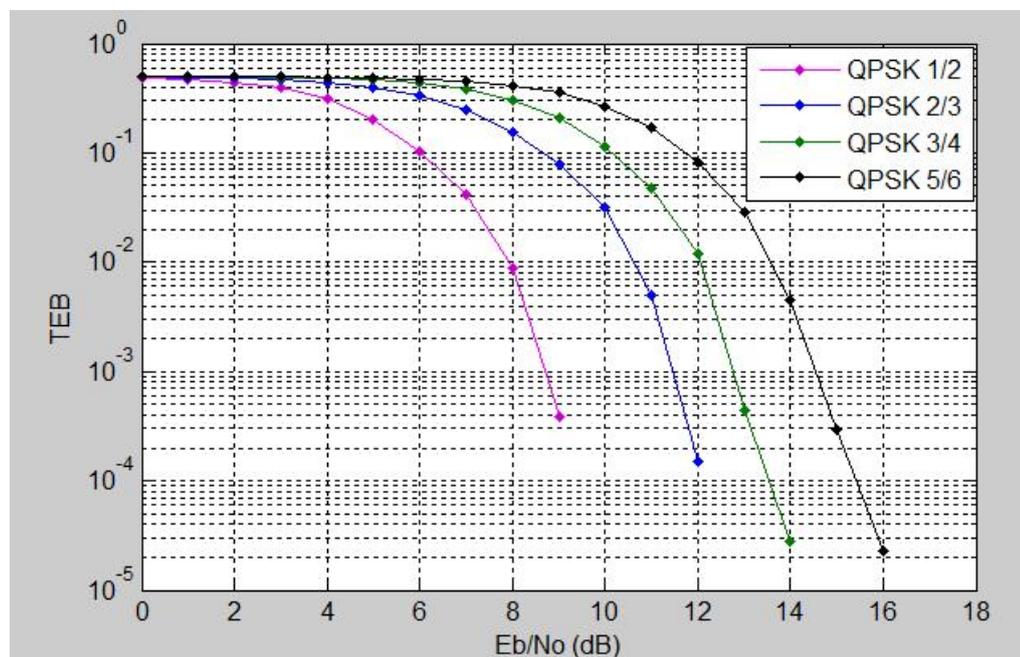


Figure III.20 : Performance de la concaténation RS(204 ,188)-CC pour une transmission QPSK.

D'après les figures si dessus on remarque que plus le taux de codage augmante, plus les performances de la transmission diminue. Cette dégradation des performances est due en raison de la réduction de nombre de bits de protection et par conséquent la distance minimale de code convolutif. En revanche, on peut dire qu'avec ce système de code concaténé.

iii) Performances de la concaténation RS-CC en augmentant la capacité de correction de RS :

Dans cette phase de simulation ,on a cherché à améliorer les performances du notre code concaténé .Pour cela on a effectué la simulation de notre chaine de transmission tout en variant le nombre de bits de redondance t au niveau du codeur Reed Solomon .

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures III.21 et III.22 .

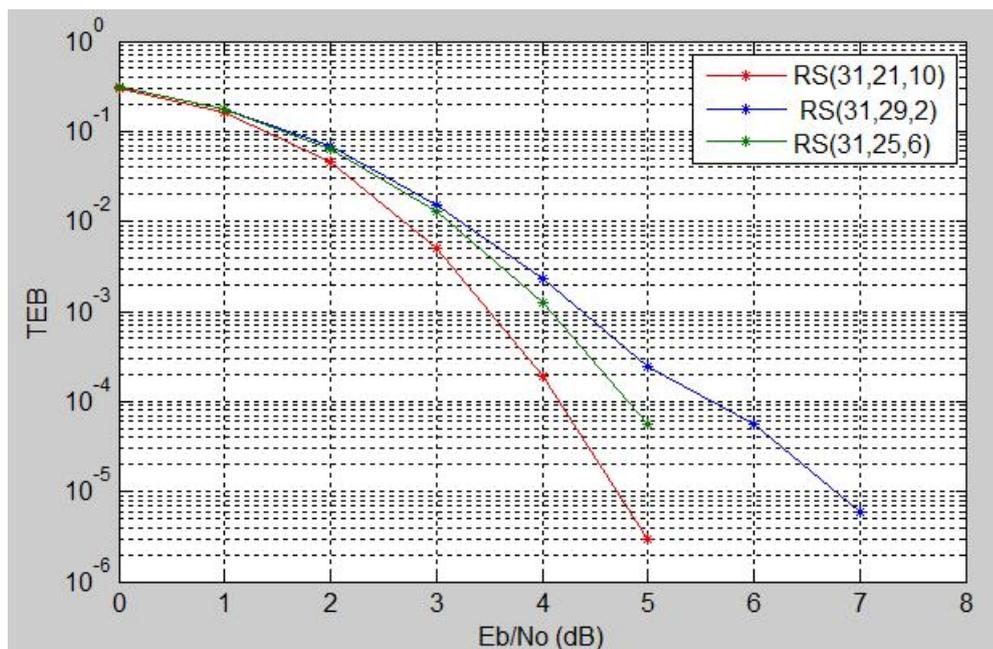


Figure III.21 : Performance de la concaténation RS-CC pour différentes capacités de correction de RS pour une transmission BPSK.

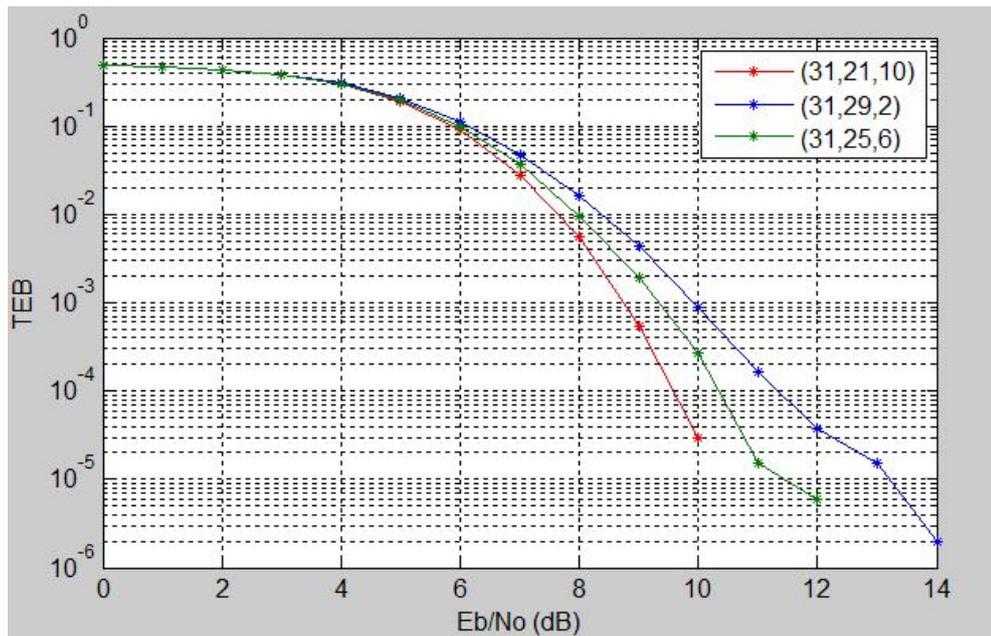


Figure III.22 : Performance de la concaténation RS-CC pour différentes capacités de correction de RS pour une transmission QPSK.

D'après les figures si dessus on constate une diminution du taux d'erreurs par bit au rythme de l'augmentation du nombre de bits de redondance du code RS. Résultat prévu puisque l'augmentation de redondance est traduite par l'augmentation de la capacité de correction.

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié les performances des codes concaténés en série de code en bloc Reed Solomon et de code convolutif dans une transmission par satellite où, les effets de la non linéarité introduits par le TOP sont très élevés (au point de saturation ou au voisinage du point de saturation du TOP).

A partir des résultats de simulation obtenus, on a pu vérifier que les distorsions de la non-linéarité du canal satellite dépendent du nombre d'états de la modulation ; il est constaté aussi que les dégradations des performances du système satellitaire diminuent avec l'éloignement du point de saturation du TOP.

L'amélioration de la qualité de transmission implique l'utilisation de code concaténé Reed Solomon et convolutif. Ce type de concaténation a prouvé son efficacité ou robustesse de correction d'erreurs ; vu leurs performances élevées comparées à celles obtenues par l'utilisation d'un codage convolutif simple.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail a été consacré à l'étude et la simulation d'une chaîne de transmission par satellite en utilisant un codeur concaténé de deux codes ; le premier est un code en bloc Reed solomon et le deuxième est un code convolutif .cette concaténation a pour objectif d'améliorer la qualité de transmission en présence d'un amplificateur non linéaire TOP qui travaille souvent au point de saturation.

On a commencé notre travail par une étude théorique détaillé sur le codage canal et plus précisément la technique de concaténation des codes.

Afin d'atteindre nos objectifs, en premier temps, on a essayé de présenter dans le premier chapitre le principe de télécommunications par satellites, et les problèmes de distorsion et perturbation affectant le signal traversant le canal satellitaire.

La présentation de la chaîne de transmission numérique par satellite avec une explication bien détaillée sur le codage canal utilisé dans notre chaîne a fait l'objet du deuxième chapitre, où on a présenté une étude sur les codes correcteurs d'erreurs concaténés conçus à base de codes convolutifs et codes en bloc Reed Solomon.

Pour valider notre étude théorique on a effectué une suite de simulations présentés dans le chapitre trois. Dans un premier lieu , on a exposé les effets de la non –linéarité en vue du phénomène d'élargissement du spectre et du TEB, en variant le paramètre du recul d'entrée et le nombre d'états de la modulation .Il a été constaté que l'élargissement du spectre du signal émis se manifeste après le passage par le TOP non linéaire ; d'une autre part , il a été bien vérifié que la dégradation des performances de la transmission en termes du TEB augmente avec l'augmentation du nombre d'états de la modulation.

Afin de remédier à l'effet de la non linéarité, on a effectué dans un deuxième lieu une étude comparative entre le codage convolutif et le codage de la concaténation RS-CC, où on a remarqué clairement que l'utilisation de ce type de concaténation a donné une capacité de correction plus efficace que celle du codage convolutif .Ce résultat est déduit par les

performances qui sont devenues meilleures ; ce qui est traduit par une qualité de transmission améliorée.

A la lumière de ces résultats, il apparaît que la concaténation de code Reed Solomon avec code convolusionnel offrent de meilleures performances en fonction des contraintes du système, ce type de codage pourrait être utilisé pour augmenter le débit de transmission et réduire la puissance d'émission.

Enfin espérant que ce travail pourra être un support utile pour les prochaines recherches.

BIBLIOGRAPHIE

LIVRES

- [1] CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications), « Méthode d'évaluation des nouveaux systèmes numériques de transmission entre centraux dans la planification des réseaux nationaux », UIT (Union Internationale des Télécommunications), Genève, 1988.
- [2] J.Lavergnat, M. Sylvain, « Propagation des ondes radioélectriques », Introduction, édition MASSON, Paris, 1997.
- [3] Y.Sillard, J.P.Poitevin, « Télécommunication Spatiales, I. Base théoriques », ENET, ENST, édition MASSON, Paris, New York, Barcelone, Milan, 1982.
- [4] J.C.Bic, D.Dupontiel, J.C.Lmbeaux, « Eléments de communications numériques », Tome II, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, DUNOD, Paris, 1986.
- [5] F.Dieuleveut, « Electronique appliquée aux hautes fréquences », édition DUNOD, Paris, 1999.
- [6] Yvon mori, « théorie de l'information et du codage » signal analogique, signal numérique et application en télécommunications, volume 5 ; LAVOISIER, 2006, paris.
- [7] J.G.Proakis et M.Salhi, « Communication Systems Engineering », Prentice Hall International , Editions, 1994.
- [8] J.G.Proakis, « Digital Communications», vol.4.Mc Graw Hill Higher Education, Décembre , 2000.
- [9] S.B.Wicker, « Error Control Systems For Digital Communication and Storage ». Upper Saddle River ,NJ, USA:Prentice-Hall,Inc,1995.
- [10] A.Adel, M.Saleh, « Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers »,IEEE Trans. Commun, vol.COM-29, 3pp. 1715-1720, November 1981.
- [11] A.D.Berman, C.H.Mahle, « Nonlinear phase shift in travelling-wave tube as applied to multiple access communication satellites » ,IEEE Trans.Commun Technol, vol.COM-18, pp.37-48, February 1970.

THÈSES

- [12] Zine Leila « Simulation d'un Canal Satellite pour une Transmission Numérique » Thèse, spécialité : Electronique, Option : Communication, Université Saad Dahleb, Blida, Algérie, Janvier 2002.
- [13] R.Hadj Ameer, R.Amraoui « Performances des codes concaténés parallèle (turbo-code) via un canal satellite non lineaire » , Satellite''These, Spécialité : Electronique, Option : Communication, Université Saad Dahleb, Blida, 2010.
- [14] M.Idir , N.Marouf « Performance Des Codes Concaténé Série (Turbo-Codes) via un Canal Satellite » These, Spécialité : Electronique, Option : Communication, Université Saad Dahleb, Blida, 2008.
- [15] Mélanie Marazin « Reconnaissance en aveugle de codeur à base de code convolutif : Contribution à la mise en œuvre d'un récepteur intelligent » Thèse de Doctorat, mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication-Spécialité Communications Numériques, Université de Bretagne Occidentale ,2010.
- [16] Makdour Mansour « Application du Turbo-Code au codage de canal » These, Spécialité : Electronique, option Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique, El Harrache, Alger 2008.
- [17] Azine Houria « Etude D'une Chaîne De Transmission De Données Cryptées Sur Un Canal Bruite »,Thèse, Spécialité : Aéronautique, Université Saad Dahleb, Blida, septembre 2006.
- [18] Draï bahia « exploitation de la diversité spatio-temporelle en WIMAX » Thèse, spécialité : Electronique, Option : Communication, Université Saad Dahleb, Blida, Algérie, 2007/2008.
- [19] Khettal Mohamed,Taidirt karim « MATLAB Implementation et simulation du système WIMAX Norme IEEE802.16-2004 » These, spécialité : Electronique, Option : Communication, Université Saad Dahleb, Blida, Algérie, 2009/2010.
- [20] Hamouda Cherif « Estimation de canal très sélectif en temps et en fréquence pour les systèmes OFDM », Thèse, Spécialité : Electronique, Option : Systèmes de Télécommunications, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique El-Harrach, Alger , 2009.
- [21] Grégory Royer « Évaluation des entrelaceurs au sein des Codes Turbo par simulations », Thèse, Spécialité : Génie Électrique, Université De Montréal, Ecole Polytechnique De Montréal, Canada 2000.

[22] Juliette Plouin « Injection d'harmonique dans un tube à onde progressives : amélioration de la puissance de sortie », Thèse, Spécialité physique : Tube Hyperfréquence, Ecole Polytechnique, Palaiseau, France, Juin 2004.

PAGES WEBS

[23] Fleury Sébastien, GIROD Jean-Marc, Watanabe Ryo « Les satellites et la technologie VSAT », université de marne-la-vallée2002/2003.

Page web:

<http://igm.univ-mlv.fr/~duris/NTREZO/20022003/VSAT.pdf>

[24] Allouche Benjamin, Chabal Silvère « La communication de données par satellites », Laboratoire d'informatique de Robotique et de Microélectronique de Montpellier DESS TNI Option Administration Réseaux et sécurité Année 2004-2005.

Page web:

http://www.lirmm.fr/~ajm/Cours/04-05/DESS_TNI/Rapports/Allouche-Rapport-25.pdf

[25] Michel Terré « systèmes satellites, satellite version 2.1 », terre@cnam.fr.

Page web :

http://ww1.cnam.fr/elau/publi/terre/images/C4_Satellite.pdf

[26] « STRATÉGIES DE CODAGE CANAL PARTIE I », COURS ; Filière : DESS ATTI, Université de Metz 2003/2004.

Page web :

http://www.licm.fr/IMG/pdf/Cours-Strategies_de_codage_canal-1.pdf

[27] Hadj-Said Naima, Ali-Pacha Adda, Belgoraf A., Belmekki B « Codage canal : codes correcteurs d'erreurs » article, Université des Sciences et de la technologie d'Oran – USTO-Mohammed Boudiaf BP 1505 El M'Naouer Oran 31036-ALGERIE, E-Mail : nim_hadj@yahoo.fr, RIST Vol, 14 n°01 Année 2004.

Page web :

<http://www.webreview.dz/IMG/pdf/ALI-PACHA.pdf>

[28] Ptrice Kadionik « Base de transmission numériques, Modulation numériques », Ecole Nationale Supérieure Electronique, Informatique et Radiocommunications de Bordeaux (ENSEIRB), France.

Page web :

www.enseirb-matmeca.fr/~kadionik/formation/tx_num/txnum_enseirb.pdf

ANNEXE A

Les répéteurs à bord du satellite

Certains satellites utilisent uniquement les bandes 6/4 GHZ (bande C), d'autres utilisent exclusivement celles des 14/11 GHZ (bande Ku) et quelques-uns utilisent les deux bandes, soit de façon indépendante, soit en les interconnectant.

Un répéteur est affecté à chacun des canaux RF de la bande allouée, il reçoit les signaux de la station terrienne sur la fréquence de la liaison montante, convertit le signal sur la fréquence de la liaison descendante et l'amplifie avant retransmission vers la terre ; le répéteur est en fait un « convertisseur-amplificateur »

Les signaux arrivent à l'antenne de réception du satellite avec des niveaux très faible. Le répéteur doit les amplifier suffisamment et les acheminer dans une bande transposée, vers les antennes de réémission.

L'amplification est de l'ordre de 100dB à 110dB et elle peut dépasser 120dB (voire figure A.1) dans les satellites de radio diffusion. Les signaux subissent généralement dans le répéteur quelques dégradations (distorsions dues aux non-linéarités) qu'il faut maintenir dans les limites tolérables.

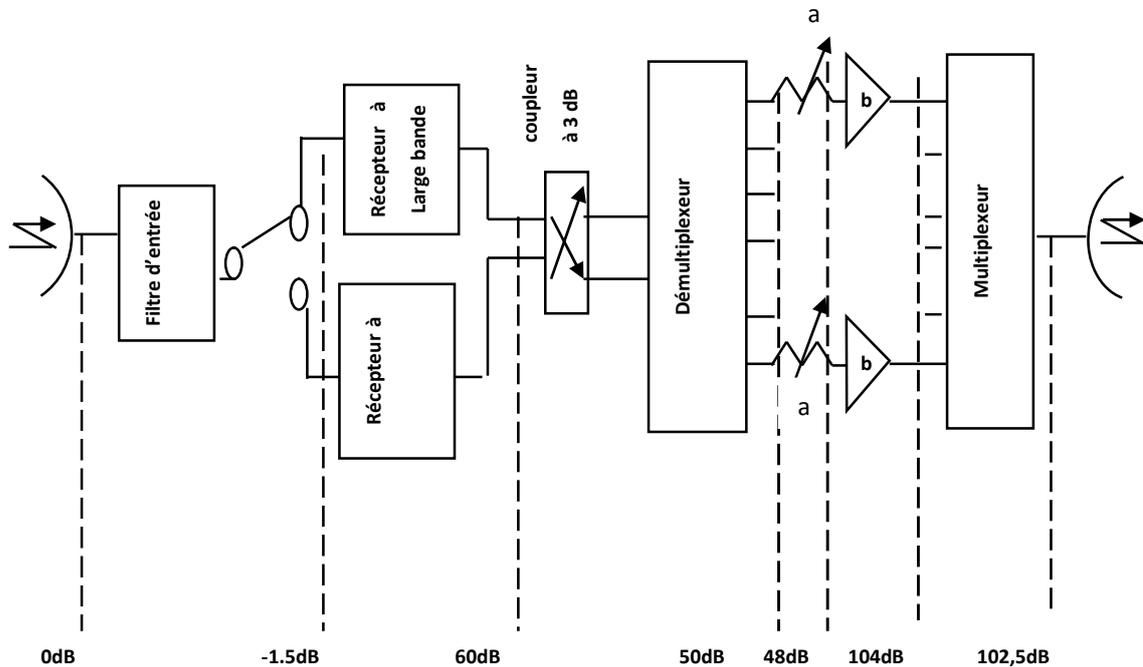


Figure A.1 : Schéma type d'un répéteur avec ses niveaux.

a : atténuateur commutable, b : amplificateur

La puissance que peut fournir un amplificateur unique est généralement très inférieure à celle qui est requise par l'ensemble des canaux RF. Par ailleurs, la non-linéarité des amplificateurs oblige à les faire fonctionner avec réduction de puissance qui augmente avec le nombre des signaux à amplifier et qui limite le niveau de sortie.

L'amplification dans le répéteur effectuée par le TOP (Tube à Onde Progressive) devra donc être réalisée en deux étapes :

- a) Amplification commune à faible niveau de tous les signaux utiles dans la bande totale de l'antenne de réception.

- b) Amplification des signaux par sous-bandes ou canaux de fréquences (fraction de la bande totale) aux niveaux de sortie souhaités.

Après amplification commune à faible niveau, le fractionnement de la bande initiale en sous-bandes à l'entrée des chaînes d'amplification de puissance et les recombinaisons à leur sortie, avant accès aux antennes d'émission, sont réalisés par des ensembles de filtres et de coupleurs. Les différents types de répéteurs qui existent sont :

i) Répéteurs à écrêteur

Les répéteurs à écrêteur comprennent un dispositif qui écrête le signal d'entrée. Ainsi le TOP peut travailler à saturation et sa puissance de sortie est à peu près indépendante de la puissance d'entrée du répéteur. Toutefois, le fonctionnement avec porteuses multiples est limité en raison du bruit d'intermodulation.

ii) Répéteurs quasi linéaires

Un TOP se comporte de façon plus linéaire si la puissance de sortie est un peu en deçà de la saturation.

iii) Répéteurs linéaires

Un répéteur idéalement linéaire aurait une caractéristique de transfert linéaire jusqu'au point de saturation.

ANNEXE B

Tube à Onde Progressive -TOP- (*Traveling-Wave Tube (TWT)*)

Le tube à ondes progressives (*Traveling-Wave Tube*) est utilisé en hyperfréquences pour réaliser des amplificateurs de faible, moyenne ou forte puissance. Il permet de réaliser des amplificateurs à bande large et à très faible bruit de fond. Il convient particulièrement bien pour les amplificateurs des satellites de télécommunications.

Le tube à ondes progressives (TWT, *Traveling-Wave Tube*) est composé de quatre parties principales comme il est montré par la **figure d.1**: le canon électronique (1) (filament, cathode, wehnelt et anode) ; l'hélice (5) ; les collecteurs (8); l'enceinte à vide (7).

Le TOP utilise le principe d'une modulation de la vitesse acquise par les électrons issus d'une cathode (1). Toutefois, le faisceau, concentré par un champ magnétique, traverse une hélice (5). On constate, l'effet d'une interaction entre le champ électrique dû au déplacement des électrons et celui de l'onde qui se propage sur l'hélice (5).

Certains électrons vont plus vite que d'autres et rattrapent ceux qui évoluent normalement. Une structure en paquet s'observe le long de l'hélice (5) et si l'on recueillera évidemment plus d'énergie qu'on en a appliquée il y a amplification.

Le TOP est un amplificateur à large bande couvrant toute la bande utilisable du satellite (500 MHz ou plus). Avec une qualité requise d'uniformité du gain et du temps de propagation du groupe. Le TOP est donc a priori, l'amplificateur de puissance idéal pour les stations terriennes puisqu'il permet, avec un seul tube d'émettre simultanément plusieurs porteuses du même satellite, quels que soient les répéteurs et les fréquences attribuées à ces porteuses. Cet ampli travaille en bande 'Ku' et en bande 'C' et délivre une puissance de sortie typiquement de 420 watts.

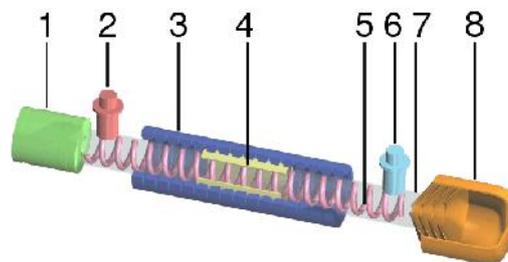


Figure B.1 : Schéma équivalent d'un tube à onde progressive

(1) Cathode; (2) Entrée du signal hyperfréquence à amplifier (ici, connecteur coaxial); (3) Aimants permanents; (4) Atténuateur; (5) Hélice; (6) Sortie du signal amplifié (ici, connecteur coaxial); (7) Enveloppe; (8) Collecteur d'électrons.

ANNEXE C

A.1. Corps ou champs

Un corps ou champ C est un domaine d'intégrité dans lequel tous les éléments non nuls sont inversibles. Pour un a non nul dans C , il existe un élément a^{-1} dans C tel que $aa^{-1} = 1$.

A.2. Champs de Galois

Les « champs de Galois » font partie d'une branche particulière des mathématiques qui modélise les fonctions du monde numérique. Ils sont très utilisés dans la cryptographie ainsi que pour la reconstruction des données.

La dénomination « champ de Galois » provient du mathématicien français Galois qui en a découvert les propriétés fondamentales.

Il y a deux types de champs, les champs finis et les champs infinis. Les « champs de Galois » finis sont des ensembles d'éléments fermés sur eux-mêmes. L'addition et la multiplication de deux éléments du champ donnent toujours un élément du champ fini.

A.2.1. Éléments des champs de Galois

Un « champ de Galois » consiste en un ensemble de nombres, ces nombres sont constitués à l'aide de l'élément base α comme suit :

$$0, 1, \alpha, \alpha^2, \alpha^3 \dots \alpha^{N-1}$$

En prenant $N = 2^m - 1$, on forme un ensemble de 2^m éléments. Le champ est alors noté

$GF(2^m)$.

$GF(2^m)$ est formé à partir du champ de base $GF(2)$ et contiendra des multiples des éléments simples de $GF(2)$.

En additionnant les puissances de α , chaque élément du champ peut être représenté par une expression polynomiale du type :

$$\alpha^{m-1}x^{m-1} + \alpha^{m-2}x^{m-2} + \dots + \alpha x + \alpha^0$$

Avec :

$\alpha^{m-1} \dots \alpha^0$: éléments bases du $GF(2)$ (valeurs : 0,1)

Sur les « champs de Galois », on peut effectuer toutes les opérations de base. L'addition dans un champ fini $GF(2)$ correspond à faire une addition modulo 2, donc l'addition de tous les éléments d'un « champ de Galois » dérivés du champ de base sera une addition

modulo 2 (**XOR**). La soustraction effectuera la même opération qu'une addition, c'est-à-dire, la fonction logique « **XOR** ».

La multiplication et la division seront des opérations modulo « grandeur du champ », donc $\text{mod}(2^m - 1)$.

A.2.1.1. Addition dans $GF(2)$

Considérons le tableau ci-dessous dans lequel on fait l'addition binaire entre

Les deux éléments A et B du $GF(2)$:

A	B	Reste	Résultat
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Tableau C.1: addition de deux éléments dans un $GF(2)$.

En négligeant le reste dans le résultat final de l'addition, on constate que la somme entre deux éléments dans un $GF(2)$ donne une addition modulo 2, c'est-à-dire, une fonction logique « XOR ». Comme $GF(2)$ est le champ de base, cette relation sera valable pour tous les champs dérivés, c'est-à-dire, pour $GF(2^m)$.

A.2.1.2. Soustraction dans GF (2)

Pour comprendre comment une soustraction dans $GF(2)$ correspond à faire une addition dans le même champ. Considérons le tableau suivante dans lequel ‘on fait la soustraction binaire entre les deux éléments A et B :

A	B	Emprunte	Résultat
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	1	0	0

Tableau C.2: soustraction de deux éléments dans un $GF(2)$.

On constate que la soustraction dans $GF(2)$ effectue la même opération que l’addition dans le même champ, c’est-à-dire une opération logique « XOR ».

A.2.1. Polynôme primitif

Ce polynôme permet de construire le « champ de Galois » souhaité. Tous les éléments non nuls du champ peuvent être construits en utilisant l’élément α comme racine du polynôme primitif. Chaque m a peut être plusieurs polynômes primitifs $p(x)$, mais dans le tableau ci-dessous, on mentionne seulement les polynômes ayant le moins d’éléments.

Les polynômes primitifs pour les principaux « champs de Galois » sont les suivants:

m	$P(X)$	m	$P(X)$
3	$1+X+X^3$	14	$1+X+X^6+X^{10}+X^{14}$
4	$1+X+X^4$	15	$1+X+X^{15}$
5	$1+X^2+X^5$	16	$1+X+X^3+X^{12}+X^{16}$
6	$1+X+X^6$	17	$1+X^3+X^{17}$
7	$1+X^3+X^7$	18	$1+X^7+X^{18}$
8	$1+X^2+X^3+X^4+X^8$	19	$1+X+X^2+X^5+X^{19}$
9	$1+X^4+X^9$	20	$1+X^3+X^{20}$
10	$1+X^3+X^{10}$	21	$1+X^2+X^{21}$
11	$1+X^2+X^{11}$	22	$1+X+X^{22}$
12	$1+X+X^4+X^6+X^{12}$	23	$1+X^5+X^{23}$
13	$1+X+X^3+X^4+X^{13}$	24	$1+X+X^2+X^7+X^{24}$

Tableau C.3: *polynômes primitifs dans $GF(2^m)$.*

ANNEXE D

L'algorithme de Viterbi

En général, pour un code $C(n,k,K)$ il y a $2^{k(K-1)}$ états possibles dans le codeur. Dans le décodeur de Viterbi, tous les états sont représentés par une seule colonne de nœuds dans le treillis à chaque instant symbole. A chaque nœud de treillis arrivent 2^k chemins ; celui qui a la distance minimum est sélectionné comme survivant. Par conséquent, il y a 2^k comparaisons de chemins à chaque nœud et le même nombre de comparaisons est répété pour tous les nœuds à chaque instant d'échantillonnage. Le calcul augmente exponentiellement avec k et K et ceci les limite relativement à des valeurs petites.

Le décodeur de Viterbi sélectionne à chaque instant $2^{(K-1)k}$ séquences survivantes et les stocke dans sa mémoire (voir figure D.1). A la fin de la séquence codée (ou paquet), le décodeur sélectionne le survivant avec la distance minimum, c'est à dire, distance de Hamming minimum pour le décodage à décision dure ou le maximum, pour le décodage à décision souple.

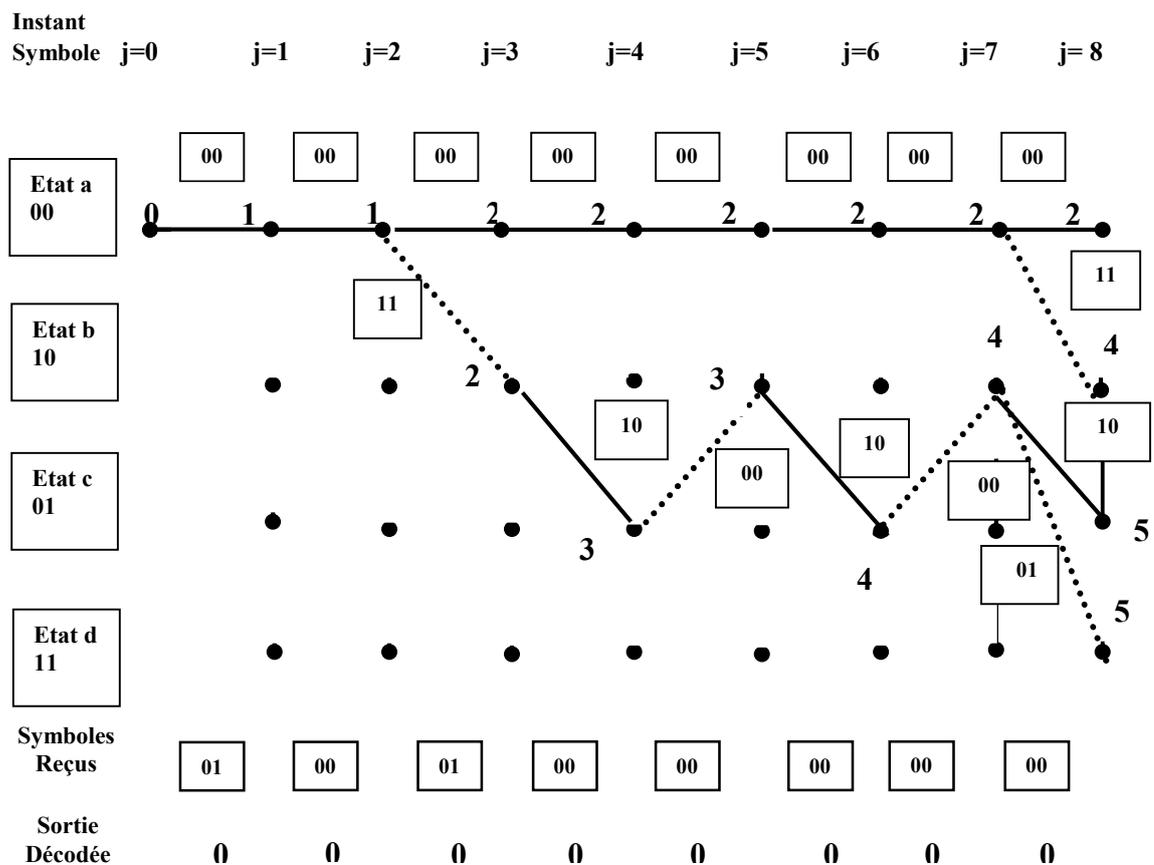


Figure D.1 : Exemple d'un décodage correct.

En pratique, les paquets survivants avant de faire une décision (donner la séquence d'information) à cause du log délai de décodage qui augmente. Cependant, seuls les bits d'information les plus récents (les $L^{\text{ième}}$) de chaque séquence survivante, sont stockés. Lorsque le survivant, ayant la distance minimum est identifié, les L symboles associés à ce chemin sont transférés à la sortie comme séquence d'information décodée.

Les aspects essentiels de l'algorithme de Viterbi qui s'appliquent au décodage à décision dure et souple se résument comme suit :

L'état de transition dans le treillis est représenté par une branche. Il y a 2^k branches possibles à chaque instant. Pour une séquence d'information particulière, un chemin unique est observé dans le treillis. Le chemin est une chaîne de branches dont chacune lui est associée un symbole codé. Les symboles attachés à chaque chemin forment la séquence de symboles codés possibles dans le treillis. Supposons que c_{ji} représente le bit i du symbole reçu au symbole codé c à l'instant j . La valeur de c_{ji} dans le treillis est une estimation du bit correspondant r_{ji} en sortie du démodulateur. Le décodage de Viterbi suit les étapes suivantes :

-Branche métrique : la branche métrique $m_j^{(\alpha)}$ au $J^{\text{ème}}$ instant du chemin α dans le treillis

est définie par :

$$m_j^{(\alpha)} = \text{Ln} \prod_{i=1}^n P(r_{ji} / c_{ji}^{(\alpha)})$$

$$= \sum_{i=1}^n \text{Ln} P(r_{ji} / c_{ji}^{(\alpha)})$$

Où : R_{ji} : le bit du symbole reçu au $j^{\text{ème}}$ instant.

C_{ji} : le bit du symbole transmis estimé au $J^{\text{ème}}$ instant.

-Chemin métrique : le chemin métrique $M^{(\alpha)}$ pour le chemin α au $J^{\text{ème}}$ instant, est la somme des branches métrique du chemin α du 1^{er} instant au $J^{\text{ème}}$. Il est défini par :

$$M^{(\alpha)} = \sum_{j=1}^J m_j^{(\alpha)}$$

-Séquence survivante : dans le treillis, il y a 2^k chemins arrivants à chaque nœud. Le décodeur sélectionne parmi les $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2^k}$, le chemin ayant la métrique la plus grande, à savoir :

$$\max (M^{(\alpha_1)}, M^{(\alpha_2)}, \dots, M_2^{(\alpha_k)})$$

Le chemin sélectionné est appelé " chemin survivant".