

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté: Sciences de l'Ingénieur
Département: Electronique

Année : 2008

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

Intitulé

Etude et simulation des Modulations Codées en Treillis
appliquées aux réseaux sans-fil

Option

Télécommunications et traitement numérique du signal

Par

ATOUI Hamza

DIRECTEUR DE MEMOIRE: M. DOGHMANE Noureddine Prof.

DEVANT Le JURY

PRESIDENT : M. TEBBIKH Hichem Prof.

EXAMINATEURS: M. MESSADEG Djamil M.C.

M. BENACER Layachi M.C.

INVITÉ: M. SEMIRA Hichem C.C.

Abstract:

In the context of the future networks wireless large band and NGI, the transmission efficient of data multimedia requires techniques of coding and modulation sophisticated and of very high spectral efficiency to face the fading the radio-mobile channel and to the limitation of the width available specter, as well as a problem of the variable delay. Of the techniques very promising are currently to the survey among:

- The techniques of time-space channel coding that rest on use joined of multiple antennas to the emitter and/or receiving (" MIMO Multiple Input Multiple Output "), permit to get gains of diversity and coding interests. Under some conditions, the capacity of the transmission channel can be increased thus considerably in relation to the transmissions to only one antenna.
- The technique of MC-CDMA modulation ("Multi-Carrier Codes Division Multiple Access "), robust and of very high spectral efficiency, spread every user's data on a set of orthogonal sub-carriers (" OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex ") by a code of display clean to every user, what allows several users to share a same channel to the same moment.

Among the numerous time-space codes currently proposed in the literature, the codes time spaces ST.-TCM ("Space-Time Trellis Coded Modulation "), constructed from coded modulation in Trellis (MCT), offer gains of diversity of this coding that can be optimal. The aspect creating some MCT is to consider the two functions of coding and modulation, usually separated, as one only and unique operation. To them only, the MCT permit to get, in an AWGN channel (ADD WHITE GAUSSIEN NOISE), of the gains of important coding by reports to the non coded modulations in the same way spectral efficiency. The topic of work has for objective the survey of the time-space codes constructed from the MCT and possibly combined with the MC-CDMA.

Résumé :

Dans le contexte des futurs réseaux sans fil large bande et NGI, la transmission efficace de données multimédia requiert des techniques de codage et de modulation sophistiquées et de très haute efficacité spectrale pour faire face aux évanouissements sélectifs en fréquence du canal radio-mobile et à la limitation de la largeur spectre disponible, ainsi qu'au problème du retard variable. Des techniques très prometteuses sont actuellement à l'étude parmi :

- Les techniques de codage de canal temps-espace qui reposent sur l'utilisation conjointe d'antennes multiples à l'émetteur et/ou récepteur (« MIMO Multiple Input Multiple Output »), permettent d'obtenir des gains de diversité et de codage intéressants. Sous certaines conditions, la capacité du canal de transmission peut être ainsi accrue considérablement par rapport aux transmissions à une seule antenne.
- La technique de modulation MC-CDMA (« Multi-Carrier Code Division Multiple Access »), robuste et de très haute efficacité spectrale, étale les données de chaque utilisateur sur un ensemble de sous-porteuses orthogonales (« OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex ») par un code d'étalement propre à chaque utilisateur, ce qui permet à plusieurs utilisateurs de partager un même canal au même moment.

Parmi les nombreux codes temps-espace actuellement proposés dans la littérature, les codes temps-espace ST-TCM (« Space-Time Treillis Coded Modulation »), construits à partir de modulation codée en treillis (MCT), offrent des gains de diversité de ce codage qui peuvent être optimaux. L'aspect innovant des MCT est de considérer les deux fonctions de codage et de modulation, habituellement séparées, comme une seule et unique opération. A elles seules, les MCT permettent d'obtenir, dans un canal AWGN (ADD WHITE GAUSSIEN NOISE), des gains de codage importants par rapport aux modulations non codées de même efficacité spectrale. Le sujet de travail a pour objectif l'étude des codes temps-espace construits à partir des MCT et éventuellement combinés au MC-CDMA.

ملخص :

في إطار الشبكات ذات الشريط التواتري الواسع و شبكات الإنترنت، نقل المعلومات السمعية البصرية يتطلب تقنيات في الترميز و التماوج ذات فعالية كبيرة من حيث الكم المعلوماتي و التخلص من مشاكل الوسط التي تنتقل فيه المعلومات و من بين هذه التقنيات :

(1) تقنية الترميز (زمن_مساحة): التي تعتمد خصوصا على زيادة عدد الباعثات و المستقبلات الهوائية التي يمكن أن تعطينا تنوع في الترميز هام جدًا.
(2) تقنية التماوج (MC-CDMA): اتصال متعدد بتوزيع التشفير متعدد الحوامل و هي عبارة عن تقنية جد فعالة و ذات مستوى عالي في نقل كم هائل من المعلومات التي تقوم بصبغ شيفرة لكل مستعمل أي إضافة إضاءة و هذه الصفة تجعل جميع المستعملين يقومون بتقسيم وسط النقل في الوقت نفسه.

من بين العديد من الترميزات وقت_مساحة الموجودة في المراجع سنقوم في عملنا هذا باستعمال الترميز وقت_مساحة مع تماوج ذو إنشاء تشابكي (MCT)، هذه الأخيرة تعطي تنوع جد هام في الترميز و قد أثبتت هذه التقنية فعاليتها في الوسائط ذات الضجيج الأبيض (AWGN)، أما الهدف الأساسي من هذا العمل هو المزوجة بين التقنيتين المذكورتين أنفا (MC-CDMA) و (MCT) و إثبات فعالية هذا التزاوج عن طريق المحاكاة ببرامج بلغة البرمجة (MATLAB).

إهداء

بسم الله الرحمن الرحيم و الصلاة و السلام على أشرف
المرسلين سيّدنا محمد الأمين و على أهله و صحبه أجمعين
إلى يوم الدين.

إن أصبنا فمن الله و إن أخطأنا فمن أنفسنا.

أهدي هذا العمل المتواضع إلى أبي و أمي رمز المحبة و
العطاء و أشكرهم على جميع المجهودات التي بذلها من
أجل سعادتي و نجاحي ، و إلى أختي إيمان و إخوتي
المعتز بالله و عبد الباسط و إلى اعز أصدقائي محمد
أمير (ميرو)، لقمان، نجيب، جمال، و متجر الصيانة
(كريم و طارق)

شكر

الشكر و الحمد لله أولاً و أخيراً ثم, شكر خاص للمؤطر السيّد نور الدين دغمان على المجهودات و الوقت الذي خصصه من أجل إنجاز هذا العمل.

و أشكر كل من علمني حرفاً في هذا الجامعة و خاصة أساتذة : الأستاذ قداش, الأستاذ فزاري, الأستاذ فريحي, الأستاذ بوطالبي, الأستاذ بن صاولة, الأستاذ العاقل, الأستاذ خدير و دون أن أنسى الطاقم الإداري ابتداءً من الأستاذ جميل مصدق إلى آخر عنصر في الإدارة و إلى لجنة المناقشة (الأستاذ بن ناصر, الأستاذ تبيخ, الأستاذ مصدق الأستاذ سميرة).

Liste des Tableaux :

Numéro	Titre	Page
1	Les modes de la couche physique des réseaux HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a	93
2	Codes convolutifs de rendement 1/2	Annexe p-I
3	Codes convolutifs de rendement 2/3	Annexe p-I
4	Codes 8-PSK d'Ungerboeck	Annexe p-II
5	Codes 16-QAM d'Ungerboeck	Annexe p-II

Liste des figures :

Numéro	Titre	Page
Fig1.1	Eléments d'une chaîne de communication numérique	2
Fig1.2	Forme d'onde (a) et constellation (b) pour une modulation ASK	4
Fig1.3	Forme d'onde (a) et constellations (b) pour une modulation PSK	4
Fig1.4	Forme d'onde (a) et constellations (b) pour une modulation FSK	5
Fig1.5	Modèle du canal AWGN	6
Fig1.6	Modèle du canal multitrajets	7
Fig1.7	Démodulation par corrélation	9
Fig1.8	Démodulation par filtrage adapté	10
Fig1.9	L'accès FDMA	12
Fig1.10	L'accès TDMA	13
Fig1.11	L'accès CDMA	13
Fig2.1	Encodeur convolutif (2, 1, 2)	17
Fig2.2	Partitionnement 8PSK	35
Fig2.3	Encodeur convolutif MCT 8PSK	37
Fig2.4	Modulateur MCT	38
Fig2.5	Codeur convolutif MCT	39
Fig2.6	Encodeur d'un code en coset	42
Fig2.7	Lattice Z^2	43
Fig2.8	Lattice RZ^2	44
Fig2.9	Partitionnement RZ^2	45
Fig2.10	Encodeur MCT en coset 16-QAM	47
Fig2.11	Encodeur différentiel	48
Fig3.1	Canal MIMO	53
Fig3.2	Structure d'un codeur/décodeur spatio-temporel	56
Fig3.3	Schéma d'un émetteur à diversité d'émission	58
Fig3.4	STTC avec 2 antennes d'émission, 4PSK, 4 état, 2bit/s/Hz	60
Fig3.5	STTC avec 2 antennes d'émission, 4PSK, 8 état, 2bit/s/Hz	60
Fig3.6	STTC avec 2 antennes d'émission, 4PSK, 16 état, 2bit/s/Hz	61
Fig3.7	STTC avec 2 antennes d'émission, 8PSK, 8 état, 3bit/s/Hz	62
Fig3.8	Trajet multiple dans un canal radiofréquence	64
Fig3.9	ISI à cause du trajet multiple	65
Fig3.10	Réponse fréquentielle du canal radio	66
Fig3.11	sous- porteuses orthogonales pour un système OFDM	67
Fig3.12	Le symbole OFDM et l'intervalle de garde (préfixe cyclique)	69
Fig3.13	Intégration du signal avec intervalle de garde	70
Fig3.14	Schéma de principe du modulateur OFDM	71
Fig3.15	Modulateur OFDM numérique	72
Fig3.16	Démodulateur OFDM numérique	73
Fig3.17	MOD/DEMODO OFDM	74
Fig3.18	Modèle de système MC-CDMA	84
Fig3.19	Génération d'un symbole MC-CDMA	85
Fig3.20	Symbole MC-CDMA avec préfixe cyclique	86

Fig3.21	le récepteur du système MC-CDMA	89
Fig4.1	Principe de fonctionnement de DSSS (source : IEEE 802.11b)	93
Fig4.2	Principe de l'accès TDMA-TDD	94
Fig4.3	système de communication de la solution 1	96
Fig4.4a	Schéma de l'émetteur de la solution 2	98
Fig4.4b	Schéma du récepteur de la solution 2	99
Fig4.5	Résultats de la simulation des 3 chaînes suivantes dans canal AWGN : 1- OFDM, 2- MC-CDMA, 3- MC-CDMA avec MCT (Modulation codée en treillis)	101
Fig4.6	Résultats de la simulation des 3 chaînes suivantes dans canal multipath AWGN : 1- OFDM, 2- MC-CDMA, 3- MC-CDMA avec MCT (Modulation codée en treillis)	104
Fig4.7	Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans canal MIMO AWGN : 1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MC.	106
Fig4.8	Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans canal MIMO multipath AWGN avec L = 1: 1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MCT	109
Fig4.9	Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans canal MIMO multipath AWGN avec L = 8: 1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MCT	110

Liste des symboles :

Symbole	Description
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
MCT	Modulation Codée en Treillis
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
TDD	Time Division Duplex
AWGN	Added White Gaussian Noise
MIMO	Multiple Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
MISO	Multiple Input Single Output
ASK	Amplitude Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Qaudrature Amplitude Mudulation
ISI	Inter- Symbol- Interference
STTC	Space Time Trellis Code
STBC	Space Tile Block Code
LSE	Least-Squares Error
MCP	Matrice de contrôle de parité
SOVA	Soft Viterbi Algorithm
I.I.D	Indépendant et Identiquement Distribué
DAB	Digital Audio Broadcasting
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
GSM	Global System of Mobile
LAN	Local Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
CCITT	Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique

Table des matières

Introduction générale

Chapitre 1 : Etat de l'art sur la communication et l'accès multiples

1.1 Chaîne de communication numérique	1
1.2 Objectif de transmission	3
1.3 Les principales modulations numériques	3
1.3.1 La modulation par saut d'amplitude (PAM ou ASK)	3
1.3.2 La modulation par saut de phase (PSK)	4
1.3.3 La modulation par saut de fréquence (FSK)	5
1.4 Modèle du canal AWGN	6
1.5 Modèle du canal multitrajets	6
1.6 Démodulation numérique	8
1.6.1 Démodulation par corrélation	8
1.6.2 Démodulation par filtrage adapté	9
1.7 Problème d'accès multi utilisateurs	11
1.8 Les Techniques d'accès multiples	12
1.8.1 Le FDMA (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)	12
1.8.2 Le TDMA (<i>Time Division Multiple Access</i>)	12
1.8.3 Le CDMA (<i>Code Division Multiple Access</i>)	13
1.9 Conclusion	14

Chapitre 2 : Codes correcteurs d'erreurs « Code convolutif » et la modulation codée en treillis

2.1 Introduction	15
2.2 Codes en bloc	16
2.3 Codes convolutifs	17
2.3.1 Introduction & Définitions	17
2.3.2 Réalisation d'encodeur convolutifs à partir des tables de codes	21
2.3.3 Représentations graphiques de l'encodeur convolutif	22
2.3.3.1 Représentation en Treillis	22
2.3.3.2 Représentation en graphe d'état et en fonction de transfert	23
2.3.4 Technique de décodage (<i>Algorithme de Viterbi</i>)	25
2.3.4.1 Algorithme de Viterbi	26
2.4 Les Modulation Codées en Treillis (<i>MCT</i>)	33
2.4.1 Introduction	33
2.4.2 Exemple introductif	34
2.4.3 Représentation d'Ungerboeck	37
2.4.3.1 Set partitionning	37
2.4.3.2 Codes convolutifs pour les MCT	38
2.4.4 Représentation analytique de Calderbank et Mazo	40

2.4.4.1 Description de la méthode	40
2.4.5 Représentation sous forme de codes en coset	42
2.4.6 Invariance à la rotation de phase	47
2.4.6.1 Un code convolutionnel est invariant à la rotation de phase	49
2.5 Conclusion	51

Chapitre 3 : Canal et système MIMO, le codage spatio-temporel et la modulation MC-CDMA

3.1 Les canaux MIMO	52
3.2 Techniques de la diversité	54
3.3 Codage spatio-temporel	55
3.3.1 Codes spatio-temporels en bloc (STB)	57
3.3.2 Codes spatio-temporels en treillis (STT)	57
3.4 Modulation OFDM (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)	63
3.4.1 Présentation	63
3.4.2 Problème du multitrajet	63
3.4.3 Porteuses orthogonales	67
3.4.4 Intervalle de garde	68
3.4.5 Implantation numérique	70
3.4.6 Le modulateur	71
3.4.7 Le démodulateur	72
3.4.8 Résistance aux perturbations	73
3.4.9 Schéma bloc d'un système OFDM	74
3.5 La technique d'accès CDMA	75
3.5.1 Introduction aux techniques d'accès multiples	75
3.5.2 Exemple de CDMA	77
3.5.3 Présentation de CDMA	80
3.6 Le MC-CDMA	83
3.6.1 Principe	83
3.7 Conclusion	90

Chapitre 4 : Simulation et Résultats

4.1 Présentation du standard IEEE 802.11a\b\g	91
4.1.1 DSSS (<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>)	93
4.1.2 TDMA-TDD	94
4.1.3 Limites	94
4.2 Solution proposée	95
4.2.1 Présentation de la première solution	96
4.2.2 Présentation de la deuxième solution	98
4.2.3 Simulation de la chaîne numéro 1	100
4.2.4 Simulation de la chaîne numéro 2	105
4.2.5 Conclusion	110

Conclusion générale

Bibliographie

Annexe

INTRODUCTION GENERALE

Entre humains, la communication peut s'établir au moins entre deux personnes. Seulement, entre ces deux personnes la communication ne peut se faire qu'à travers un canal. Il peut s'agir simplement, comme il est d'usage, d'une communication directe. Dans ce cas ce qui est émis ou dit par une personne est directement reçu ou entendu par la seconde personne. Néanmoins, cette communication peut se faire indirectement ; comme par exemple par le biais d'une tierce personne. Autrement dit, cette troisième personne va jouer le rôle d'un canal. Le problème qui va donc se poser est lié à "l'honnêteté" de cette troisième personne supposée transmettre une information entre deux autres personnes sans déformation et en toute intégrité... !

Nous pouvons donc déduire que dans ce cas, et comme il a toujours été le cas, l'intégrité du canal de transmission est primordial surtout quant il s'agit d'information pertinente ou encore de faits historiques qui ont été transmis oralement et de générations en générations.

De nos jours le problème est toujours posé même si les moyens de transmission ont évolués énormément. Il s'agit toujours de transmettre des informations entre un émetteur et un récepteur mais sous formes de signaux électriques, optiques et/ou radioélectriques. Les canaux de transmission posent toujours énormément de problèmes de différentes natures. Des dégradations et des altérations sont subies par ces signaux lors de leurs propagations à travers ces canaux de transmission que l'on appelle souvent média, médium ou même encore supports de transmission. Des parasites appelés bruits ainsi que du filtrage indésirable sont à l'origine de ces altérations que les signaux subissent au niveau de ces médiums. Ces altérations réduisent énormément les performances de ces transmissions et vont parfois jusqu'à rendre les signaux inintelligibles et incompréhensibles. L'objectif dans les chaînes de transmission, classiques ou modernes, est d'atténuer voire même éliminer ces parasites et ces dégradations afin d'augmenter les performances des

chaînes de transmission. Plusieurs opérations sont donc nécessaires, au niveau de l'émetteur pour atteindre ces objectifs.

Actuellement, les données transmises sont numériques voire binaires. Elles doivent subir des opérations de codages et de modulations numériques pour mieux les adapter aux caractéristiques des médias et des supports et augmenter ainsi les performances de la chaîne de transmission. Les méthodes de codages, de différentes natures aussi bien de type source que de type canal, les techniques de modulation et aussi les procédés d'accès aux médiums sont choisis et mis en œuvre selon les canaux de transmission utilisés. Autrement dit, une connaissance des caractéristiques essentielles des canaux est toujours nécessaire. Dans les chaînes de transmission numériques d'aujourd'hui les objectifs visés, pour augmenter la qualité, de service sont un débit élevé et un taux d'erreur par bit, entre l'émission et la réception, le plus faible possible même dans le cas de canaux que l'on peut juger sévères. Les codes correcteurs d'erreurs (*Code convolutif*), la modulation codée en treillis (*MCT*), les systèmes *MIMO* pour les codes *Temps espace* et enfin la technique d'accès multiple *MC-CDMA* sont parmi les techniques et les méthodes utilisées pour atteindre ces objectifs et doivent arriver à lutter contre les bruits Gaussiens, les évanouissements dus à la propagation du signal, les trajets multiples et les interférences inter- symboles et inter- utilisateurs qui sont des exemples typiques des dégradations rencontrées souvent dans les canaux de transmission de nos jours.

Les exemples des chaînes de transmission numériques utilisés aujourd'hui sont nombreux. Parmi ces chaînes certains sont devenus très utilisés à grande échelle et se sont généralisés comme c'est le cas pour les réseaux informatiques locaux sans fils que l'on appelle WLAN (Wireless Local Area Network). Les WLANs utilisent la norme IEEE 802.11a basée sur une modulation numérique de type OFDM. Le débit de transmission dans ce cas est l'un des paramètres clés pour évaluer les performances de ce procédé de transmission surtout lorsque nous savons que les émetteurs comme les récepteurs sont mobiles et que le support est l'espace Hertzien libre. La problématique posée et qui a toujours été posée est comment on arrive à augmenter ce débit lorsque plusieurs facteurs "nuisibles" et pertinents sont à l'œuvre pour le limiter. D'une part, plusieurs émetteurs émettent simultanément, ainsi que les récepteurs qui essaient de réceptionner en même temps, sur le même support d'où

l'importance du "trafic" et de la circulation des données qui limitent inévitablement les performances de la communication comme par exemple les problèmes liés à la congestion. D'autre part, la nature du canal, même s'il est de type Hertzien, dépend de la nature des obstacles, de la mobilité des noeuds et des types des bruits qui existent.

Il s'agit donc de proposer et de mettre en œuvre d'autres méthodes de modulation et de codage permettant d'atteindre ces objectifs.

Dans le cadre de notre mémoire de magister nous nous sommes intéressés plus particulièrement à un exemple type de codes temps-espace en l'occurrence les codes temps-espace ST-TCM (« Space-Time Treillis Coded Modulation »), construits à partir de modulation codée en treillis (MCT). Les MCT doivent permettre d'atteindre, dans un canal AWGN (ADD WHITE GAUSSIEN NOISE), des gains de codage importants par rapports aux modulations non codées de même efficacité spectrale. Le sujet traité dans le cadre de ce magister tente d'étudier des codes temps-espace construits à partir des MCT et éventuellement combinés au MC-CDMA.

En effet, dans le contexte des futurs réseaux sans fil large bande et NGI, la transmission efficace de données multimédia requiert des techniques de codage et de modulation sophistiquées et de très haute efficacité spectrale pour faire face aux évanouissements sélectifs en fréquence du canal radio-mobile et à la limitation de la largeur spectre disponible, ainsi qu'au problème du retard variable. Plusieurs techniques très prometteuses sont actuellement à l'étude comme par exemple :

- Les techniques de codage de canal temps-espace qui reposent sur l'utilisation conjointe d'antennes multiples à l'émetteur et/ou récepteur (« MIMO Multiple Input Multiple Output »).
- La technique de modulation MC-CDMA (« Multi-Carrier Code Division Multiple Access, qui étale les données de chaque utilisateur sur un ensemble de sous- porteuses orthogonales (« OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex ») par un code d'étalement propre à chaque utilisateur, ce qui permet à plusieurs utilisateurs de partager un même canal au même moment.

Nous allons tenter, dans notre travail de magister, d'étudier certaines de ces techniques et surtout de proposer des solutions pour augmenter certaines performances. Pour être objectif et efficace, quant à notre étude et nos simulations, nous nous sommes limités à une application particulière et très sollicitée à savoir les WLAN utilisant la norme IEEE802.11a.

Nous avons choisi de diviser notre mémoire en quatre chapitres :

Le premier chapitre est un Etat de l'art sur la communication numérique et l'accès multiples.

Le second chapitre est consacré à une description succincte sur les Codes correcteurs d'erreurs « Code convolutif » et la modulation codée en treillis

Le troisième chapitre présente les canaux et les systèmes dits MIMO. Il met l'accent sur le codage spatio-temporel ainsi que sur la modulation MC-CDMA.

Quant au dernier chapitre il a été dédié aux résultats des simulations que nous avons effectuées dans ce but. Nous nous sommes intéressés dans ce cadre à la norme IEEE 802.11.

Chapitre 1

Etat de l'art sur la communication numérique et l'accès multiples

Sommaire :

1.1 Chaîne de communication numérique1
1.2 Objectif de transmission3
1.3 Les principales modulations numériques3
1.4 Modèle du canal AWGN6
1.5 Modèle du canal multitrajets6
1.6 Démodulation numérique8
1.7 Problème d'accès multi utilisateurs11
1.8 Les Techniques d'accès multiples12
1.9 Conclusion14

1.1 Chaîne de communication numérique :

Le but d'une modulation est de permettre la transmission des informations d'un émetteur vers un récepteur, à travers un canal de transmission. Ce canal possède un certain nombre de caractéristiques et de contraintes qu'il faut prendre en compte. Par exemple un canal sélectif en fréquence atténue le signal dans certaines bandes de fréquences et l'amplifie dans d'autres bandes. Un canal est généralement perturbé par des signaux parasites et autres interférences, appelés bruits. Ces dégradations, dues en particulier aux effets de filtrage indésirable, ainsi que ces perturbations doivent être prises en compte par le système de transmission. Les données numériques doivent donc subir un certain nombre de transformations avant d'être transmises. De même une autre série de transformations est effectuée au niveau du récepteur pour obtenir à

nouveau les données numériques envoyées. Le schéma ci-dessous résume l'ensemble de cette chaîne (Figure 1.1).

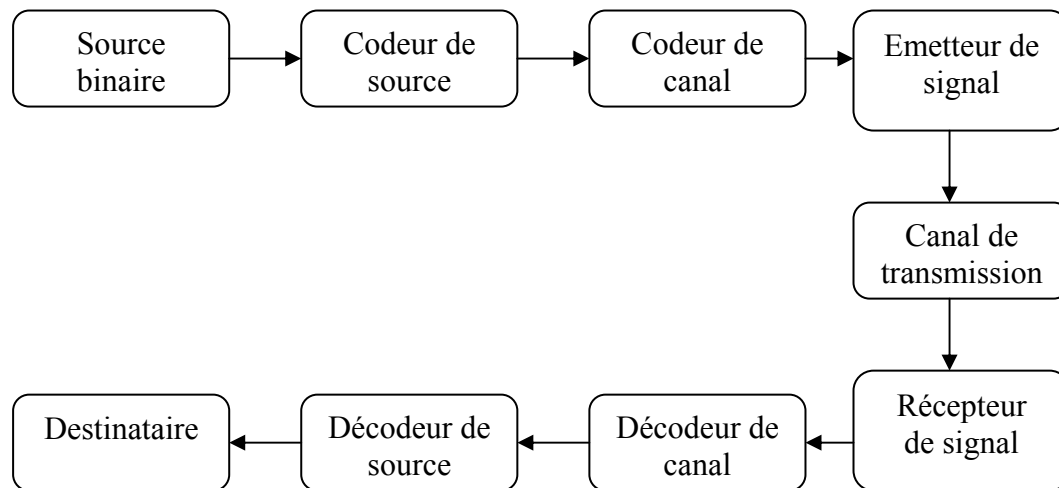


Figure 1.1 Eléments d'une chaîne de communication numérique

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codeur de canal).
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre de signal au canal sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer les différentes techniques de transmission sont les suivantes :

- *La probabilité d'erreur* par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis.

- *L'occupation spectrale* du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission.
- *La complexité de récepteur* dont la fonction est de restituer le signal émis est le 3^{ème} aspect important d'un système de transmission.

1.2 Objectif de transmission :

La transmission d'information nécessite la prise en compte des caractéristiques du canal de transmission, sa bande passante, la puissance maximale admissible et le bruit qu'il génère.

Il est donc nécessaire, pour transmettre un signal, de l'adapter au canal de transmission, deux solutions disponibles : la transmission en bande de base (l'adaptation s'appelle alors du codage), ou la modulation (l'adaptation correspond alors à la transmission sur fréquence porteuse).

A l'émission, la modulation nécessite de faire varier une des caractéristiques d'une sinusoïde de fréquence élevée (la porteuse) au rythme du signal à transmettre. Cette caractéristique est soit son amplitude (on parle alors de modulation d'amplitude), soit sa fréquence (on parle alors de modulation de fréquence), soit sa phase (on parle alors de modulation de phase). A la réception, on essaye de restituer la signal, et ainsi de récupérer l'information transmise : cette restitution est le rôle du démodulateur.

1.3 Les principales modulations numériques :

1.3.1 La modulation par saut d'amplitude (PAM ou ASK)

En modulation par saut d'amplitude, les symboles transmis sont :

$$S_m(t) = A_m g(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.1)$$

Avec $m = 1, 2, M$ et $0 \leq t \leq T$.

Où A_m représente les M différentes amplitudes que peut prendre le signal, codant ainsi les $M = 2^k$ possibles blocs de k bits de la séquence de la source, et $g(t)$ c'est la forme d'onde d'un symbole (exemple : la fonction $g(t) = \text{rect}_T(t)$ « rectangle ») [1].

Exemple de diagramme des constellations et des formes d'onde d'une modulation M-ASK :

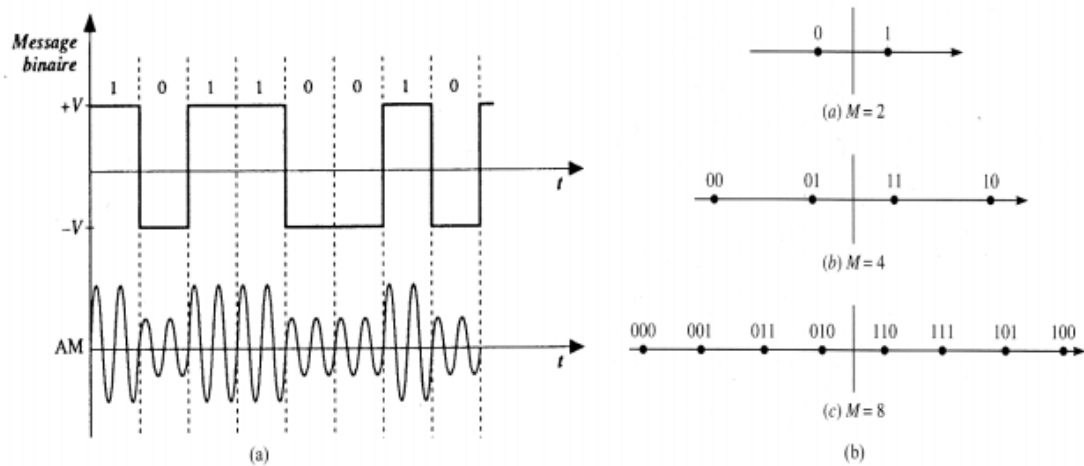


Figure 1.2 Forme d'onde (a) et constellation (b) pour une modulation ASK.

1.3.2 La modulation par saut de phase (PSK)

Pour la modulation par saut de phase (PSK), les symboles transmis sont :

$$S_m(t) = g(t) \cos\left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1)\right] \quad (1.2)$$

Où $2\pi(m-1)/M = \theta_m$ et $m = 1, 2, \dots, M$ sont les phases possibles du signal codant les blocs de k bits de la séquence transmise [1].

Exemple de diagramme des constellations et des formes d'onde d'une modulation M-PSK :

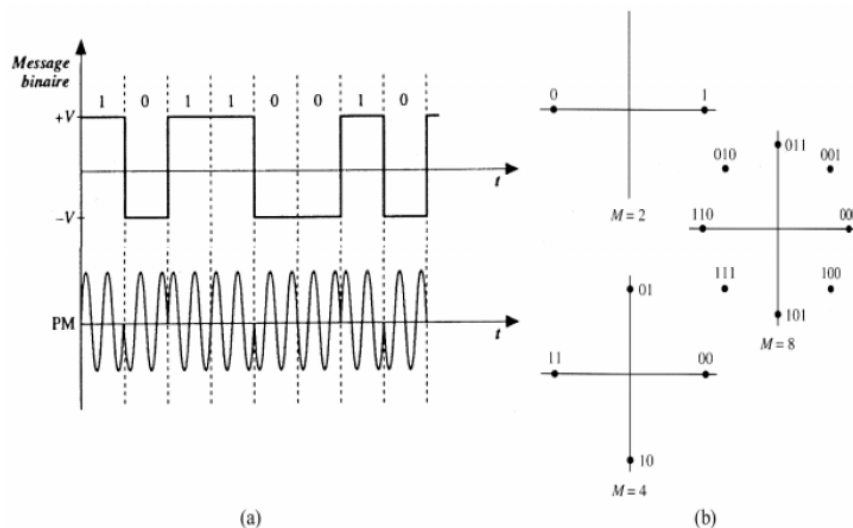


Figure 1.3 Forme d'onde (a) et constellations (b) pour une modulation PSK.

1.3.3 La modulation par saut de fréquence (FSK)

Cette modulation est aussi appelée orthogonale multidimensionnelle car elle génère autant de symboles orthogonaux que d'états de modulation (M). Le signal transmis est à énergie constante (E) et se compose des différents symboles [1]:

$$S_m(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t) \quad (1.3)$$

Exemple de diagramme des constellations et des formes d'onde d'une modulation M-FSK :

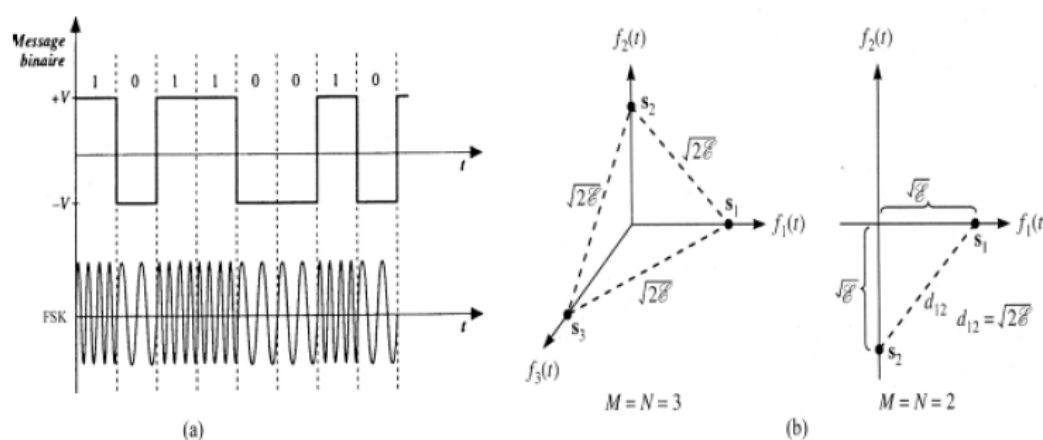


Figure 1.4 Forme d'onde (a) et constellations (b) pour une modulation FSK.

Quant aux modèles des canaux ils sont utilisés afin de simuler et pouvoir étudier et évaluer les caractéristiques et les performances des médiums de transmission. Cette évaluation est effectuée généralement vis-à-vis de certains phénomènes physiques réels, affectant ces médiums, comme par exemple les distorsions, bruits, retards. Suivant le phénomène physique considéré, le modèle du canal varie. Il existe plusieurs types de modèles canaux de transmission. Parmi ces modèles nous pouvons citer le modèle du canal AWGN et le modèle du canal multitrajets...

1.4 Modèle du canal AWGN

Le modèle du canal AWGN est présenté sur la figure 1.5, c'est un processus stochastique suivant une loi gaussienne ($n(t)$, appelé bruit blanc, ajouté à l'onde modulée $s(t)$).

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.4)$$

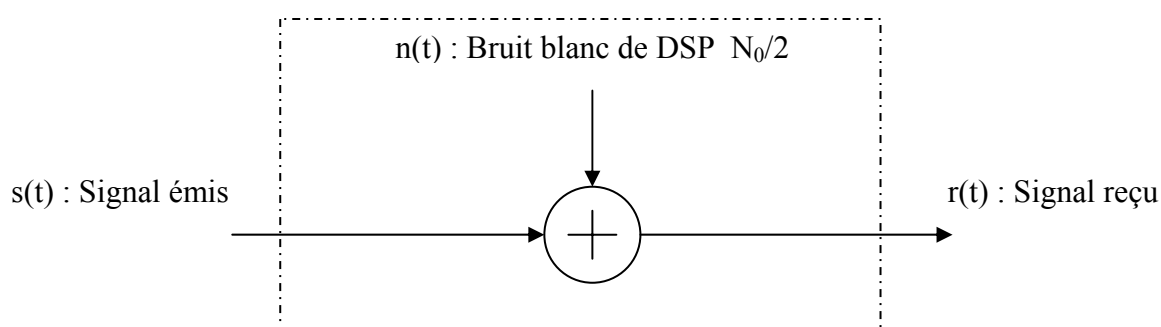


Figure 1.5 Modèle du canal AWGN

Ce modèle ne prend en compte que le bruit rajouté par le médium. La spécificité du bruit blanc réside dans la constance de sa densité spectrale de puissance (N_0) sur toute la bande des fréquences. Du fait de sa largeur de bande infinie.

1.5 Modèle du canal multitrajets

Contrairement au canal AWGN, le canal multitrajets n'est pas stationnaire dans le temps ce qui rend sa modélisation particulièrement complexe [1]. Par contre, le modèle de canal multitrajets (figure 1.6) permet d'une part, d'évaluer l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation dans le médium, et d'autre part d'étudier les interférences des autres utilisateurs qui partagent la même bande. Pour un environnement comprenant (i) utilisateurs et (n) trajets, le modèle est :

$$r(t) = \sum_i \sum_n \alpha_n s_i(t - \tau_n) \quad (1.5)$$

Où α_n et τ_n sont respectivement l'atténuation et le retard du trajet (n), $s_i(t)$ est le signal émis par l'utilisateur (i).

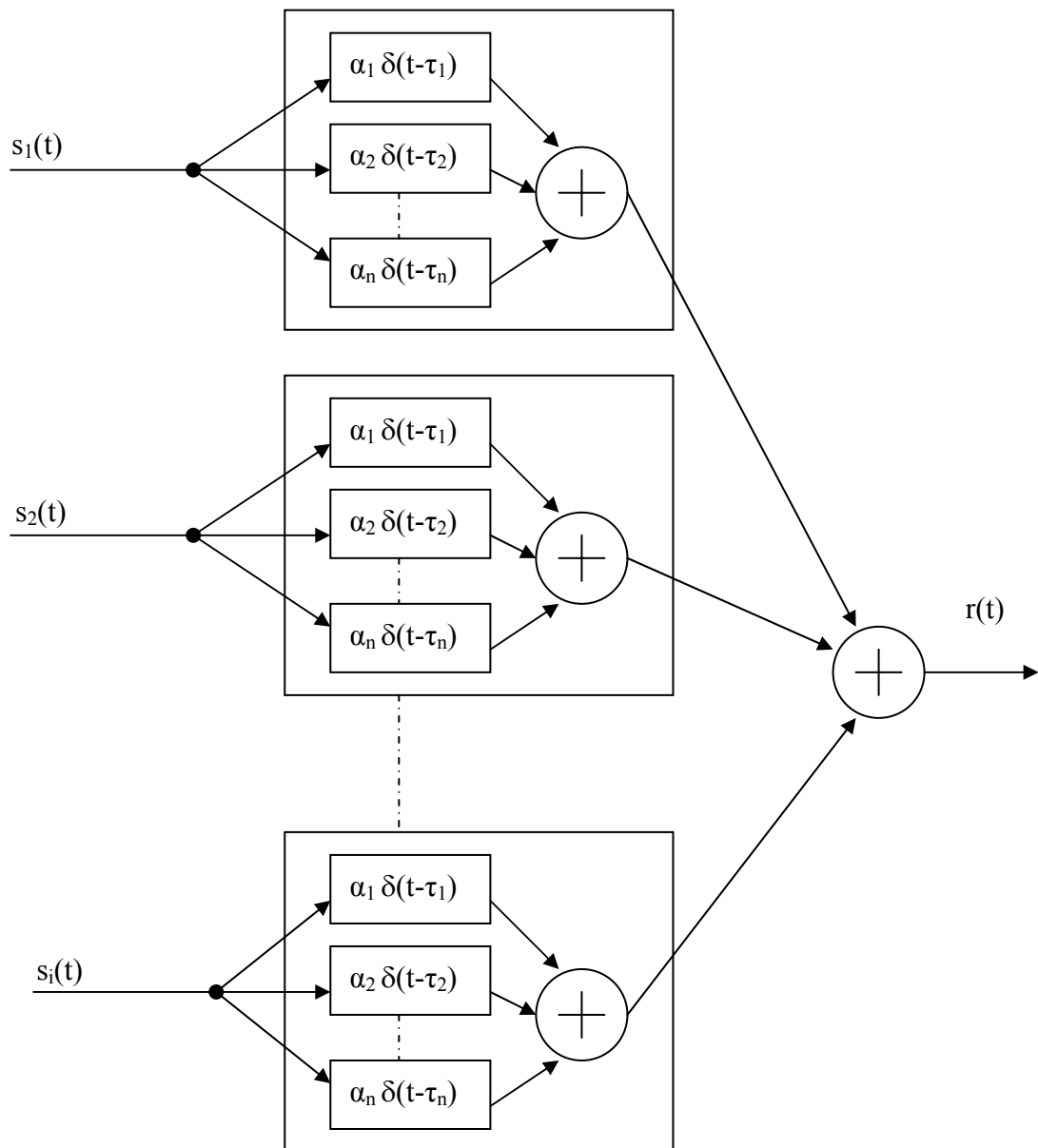


Figure 1.6 Modèle du canal multitrajets

$s_i(t)$ étant fixé par le nombre d'utilisateurs, il existe deux manières pour définir les paramètres du modèle (α_n et τ_n) : statistique ou réelle.

La première consiste à définir les deux paramètres comme des variables aléatoires ayant une fonction de répartition la plus proche de la réalité. Cette méthode donne lieu à des modèles de canaux statistiques et permettent d'évaluer les performances théoriques dans certains cas bien précis. Le modèle le plus répandu est le canal à évanouissement où l'on considère la somme des trajets au niveau du récepteur à un instant (t) est :

$$r(t) = R \cos [\omega_0 t + \theta_m(t) + \Phi] \quad (1.6)$$

Où $\theta_m(t)$ représente la modulation, et où R et Φ sont des variables aléatoires représentant l'effet de la somme de tous les trajets sur l'onde reçue. Dans de type de canal, Φ suit une distribution uniforme entre 2 et 2π alors que R suivra une distribution de Rayleigh dans le cas u canal de Rayleigh ou une distribution de Rice dans le cas du canal de Rice. Le premier est plus souvent utilisé si on considère le cas où tous les trajets ont des puissances approximativement égales, alors que le canal de Rice est plus utile quand on considère un trajet direct auquel s'ajoute plusieurs trajets diffus de même puissance.

Autant le modèle statistique est intéressant pour traiter un cas dans sa généralité, autant il peut s'avérer insuffisant dans l'étude de cas précis. Une autre méthode consiste alors à définir les paramètres (α_n et τ_n) à partir de mesures réalisées. Cette méthode, qui souffre de ne pas être générique, a l'avantage d'être très réaliste et permet de garantir les prévisions du modèle, pour un contexte donné.

Les performances des différentes modulations seront présentées à partir du critère de décision optimale pour un canal AWGN.

1.6 Démodulation numérique

1.6.1 Démodulation par corrélation

Dans un démodulateur par corrélation, le signal $r(t)$ passe à travers une banque de (K) corrélateurs en parallèles qui assurent la projection de $r(t)$ sur chacune des (k) fonctions de base constituant le signal, comme indiqué dans la figure 1.4. La corrélation doit être accomplie sur un symbole ($0 \leq t \leq T$), un échantillonnage à $t = T$ en sortie du corrélateur donnera la valeur exacte de r_k . On obtient alors :

$$r_k = \int_0^T r(t) f_k(t) dt = \int_0^T [s_m(t) + n(t)] f_k(t) dt \quad (1.7)$$

Où n_k représente la composante du bruit projeté sur la k^{ieme} fonction de base du signal. On récupère ainsi l'image de l'onde transmise, et pat là - même, l'information.

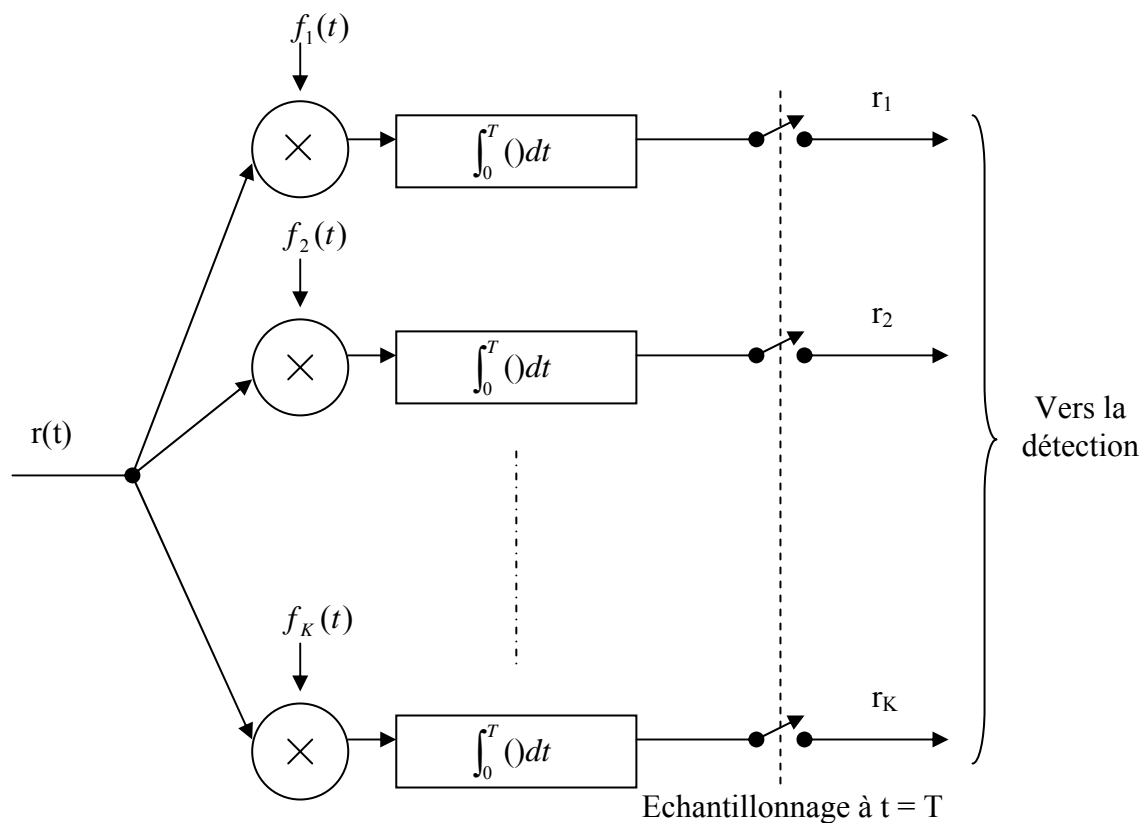


Figure 1.7 Démodulation par corrélation

1.6.2 Démodulation par filtrage adapté

Comme le montre la figure 1.8, la démodulation par filtrage adapté consiste à faire passer le signal $r(t)$ dans une banque de (K) filtres dont la réponse impulsionnelle est égale à l'inverse des fonctions de base du signal émis :

$$h_k(t) = \begin{cases} f_k(T - t) & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.8)$$

Le signal en sortie des filtres est :

$$y_k(t) = \int_0^t r(\tau) h_k(t - \tau) d\tau = \int_0^t r(\tau) f_k(T - t + \tau) d\tau \quad (1.9)$$

Une fois échantillonné à l'instant (T), on obtient les différentes valeurs du vecteur r_k :

$$r_k = y_k (T) = \int_0^T r(\tau) h_k(\tau) d\tau \quad (1.10)$$

L'avantage de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait qu'elle optimise le rapport signal sur bruit en sortie du démodulateur (par exemple le S/N dépend de l'énergie de l'onde $s(t)$ mais pas de ses autres caractéristiques). En contre partie, il n'est pas toujours aisé de reproduire l'inverse d'une fonction de transfert souhaitée.

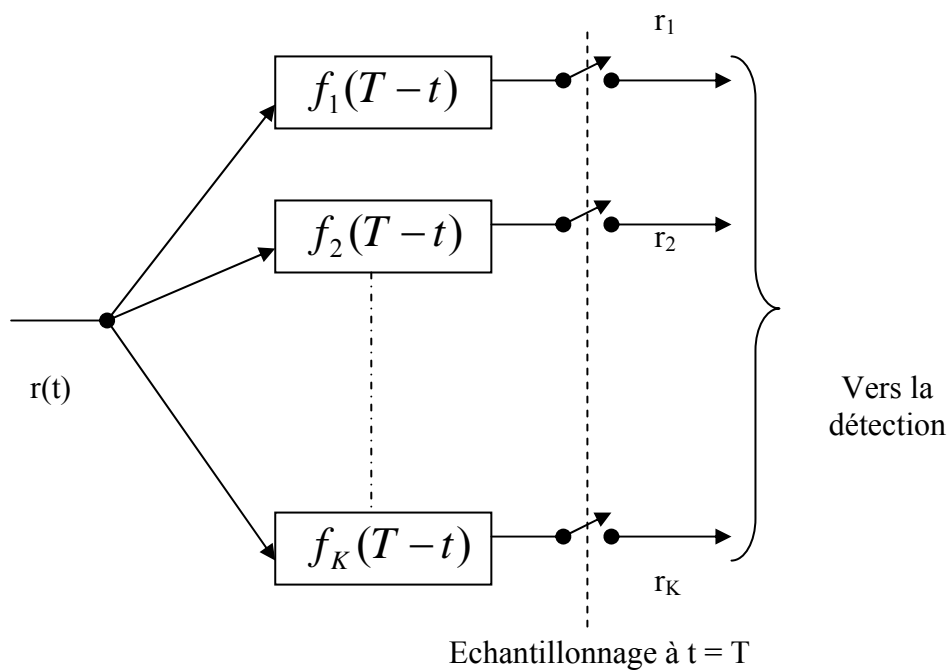


Figure 1.8 Démodulation par filtrage adapté

1.7 Problème d'accès multi utilisateurs

Les systèmes d'E/R destinés aux réseaux de communication doivent prendre en compte le fait que plusieurs utilisateurs vont cohabiter sur le même médium. Cet aspect soulève deux problèmes :

- *La méthode d'accès au médium* : pour partager le médium, on fait appel à des techniques de multiplexages. Chaque technique est spécifique et impose des contraintes différentes sur le système qui parfois ne sont pas acceptables. Dans le cas des réseaux de communication, une certaine flexibilité au niveau du nombre d'utilisateurs est nécessaire, l'idéal étant de pouvoir augmenter ou diminuer leur nombre tout en gardant un débit de transmission constant. Aussi, toujours dans un souci de flexibilité, une méthode d'accès aléatoire (exemple : Internet) et préférée afin d'avoir une plus grande souplesse au niveau du protocole. Cette dernière considération pose le problème de collisions qui augmentent avec le nombre d'utilisateurs, limitant ainsi le débit utile du réseau.
- *La sécurité* : afin de garantir la confidentialité des informations transmises, il est nécessaire de sécuriser les réseaux de communications. Bien que les informations transmises puissent être codées, il apparaît qu'une bonne solution réside dans la sécurisation de la méthode d'accès. Cela permet d'intégrer la sécurisation au niveau de la couche physique la rendant ainsi moins accessible aux utilisateurs tout en offrant un degré de liberté supplémentaire au protocole. Ici aussi, le nombre d'utilisateurs ne doit pas être une contrainte.

Il apparaît clairement que les contraintes imposées par le médium et par les multi utilisateurs sont très sévères pour les communications radiofréquences. Il est donc nécessaire de trouver des solutions afin d'acheminer l'information avec un minimum de pertes, et ce pour un grand nombre d'utilisateurs. Pour résoudre ce problème il existe de nombreuses méthodes d'accès au médium. Dans le cadre des réseaux de communication radiofréquences les plus avantageuses sont celles où les utilisateurs accèdent de manière aléatoire au médium (pas de notion de demande d'émission, de maître/esclave ou de jetons). Les trois méthodes les plus utilisées sont : le FDMA, le TDMA et le CDMA, car elles apportent un maximum de flexibilité au niveau du protocole.

1.8 Les Techniques d'accès multiples

1.8.1 Le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)

Dans cette méthode, la bande de fréquences est divisée en sous bandes allouées à chaque utilisateur comme le montre la figure 1.9.

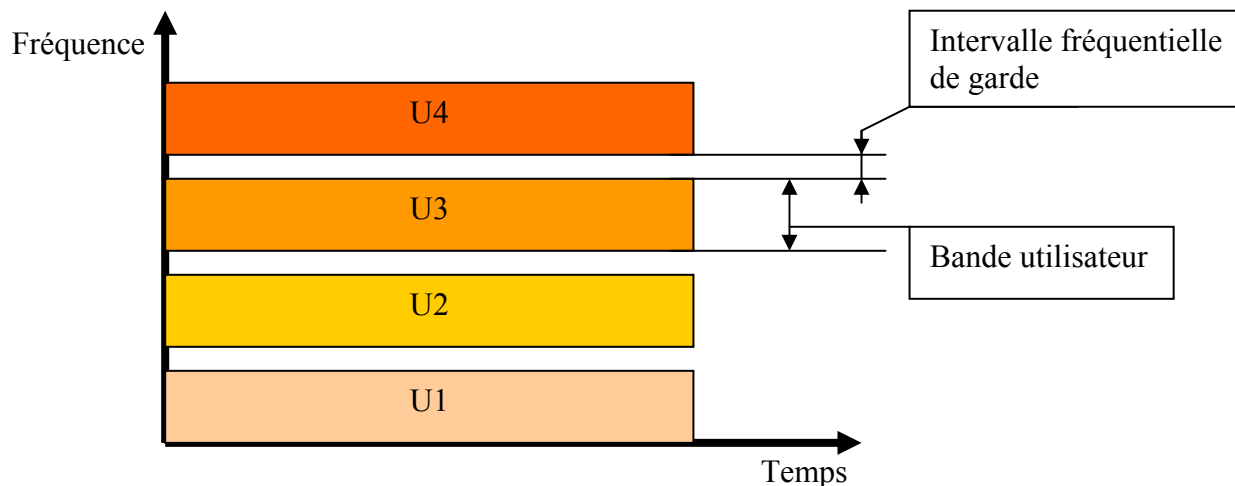


Figure 1.9 L'accès FDMA

Il y a deux inconvénients majeurs à cette méthode d'accès. D'abord, afin de limiter les interférences entre canaux adjacents, il est nécessaire de prévoir un intervalle de garde entre les canaux diminuant ainsi la bande de fréquence utile. Ensuite, la complexité du système d'E/R est alourdie car il doit être à même de travailler sur plusieurs fréquences. Cela nécessite la réalisation de synthétiseurs de fréquences et surtout de plusieurs filtres (un pour chaque canal) figeant ainsi la flexibilité du système au niveau du nombre d'utilisateurs. Cette technique est très utilisée en téléphonie classique.

1.8.2 Le TDMA (*Time Division Multiple Access*)

Dans cette méthode [2], l'accès au médium se fait à des instants différents pour chaque utilisateur (figure 1.10). La division est temporelle et permet ainsi un plus grand débit que le FDMA (pas de fréquence de garde). En outre, cette méthode est plus flexible au niveau du nombre d'utilisateurs à partir du moment où le temps d'accès est paramétrable. L'inconvénient majeur de cette méthode est la nécessité d'une horloge commune à tous les utilisateurs qui peut poser des problèmes de synchronisation. Associée au FDMA, cette méthode d'accès est utilisée pour la téléphonie mobile GSM.

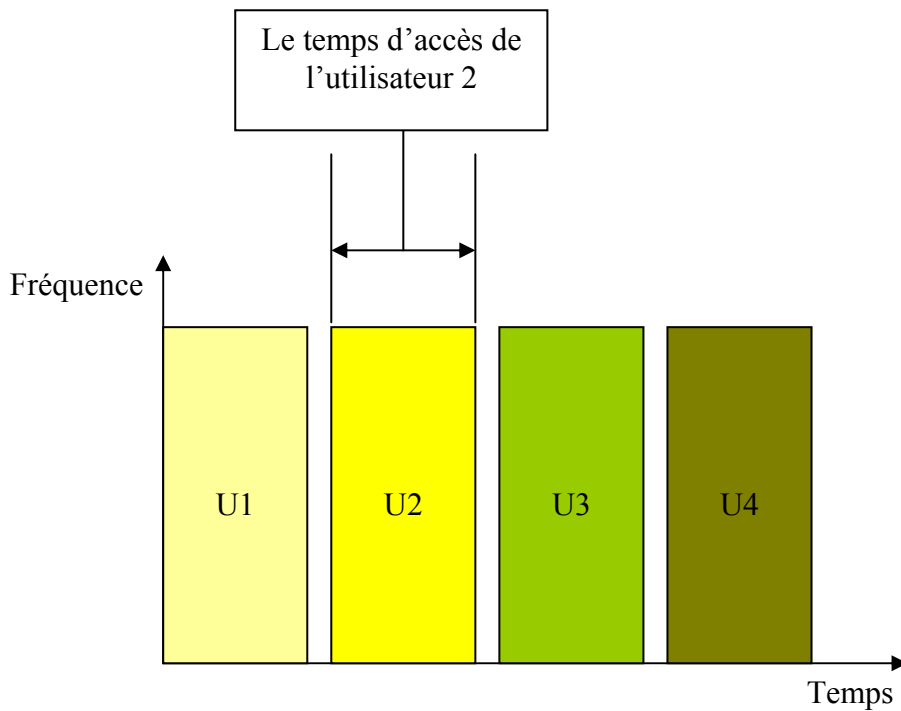


Figure 1.10 L'accès TDMA

1.8.3 Le CDMA (*Code Division Multiple Access*)

Le principe du CDMA (figure 1.11) repose sur le fait que le canal (en termes de fréquence porteuse et de bande passante) est unique, que les utilisateurs y accèdent de manière complètement aléatoire, et que la distinction entre chaque utilisateur se fait par un code (appelé aussi signature) corrélé à l'information transmise. La récupération de l'information ne peut se faire qu'en décorrélant le code de l'information. Un code propre est attribué à chaque utilisateur, c'est lui qui fixe le débit pour chacun d'eux ainsi que leur nombre.

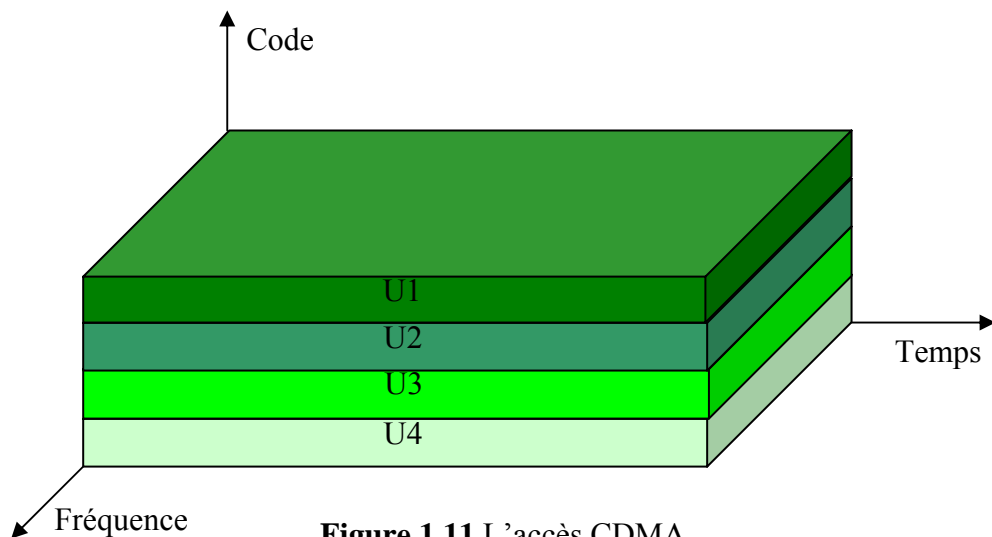


Figure 1.11 L'accès CDMA

L'inconvénient réside dans le fait que la corrélation de l'information avec le code induit une certaine redondance de l'information et donc diminue le débit réel, c'est pourquoi la bande utilisée est beaucoup plus large que la bande nécessaire. Par contre, la décorrélation lors de la réception permet de récupérer l'information même si elle est fortement bruitée. Cela permet d'émettre avec des puissances plus faibles, noyant ainsi l'information dans le bruit et rendant le système moins perturbateur. Grâce au code, cette méthode est sécurisée. Enfin, excepté quelques systèmes très spécifiques [3], le système est parfaitement asynchrone. En outre, la technique CDMA est intégrée dans la plupart des normes (802.11X, UMTS) qui imposent implicitement l'utilisation des techniques d'étalement de spectre qui sera détaillé par la suite dans ce mémoire.

Même si le TDMA est plus performant que le FDMA en termes de flexibilité et de débit, le CDMA apparaît comme la méthode la plus appropriée pour les communications (indoor), et notamment pour les réseaux locaux sans-fil (WLAN) [4].

D'un point de vue multi-utilisateurs, elle répond aux besoins suivants :

- Sécurisation de l'information grâce à la signature.
- Flexibilité car elle se superpose facilement à un système existant.
- Flexibilité en termes de nombres d'utilisateurs et de débit via le code.
- Accès parfaitement aléatoire (asynchrone).
- Possibilité d'utiliser une norme facilitant les comptabilités et assurant la légalité du système.

1.9 Conclusion

Certes les techniques de modulation numériques ainsi que les méthodes d'accès présentent des avantages et des inconvénients. La question qui peut être posée est d'améliorer la qualité de service (corriger les erreurs de transmission au maximum) et d'augmenter le débit de transmission (améliorer la technique d'accès) ? Pour tenter de répondre à cette question, nous allons étudier les codes correcteurs d'erreurs (*Code convolutif*), la modulation codée en treillis (*MCT*), le système *MIMO* pour les codes *Temps espace* et enfin la technique d'accès multiple *MC-CDMA*.

Chapitre 2

Codes correcteurs d'erreurs « Code convolutif » et la modulation codée en treillis

Sommaire :

2.1 Introduction15
2.2 Codes en bloc16
2.3 Codes convolutifs17
2.4 Les Modulation Codées en Treillis (MCT)33
2.5 Conclusion51

2.1 Introduction

Les codes correcteurs d'erreurs sont un outil visant à améliorer la fiabilité des transmissions sur un canal bruité. La méthode utilisée consiste à envoyer sur le canal, plus de données que la quantité d'information à transmettre. Une redondance est ainsi introduite. Si cette redondance est structurée de manière exploitable, il est alors possible de corriger d'éventuelles erreurs introduites par le canal. On peut alors, malgré le bruit, retrouver l'intégralité des informations transmises au départ. Une grande famille de codes correcteurs d'erreurs est constituée de codes par blocs. Pour ces codes l'information est d'abord coupée en blocs de taille constante. Chaque bloc est transmis indépendamment des autres, avec une redondance qui lui est propre. La plus grande sous-famille de ces codes rassemble ce que l'on appelle les codes linéaires.

2.2 Codes en bloc

Dans les codes en bloc, le message à transmettre est découpé en blocs de (k) bits, qui sont alors traités séparément par le codeur. On appelle code un ensemble (C) de 2^k (n) uplets de bits, avec $(n > k)$, dont les éléments sont appelés mots. Les blocs à transmettre sont traduits en des éléments du code, chacun des 2^k messages différents possibles correspondant de manière unique à un des mots du code. On appelle distance de Hamming entre deux mots du code le nombre de composantes par lesquelles ils diffèrent. La distance minimale d'un code (C) , notée (d) , est alors la distance de Hamming minimale entre deux mots quelconques. Un code est alors défini par les trois paramètres $[n, k, d]$, où (n) est la taille du code, (k) sa dimension et (d) sa distance minimale.

On montre qu'un code est capable de corriger $[e = \text{Integer}((d-1)/2)]$ erreurs. En effet, si on sait qu'un mot (x) a été transmis avec (e) erreurs ou moins, et si on reçoit le (n) uplets (x') alors (x) est le mot (a) du code tel que $d(x', a)$ soit minimal : le décodage s'effectue donc en calculant les distances entre (x') et tous les mots du code.

- le rapport $[d/n]$ renseigne donc sur la fiabilité du code.
- Le rapport $R = k/n$ est appelé taux du code. Plus il est proche de (0) et plus la redondance introduite, et donc le temps de transmission est important (débit faible).

On peut citer quelques codes en bloc existe dans la littérature :

- Le code à répétitions.
- Le code de Hamming.
- Les codes de Reed-Solomon.
- Les codes de Goppa.
- Les codes cycliques (BCH, Reed Muller, Golay...).
- Les codes aléatoires.

Après certaines études fait par des laboratoires de recherches qu'il est impossible d'avoir en même temps une fiabilité et un taux élevés. Toute la difficulté de la construction des codes est de trouver le bon compromis.

Dans notre étude on a intéressé d'utiliser les codes correcteurs d'erreurs convolutionnels pour la modulation codée en treillis.

2.3 Codes convolutifs

2.3.1 Introduction & Définitions

Nous allons étudier en particulier les codes convolutifs qui sont un des éléments constitutifs des MCT. Nous allons présenter dans cette partie de mémoire l'ensemble des notions nécessaires à leur étude ainsi que les critères de performance. Les codes convolutifs ont été introduits en 1955 par Elias [5] comme une alternative aux codes en blocs linéaires [6]. Peu de temps après Wozencraft [7] et Massey [8] proposent des méthodes efficaces de décodage de ces codes. Mais c'est à partir de 1967 que les codes convolutifs deviennent très populaires grâce à Viterbi qui propose un algorithme de décodage simple à mettre en œuvre [9]. La figure (figure 2.1) suivante présente un encodeur convolutif :

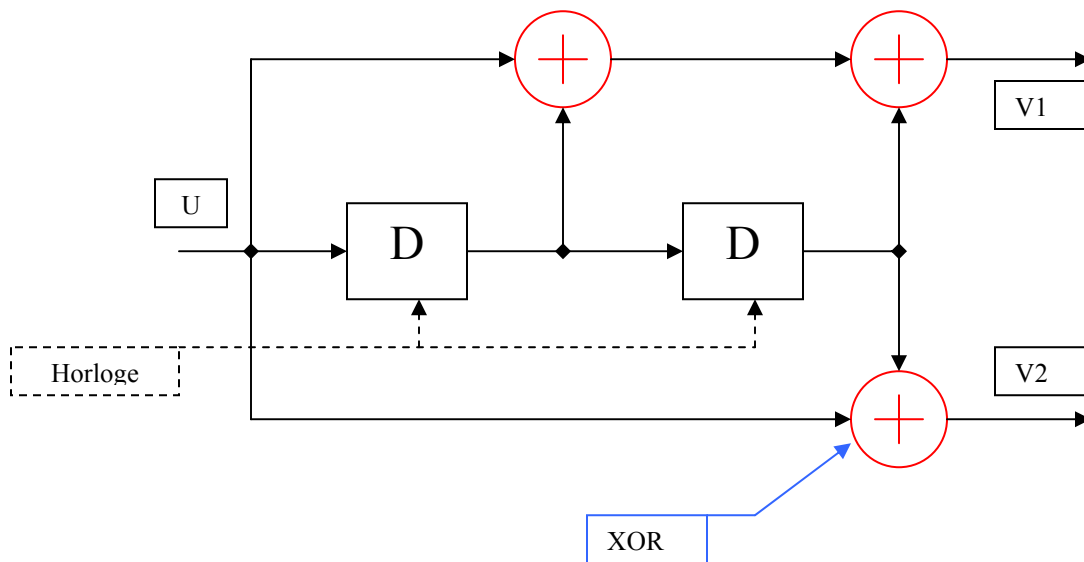


Figure 2.1 Encodeur convolutif (2, 1, 2)

A chaque instant (t) du temps, pour un bit en entrée, le système émet deux bits en sortie. Le codeur est composé de deux registres à décalage et de deux additionneurs module 2 que l'on peut implémenter grâce à une fonction (XOR). Un code convolutif est décrit par un polynôme générateur (G), soit dans le domaine temporel (où la sortie (V) est obtenue par une convolution entre la séquence d'entrée (U) et le polynôme générateur (G), d'où le nom convolutif), soit plus couramment dans le domaine de la transformé en D :

Où (F) un corps fini défini sur GF (2) (le Corps de Galois). Une séquence de bits, $\{a_m\}$ peut être représentée par sa transformée en D :

$$a (D) = \sum_{m = -\infty}^{+\infty} a_m D^m \quad (2.1)$$

L'opérateur D peut être vu comme un opérateur de retard unitaire. C'est la seule propriété commune avec la transformée en Z.

Définition II (*code convolutif*)

Un code convolutif C (G) est un ensemble de séquences vectorielles v (D) (sortie) de dimension (n) qui peuvent être formées en multipliant la matrice génératrice du code G (D) par une séquence vectorielle quelconque u (D) (entrée) de dimension (k), avec $k < n$, dont les composants polynomiaux sont causaux et binaires. Mathématiquement :

$$C (G) \overset{\Delta}{=} \{ v (D) = u (D) G (D), u (D) \in F_r (D) \} \quad (2.2)$$

Où $F_r (D)$ est l'ensemble des fractions rationnelles des polynômes dans D.

Un code convolutif est souvent décrit par (n, k, m) où (n) le nombre des bits en sortie, (k) le nombre de bits en entrée et (m) le nombre d'éléments mémoire (bascules).

Définition III (*Rendement*)

Le rendement R d'un code convolutif est défini par $R = k/n$.

Définition IV (*Matrice de contrôle de parité*)

Une matrice $H(D)$ de dimension $[(n - k) \times n]$ et de rang $(n - k)$ est dite matrice de contrôle de parité (MCP) d'un code si pour un mot du code $v(D)$, on a $v(D)H^T(D) = 0$.

Cela permet une définition alternative d'un code convolutif :

$$G(D)H^T(D) = 0 \quad (2.3)$$

Lorsque $(n - k) < k$, la MCP devient une description plus compacte du code. $H(D)$ décrit également un code convolutif s'il est utilisé comme générateur, on parle alors du code dual de $G(D)$.

Lemme I (*Equivalence de deux codes convolutifs*)

Deux codes convolutifs sont équivalents s'il existe une matrice (A) invisible de dimension $(k \times k)$ telle que :

$$G_1(D) = AG(D) \quad (2.4)$$

Définition V (*Distance de Hamming*)

La distance de Hamming $d_H(v(D), v'(D))$ entre deux séquence $v(D)$ et $v'(D)$ est égale aux nombre de positions binaires qui différent entre les deux séquence.

Définition VI (*Encodeur systématique*)

Un encodeur convolutif est dit systématique lorsque $v_{n-i}(D) = u_{k-i}(D)$ pour $i = 0, 1, \dots, k-1$. Autrement dit, un encodeur systématique possède la particularité que certaines de ses entrées se retrouvent directement en sortie, alors que les entrée restantes servent de bits de parité (Encodeur convolutif simple est un filtre FIR ou à réponse impulsionnelle de durée finie, mais l'encodeur systématique est un filtre IIR à durée infinie).

Définition VII (*longueur de contrainte*)

La longueur de contrainte v d'un code convolutif est égale au nombre d'éléments retard de son encodeur (nombre de bascules).

Exemple :

Soit de code convolutif (2, 1, 2) de la figure 2.1 :

$$G_1(D) = 1 + D + D^2.$$

$$G_2(D) = 1 + D^2.$$

D'où :

$$G(D) = [G_1(D) \ G_2(D)] = [1+D+D^2 \ 1+D^2].$$

- Encodage :

Si $u = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]$ $\rightarrow u(D) = 1 + D^3 + D^4$.

Comme $v(D) = u(D)G(D)$, on obtient :

$$\begin{aligned} v(D) &= [v_1(D) \quad v_2(D)] \\ &= [u(D)G_1(D) \quad u(D)G_2(D)] \\ &= [1+D+D^2+D^3+D^6 \quad 1+D^2+D^3+D^4+D^5+D^6] \end{aligned}$$

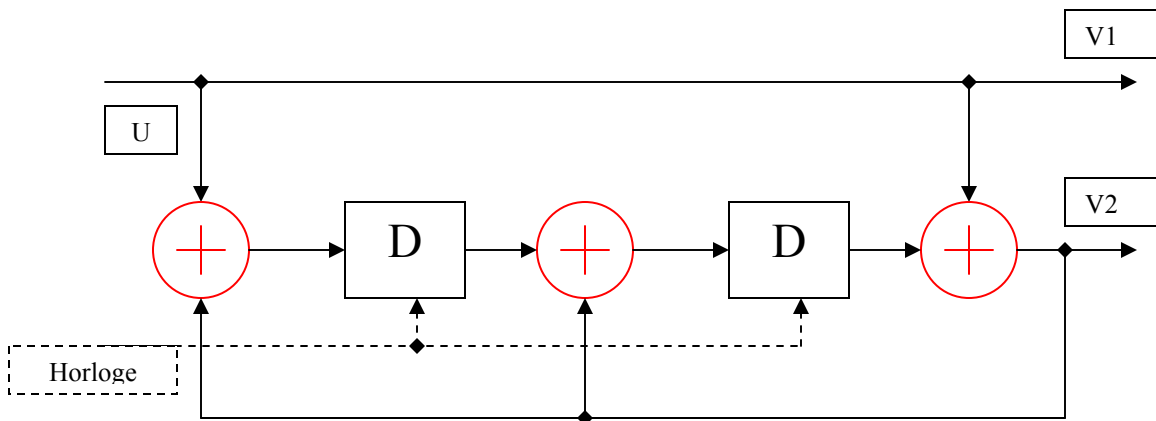
D'où $v = [11 \ 10 \ 11 \ 11 \ 01 \ 01 \ 11]$.

- Forme systématique :

$$G_1(D) \rightarrow \hat{G}_1(D) = 1.$$

$$G_2(D) \rightarrow \hat{G}_2(D) = G_2(D)/G_1(D) = (1+D^2)/(1+D+D^2).$$

D'où la réalisation suivante:



Matrice de contrôle de parité :

$$G(D)H^T(D) = 0 \rightarrow H(D) = [1+D+D^2 \quad 1+D^2].$$

H(D) est la même pour les deux représentation, les deux codes sont donc identiques. En effet :

$$\hat{G}(D) = AG(D) = \frac{1}{1+D+D^2} [1+D+D^2 \quad 1+D^2]$$

2.3.2 Réalisation d'encodeur convolutifs à partir des tables de codes

La détermination de "bons" codes convolutifs (non verrons plus loin ce que ce qualificatif représente) a fait l'objet de nombreuses recherches et les concepteur ont à leur disposition des tables de codes. Les tables en Annexe donnent les meilleurs codes connus à ce jour pour des rendements R de 1/2 et 2/3.

Exemple :

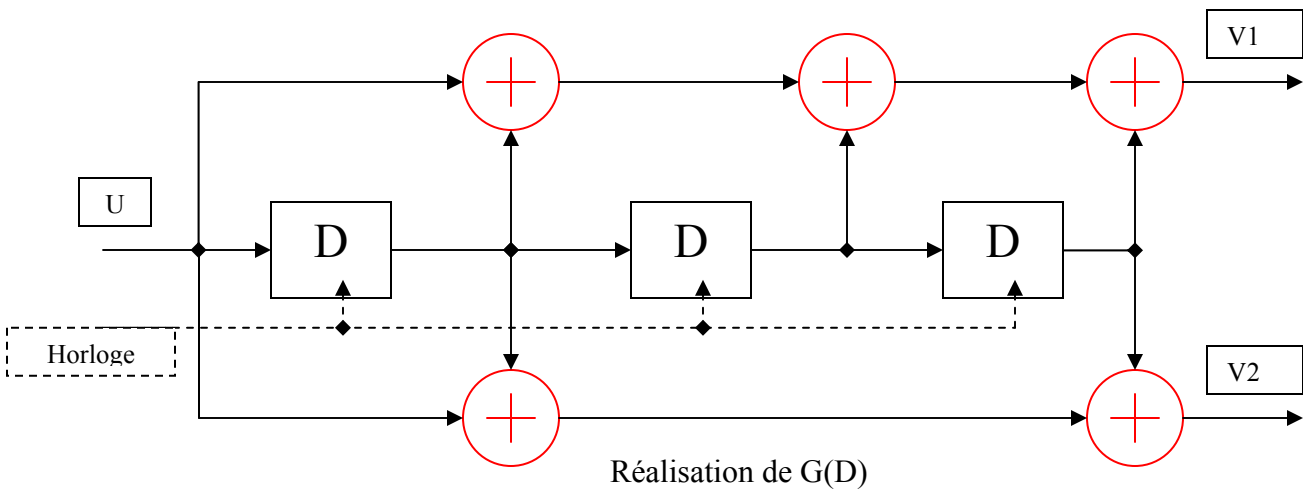
Code (2, 1, 3) de la table, matrice génératrice $G = [17 \ 13]_8 = [1111 \ 1011]_2$

D'où :

$$G(D) = [1+D+D^2+D^3 \quad 1+D+D^3].$$

$$G_{sys}(D) = [1 \quad (1+D+D^3)/(1+D+D^2+D^3)].$$

Ce qui conduit aux deux réalisations suivantes :



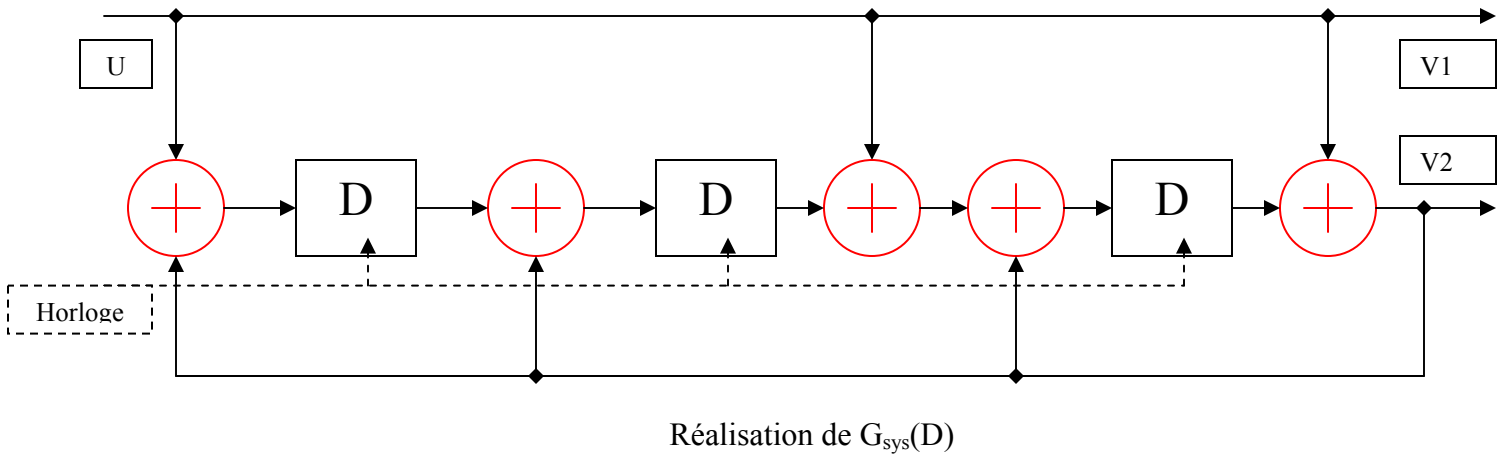
On a dans G_{sys} :

$$V2/U = (1+D+D^3)/(1+D+D^2+D^3) \Rightarrow V2 = U + V2D + UD + V2D^2 + V2D^3 + UD^3$$

$$= U + D[V2 + U + V2D + V2D^2 + UD^2]$$

$$= U + D[V2 + U + D[V2 + V2D + UD]]$$

$$= U + D[V2 + U + D[V2 + D[V2 + U]]].$$



2.3.3 Représentations graphiques de l'encodeur convolutif

2.3.3.1 Représentation en Treillis

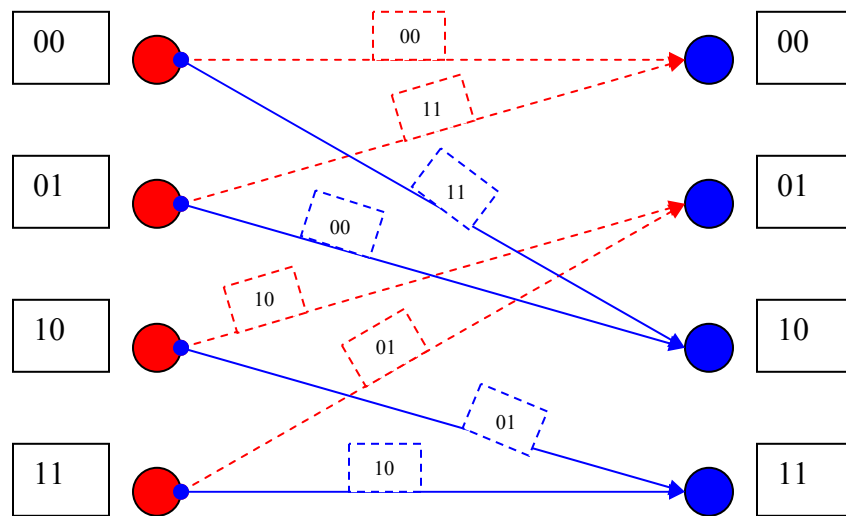
Pour faciliter l'algorithme de décodage, la représentation la plus courante du codage est la représentation en treillis.

L'état du codeur à l'instant (k) est représenté par l'état $\{d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-m}\}$. A chaque arrivée d'un élément binaire (d_k), une sortie (un mot de code) est générée, puis juste après le codeur passe dans l'état suivant qui est $\{d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-m}\}$. Le treillis est formé de nœuds reliés par des branches : les nœuds représentent les différents états du codeur possibles : il y en a 2^{m-1} s'il y a une entrée $2^{(m-1)k}$ s'il y a (k) entrée, les branches représentent les différentes transitions possibles d'un nœuds à un autre (ou d'un état du codeur au suivant) lors de l'arrivée d'un bit d'entrée.

Exemple : voici le treillis du code de la figure 2.1.

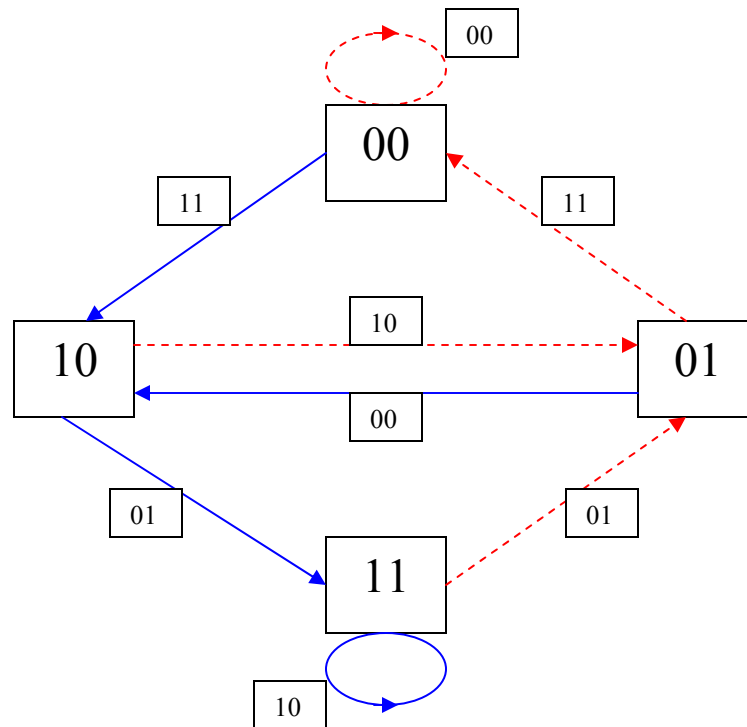
Les états sont $2^2 = 4$ états $\{00, 01, 10, 11\}$.

Partant, par exemple de l'état (00), l'arrivée d'un (0) mène le codeur à l'état (00). Et l'arrivée d'un (1) mène le codeur à l'état (10). A chaque branche on peut associer le mot codé soit les 2 bits de code ici (flèche en pointillé rouge l'arrivée d'un (0), flèche contenue bleue l'arrivée d'un (1)).



2.3.3.2 Représentation en graphe d'état et en fonction de transfert

On déduit de l'exemple du treillis précédent le graphe d'état dans lequel le temps n'intervient pas et qui représente les différentes transitions possibles entre états.



Définition VIII (*Distance libre*)

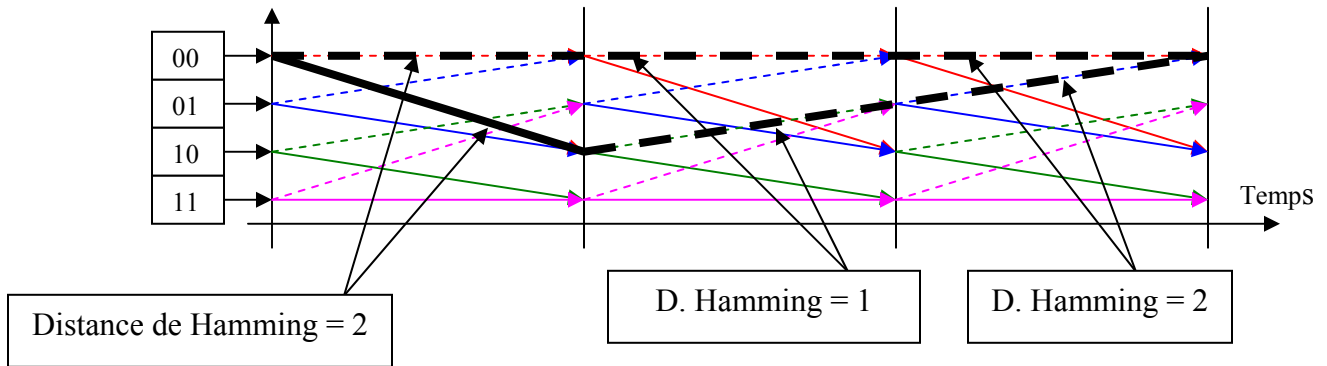
La distance libre (d_{free}) d'un code convolutif est égale à la plus petite distance de Hamming qui existe entre deux séquences qui divergent puis convergent de nouveau :

$$d_{free} = \min_{u', u''}^{\Delta} \{d(v', v'') : u' \neq u''\} \quad (2.5)$$

Avec v' et v'' sont les mots du code correspondant aux séquences u' et u'' .

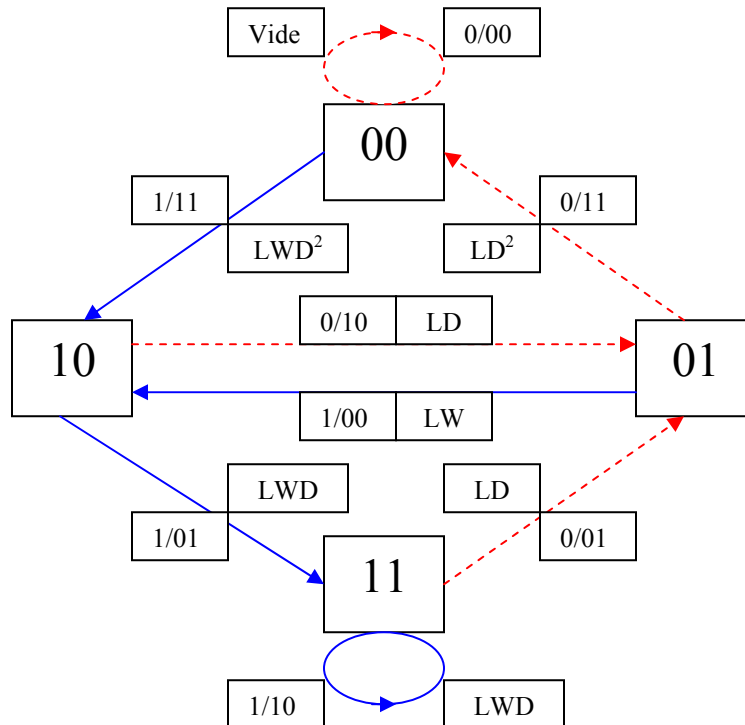
Cette distance représente la distance entre deux chemins les plus proches sans erreur. Plus elle est grande, plus le code sera performant.

On prend l'exemple de la figure 2.1 :

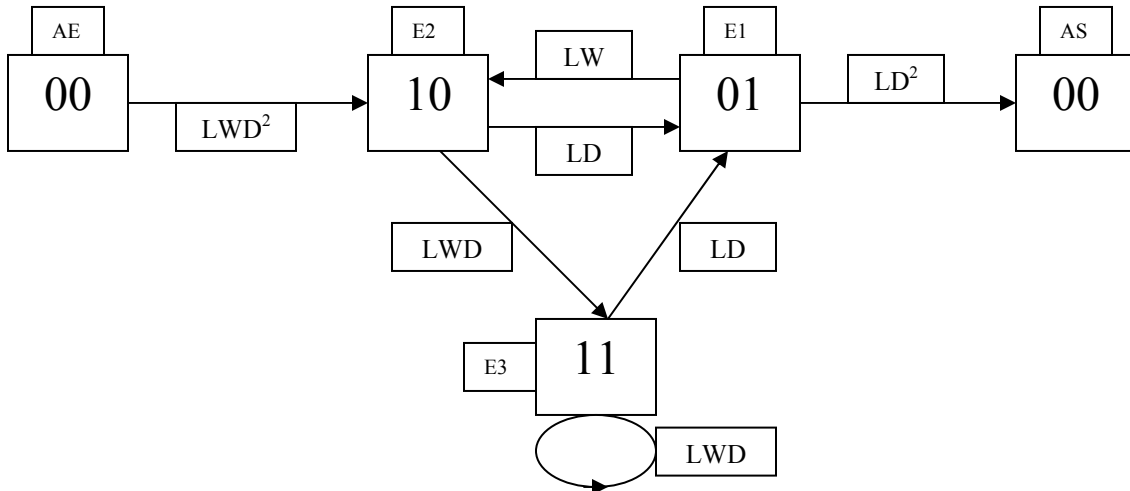


La distance libre de ce code est : $d_{free} = 5$.

On peut à partir de graphe d'état calculer une fonction de transfert qui dépend de la longueur de la séquence [L], le poids de Hamming (le nombre des bits non nuls du mot) [W] et le poids de Hamming de la séquence de sortie codée [D].



On va ouvrir ce graphe pour avoir un nœud d'entrée et un autre de sortie : ces deux nœuds seront les mêmes de façon à observer les chemins qui partent d'un nœud et qui y retournent. On prend l'état (00) comme un nœud d'entrée sortie.



$$E2 = AE \cdot LWD^2 + E1 \cdot LW ; \quad E1 = E2 \cdot LD + E3 \cdot LD ; \quad E3 = E2 \cdot LWD + E3 \cdot LWD$$

$$AS = E1 \cdot LD^2.$$

En utilisant la règle de Mason on trouve la fonction de transfert du code :

$$T(L, W, D) = \frac{WD^5 L^3}{1 - WDL - WDL^2}$$

Le développement en série de T(L,W,D) donne :

$$T(L, W, D) = \sum_w \sum_d \sum_l T_{w,d,l} W^w D^d L^l \quad (2.6)$$

Ce code possède une séquence de longueur L=3 avec une entrée de poids = 1 et une sortie D de poids = 5.

2.3.4 Technique de décodage (Algorithme de Viterbi)

Il existe plusieurs algorithmes de décodage que l'on peut classer en deux grandes familles :

- Les algorithmes optimaux.
- Les algorithmes non optimaux qui se classent en deux groupes principaux :

- les algorithmes séquentiels.
- Les algorithmes à logique majoritaire.

Nous sommes intéressés seulement par les algorithmes optimums (*Décodage optimal selon le critère du maximum de vraisemblance de Viterbi*).

2.3.4.1 Algorithme de Viterbi

A partir du treillis du code convolutif, on réalise les étapes suivantes :

1. On démarre le treillis à l'état 0.
2. On calcul le métrique de branche γ_k de toutes les branches et pour chaque état du treillis.
3. Pour chaque branche, on additionne le métrique de branche γ_k au métrique d'état précédent ce qui donne *le métrique cumulée*.
4. Pour chaque état, on sélectionne le chemin qui possède le métrique cumulé le plus faible (appelé *survivant*) et on élimine les autres chemins. En cas d'égalité, on tire au sort le survivant.
5. on revient à l'étape 2 jusqu'à la fin de la séquence à décoder.
6. A la fin du treillis, on sélectionne la branche de plus faible métrique et on remonte le treillis en passant par le chemin de plus faible métrique ; chaque branche traversée donne la valeur des bits d'information.

On donne :

$$D(r, s_m) = \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \quad (2.7)$$

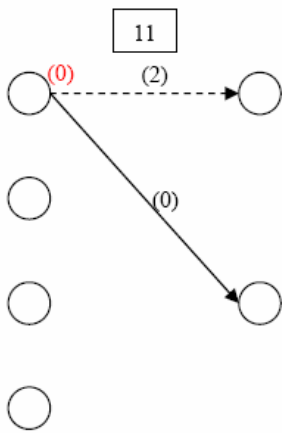
Les $D(r, s_m)$, [$m = 1, 2, \dots, M$] sont appelés les métriques de distance, (s_m) représente l'ensemble des (M) signaux qu'il est possible de transmettre et (r) l'ensemble des (N) signaux qu'il est possible de recevoir ($r_k = s_{mk} - n_k$).

Exemple de codage et de décodage par l'algorithme de Viterbi du codeur de la figure 2.1

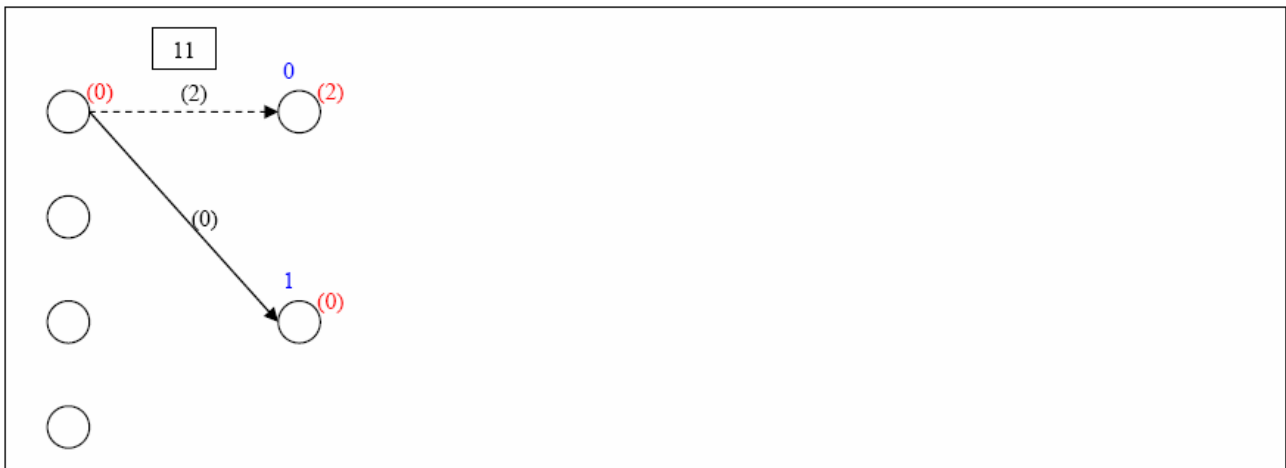
- On considère la séquence d'information suivante : [1, 0, 0, 1].
- La séquence codée est donc : [11, 10, 11, 11].
- Une erreur survient dans la transmission du 3^{ème} bit.
- La séquence reçue est donc : [11, 00, 11, 11].
- On utilise l'algorithme de Viterbi pour décoder cette séquence.



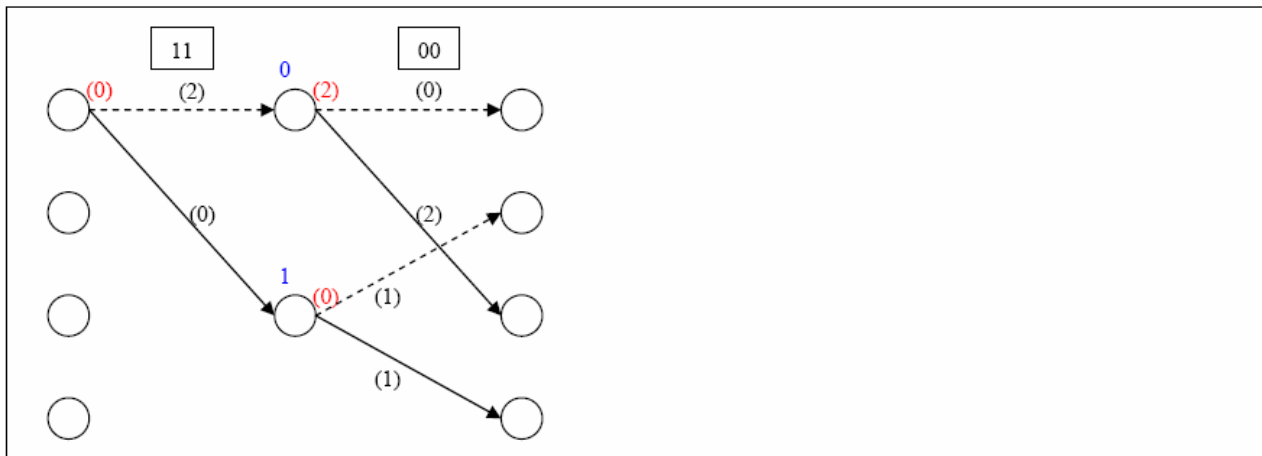
$i = 0$: initialisation du treillis



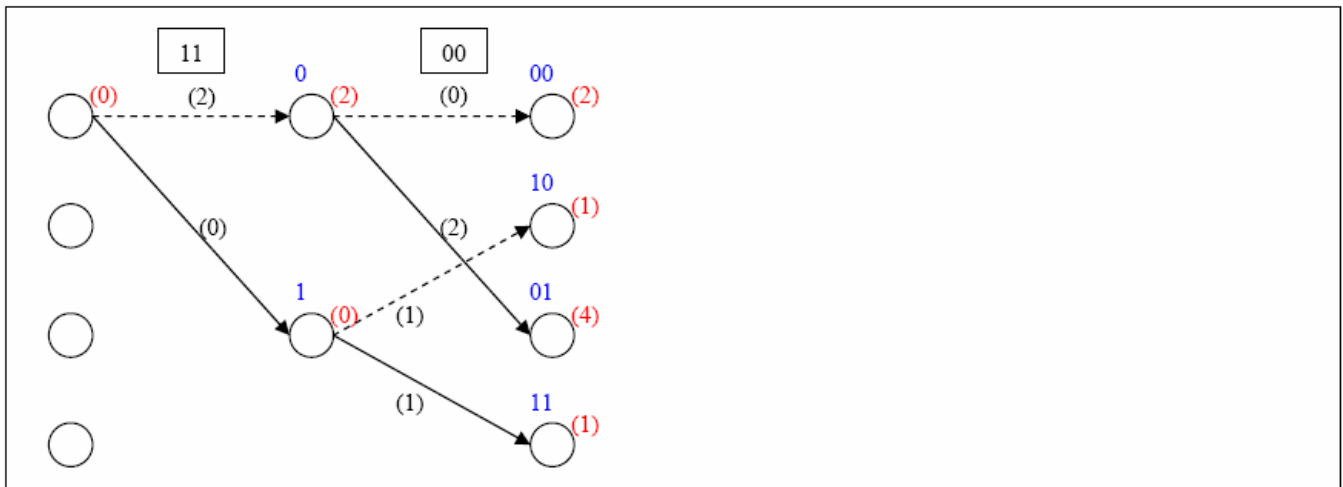
$i = 1$: calcul de métrique de branche



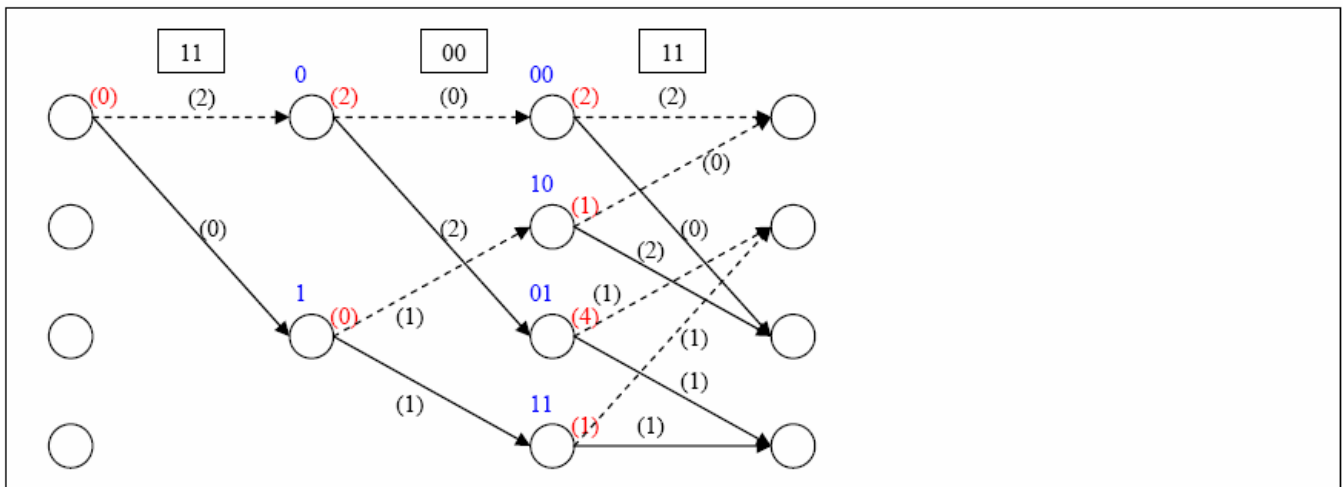
$i = 1$:
-calcul des métriques cumulées
-stockage des séquences survivantes



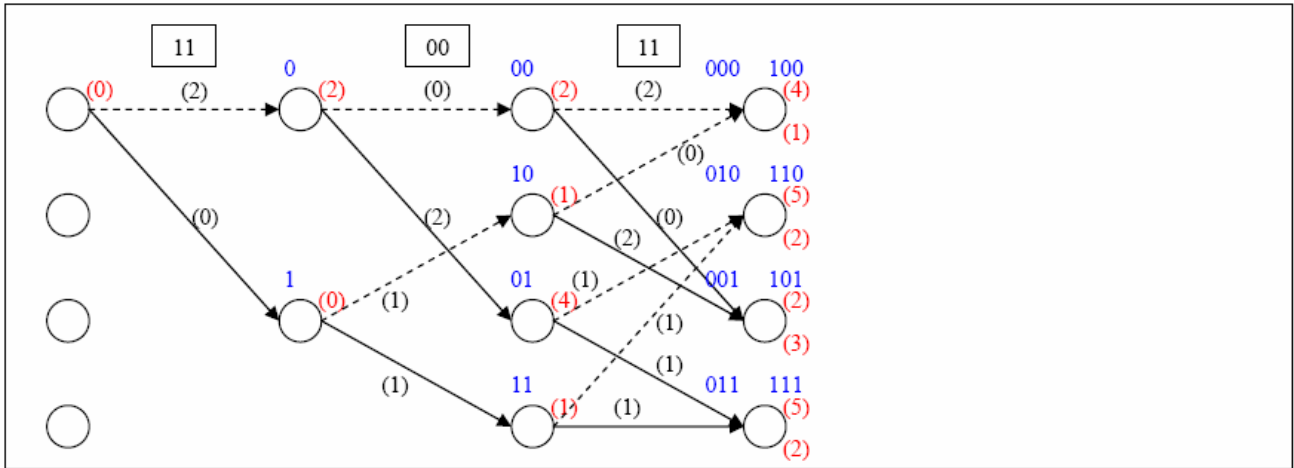
$i = 2$: calcul de métrique de branche



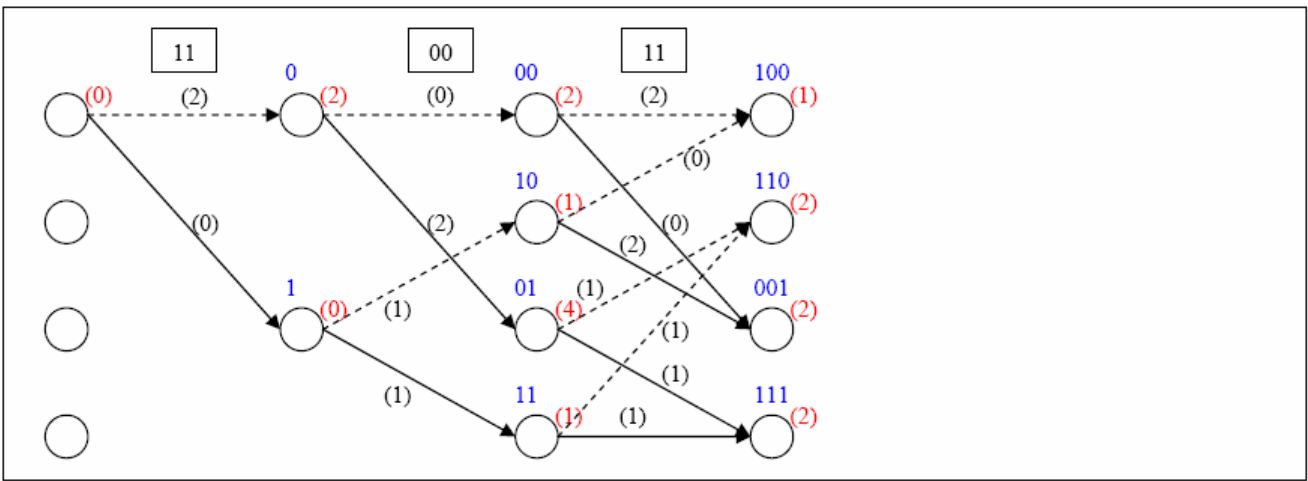
$i = 2 :$
 -calcul des métriques cumulées
 -stockage des séquences survivantes



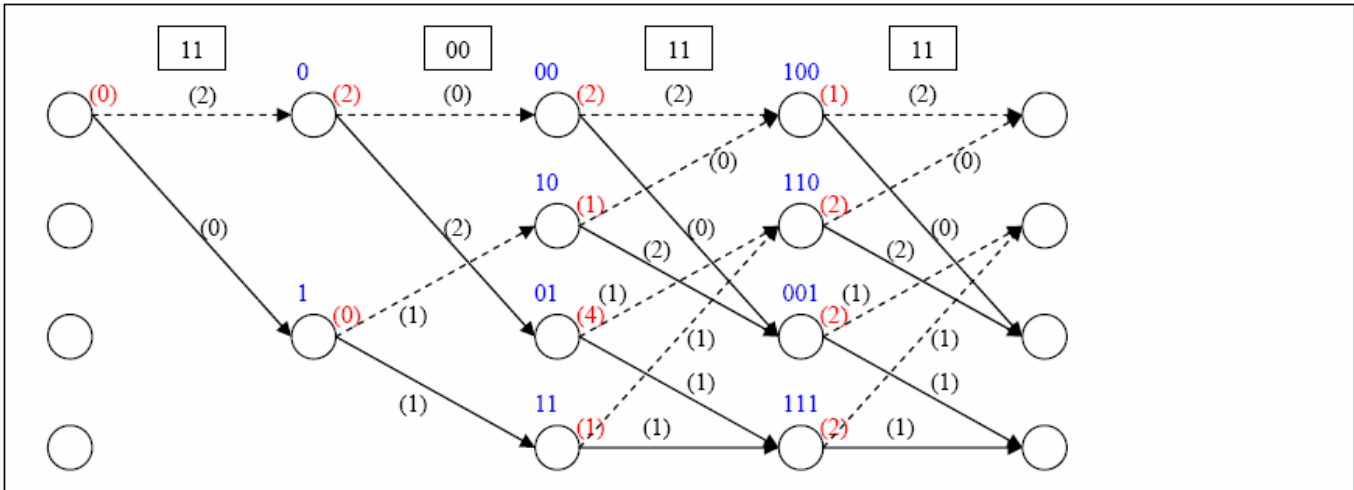
$i = 3 :$ calcul de métrique de branche



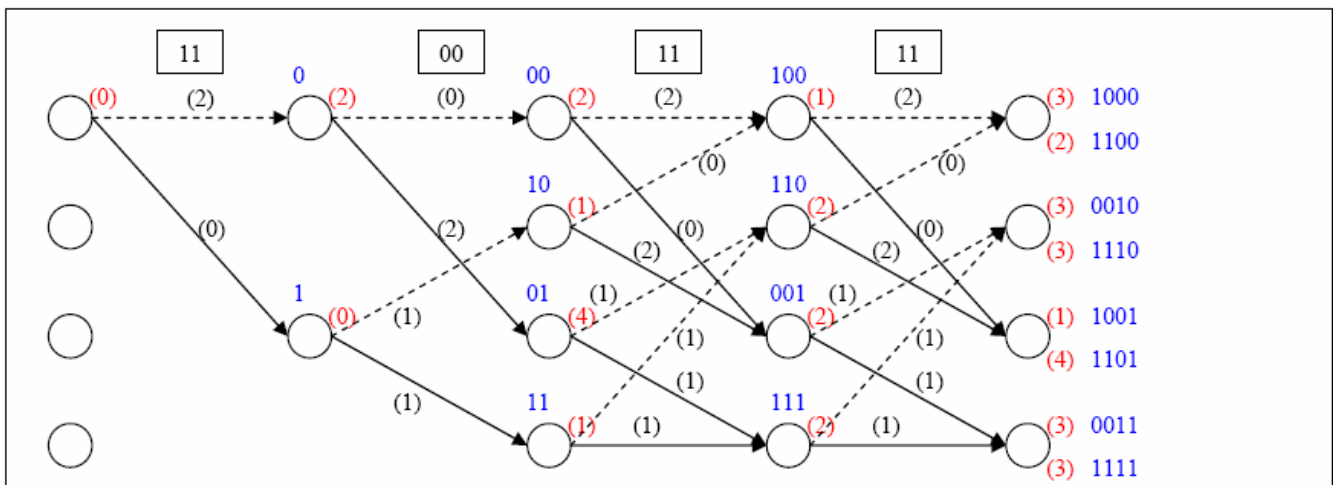
$i = 3$:
-calcul des métriques cumulées



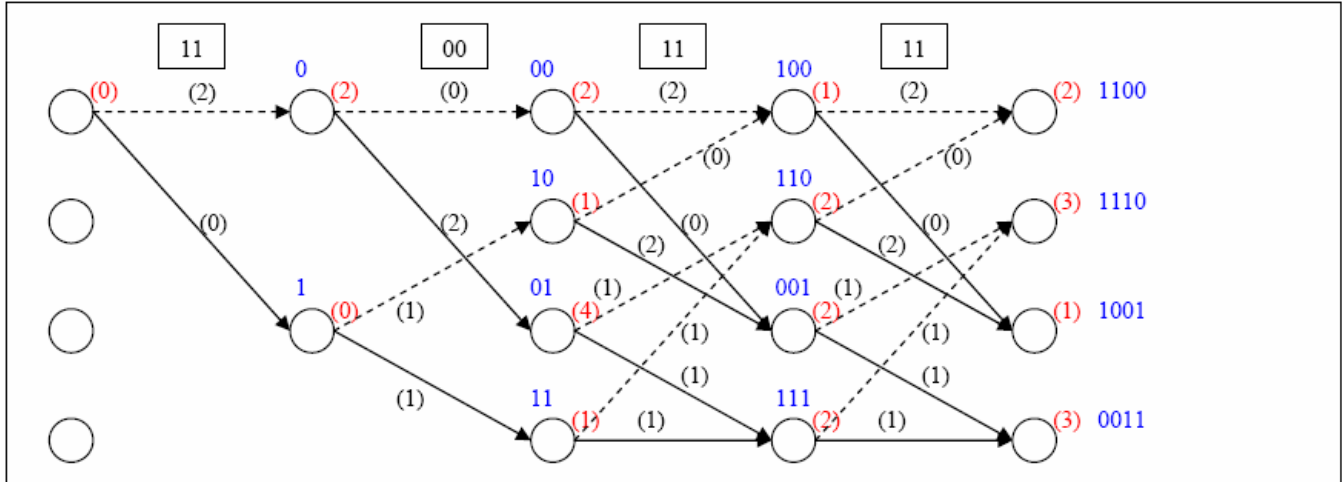
$i = 3$:
-stockage des séquences survivantes



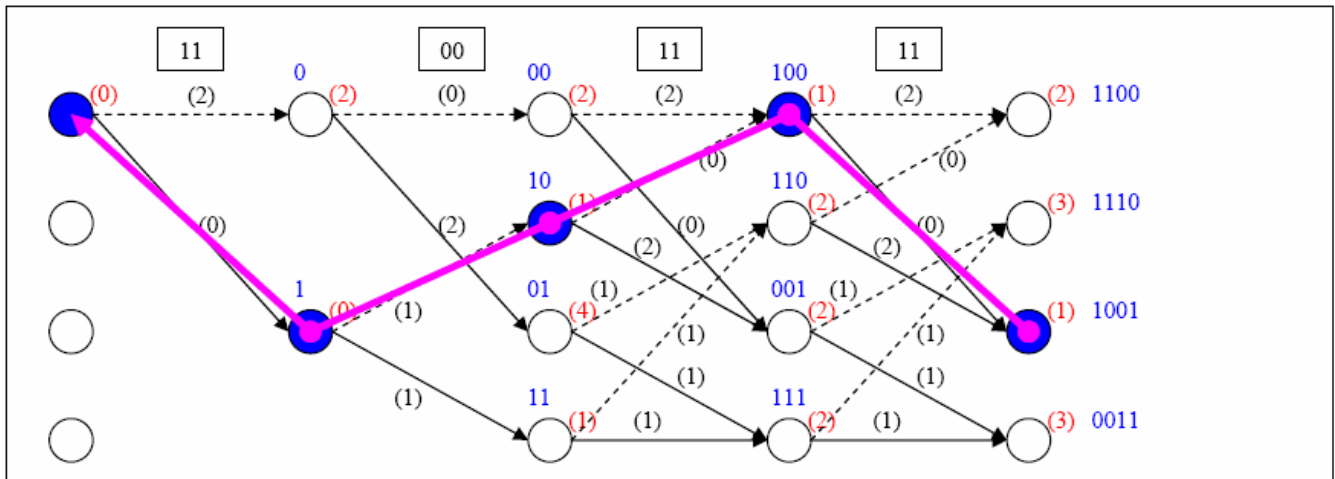
i = 4 : calcul de métrique de branche



i = 4 :
-calcul des métriques cumulées



$i = 4$:
-stockage des séquences survivantes



$i = 4$:
-choix de la séquence la plus probable.

L'exemple précédent nous amène à faire quelques remarques :

- La première remarque à propos de cet algorithme est la profondeur du treillis. Ainsi, si la séquence à décoder est de longueur (N), il faudra un treillis de profondeur (N). On comprend facilement que ce n'est pas réalisable en pratique (mémoire limitée). De plus si N est très grand, il faudra attendre le décodage de toute la séquence avant de pouvoir disposer de l'information. Pratiquement cela se traduit par l'implémentation de l'algorithme sous la forme d'une *fenêtre glissante* (SLIDING WINDOW) : à la fin d'une fenêtre on décode la séquence en partant de l'état ayant le métrique cumulé le plus faible.
- Une deuxième remarque concerne le type de métrique à utiliser pour le décodage. Dans cet exemple, nous avons utilisé la distance de Hamming. Pratiquement, cela signifie que nous avons supposé que le récepteur prenait la décision que si (r) le signal reçu était au-dessous d'un seuil fixé alors il recevait un « 1 » sinon il recevait un « 0 ». Dans ce cas on parle de *décision dure* (HARD DECISION). Le décodeur de Viterbi reçoit alors des éléments binaires et fonctionne avec un métrique de type distance de Hamming. Cela implique que l'on approxime le canal AWGN par un canal binaire symétrique qui a comme particularité d'avoir une capacité inférieure au canal AWGN : il y a donc perte d'information. Une deuxième solution, plus efficace consiste à ne pas prendre de décision sur la valeur du bit reçu et de transmettre directement la valeur reçue au décodeur de Viterbi. Ce dernier utilisera donc comme métrique la distance Euclidienne au carré. On parle alors de *décision souple* (SOFT DECISION).

2.4 Les Modulation Codées en Treillis (MCT)

2.4.1 Introduction :

Tout système de communication qui intègre un codage correcteur d'erreur utilise le principe de la redondance d'information. Dans l'approche classique, pour compenser la perte de quantité d'information que cela implique, le concepteur a deux solutions :

- Si le canal de transmission le permet, il peut augmenter le rythme de transmission mais cela a pour conséquence une augmentation de la bande passante de transmission.
- Il peut utiliser une technique de modulation de plus grande efficacité spectrale (c'est-à-dire augmenter le nombre de points de la constellation).

La deuxième solution paraît séduisante puisqu'elle n'implique pas d'augmentation de la bande passante. Mais la réalité est toute autre. A puissance égale, les points de la constellation étendue sont plus proches les uns des autres ce qui se traduit par une augmentation de la probabilité d'erreur qu'il faut compenser par un code correcteur d'erreur plus efficace mais plus complexe.

L'originalité du travail de l'inventeur des MCT G. Ungerboeck a été de considérer la modulation et le codage comme une seule et même entité d'où la démodulation de modulation codée. Et le décodage est réalisé par un décodeur de Viterbi à décision souple ; la combinaison de ces différentes techniques a conduit à des systèmes de transmission robustes et à haute efficacité spectrale dont l'exemple le plus abouti est sans aucun doute le modem RTC V34bis [10].

Après cette introduction, nous allons présenter certaines méthodes de conception des MCT parmi lesquelles :

- Représentation d'Ungerboeck.
- Représentation analytique de Calderbank et Mazo.
- Représentation sous forme de codes en coset.
- Les MCT invariantes aux rotations de phase.

Dans ce travail, nous allons nous intéresser beaucoup plus aux résultats de ces méthodes qui sont les meilleurs codes convolutifs de nos jours (les tableaux des codes dans l'annexe).

2.4.2 Exemple introductif :

On souhaite transmettre (m) bit/symbole en utilisant une modulation 8PSK qui comportera donc 2^{m+1} points. On utilise un code convolutif de rendement $R = m / (m+1) = 2/3$. Mais contrairement à l'approche classique l'association entre les codes de sortie du

codeur convolutif et les points de la constellation va se faire dans le sens de la maximisation de la distance Euclidienne entre les points. On réalise le mapping en divisant la constellation en sous-ensembles dont les points ont une distance Euclidienne croissante $\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2$ (figure 2.2).

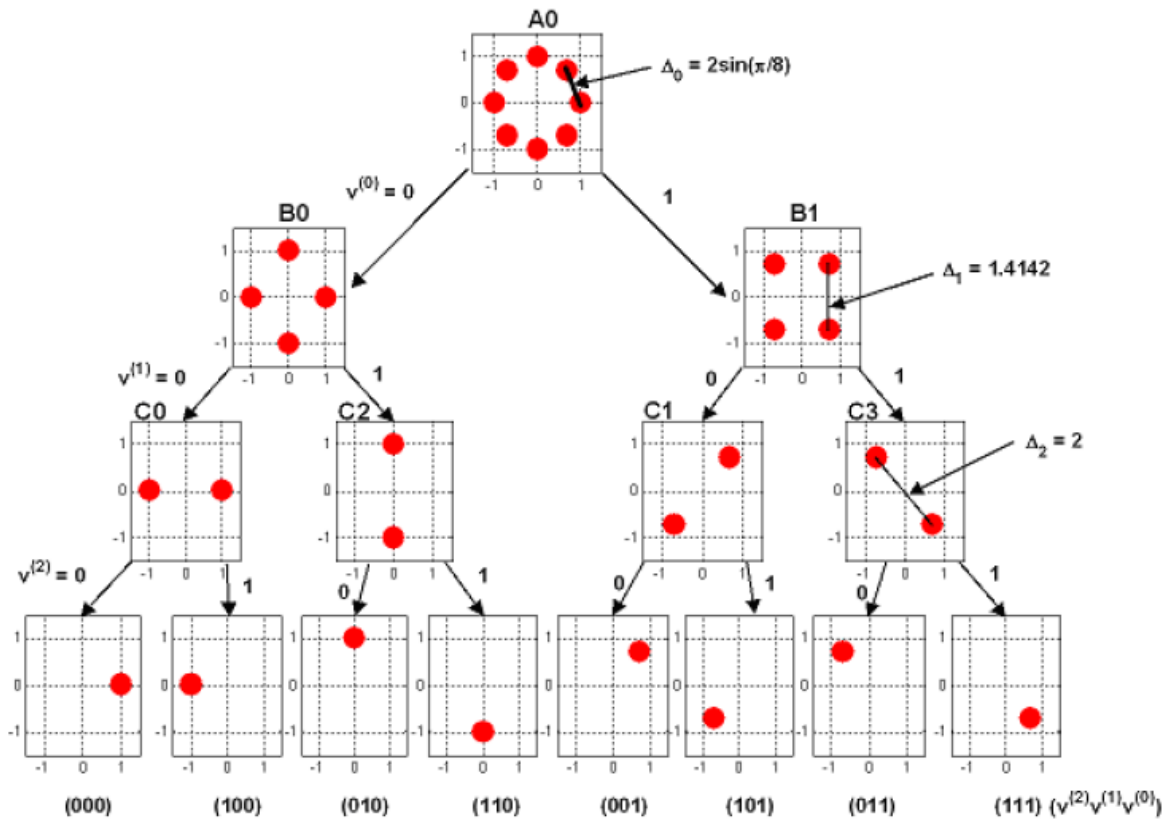


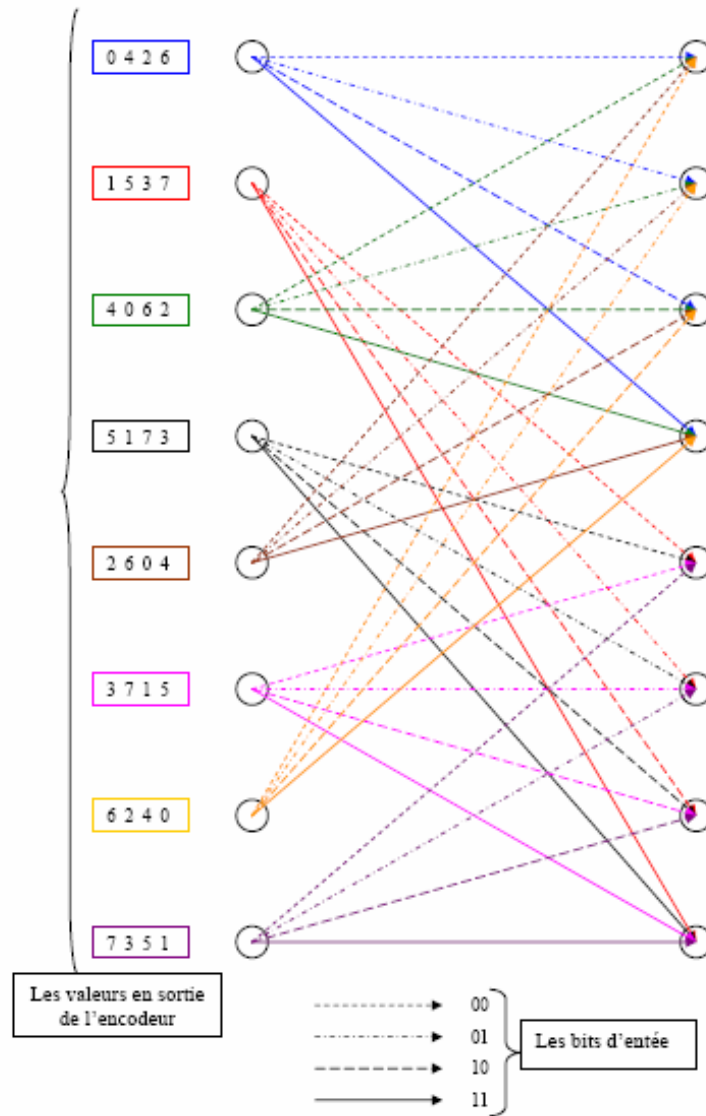
Figure 2.2 Partitionnement 8PSK

La deuxième étape consiste à concevoir le treillis de l'encodeur convolutif associé. Pour ce faire, Ungerboeck a défini les règles suivantes :

Règles d'Ungerboeck

- 1- **Règle 1** : tous les signaux apparaissent avec la même fréquence en respectant un minimum de régularité et de symétrie.
- 2- **Règle 2** : les transitions partant ou rejoignant un même état reçoivent les signaux des sous-ensembles B0 ou B1...
- 3- **Règle 3** : les transitions parallèles reçoivent les signaux des sous-ensembles C0 ou C1 ou C2 ou C3...

Après ces règles, on obtient le treillis suivant :



A partir de ce treillis ; on établit la table de vérité de l'encodeur associé. Après quelques efforts de simplification, on parvient à la structure de la figure 2.3.

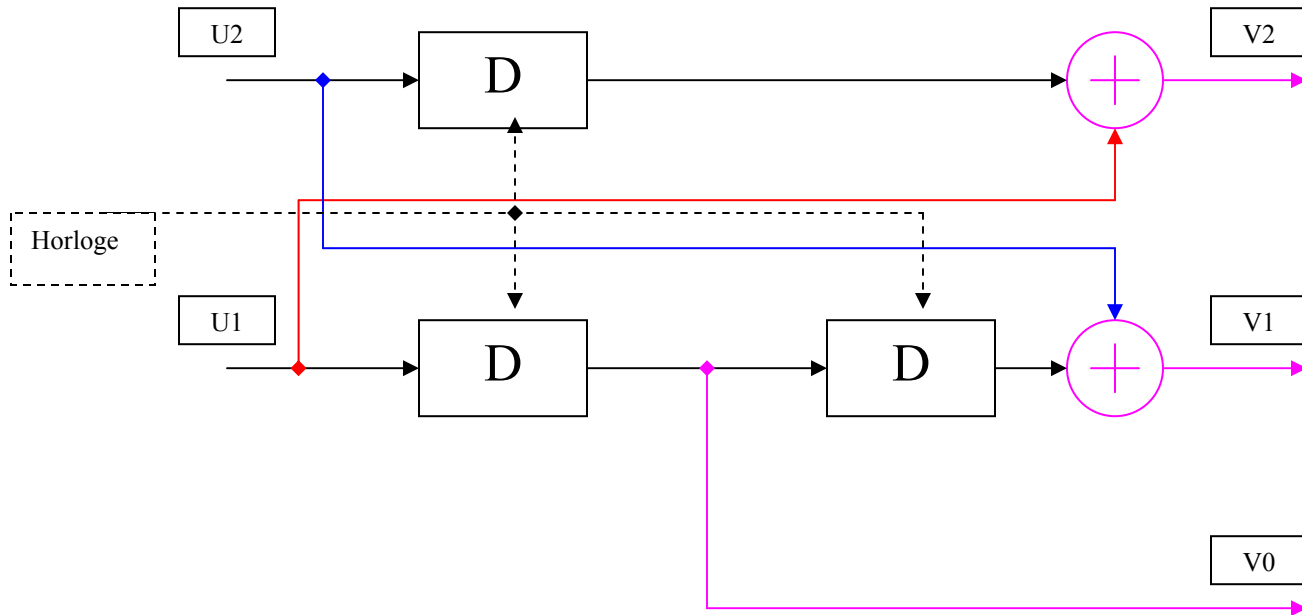


Figure 2.3 Encodeur convolutif MCT 8PSK

2.4.3 Représentation d'Ungerboeck

2.4.3.1 Partitionnement de l'ensemble (Set partitioning) :

Ce concept est le point clé des MCT. Le partitionnement des points de la constellation se fait en s'assurant que chaque division par deux d'un ensemble de points se traduise par une distance Euclidienne Δ croissante entre les points des deux sous-ensembles. Le partitionnement est répété $(m' + 1)$ fois jusqu'à ce que $\Delta_{(m'+1)}$ soit égal à la distance Euclidienne minimale souhaitée. Ce concept conduit à représenter le modulateur MCT par la structure suivante (figure 2.4):

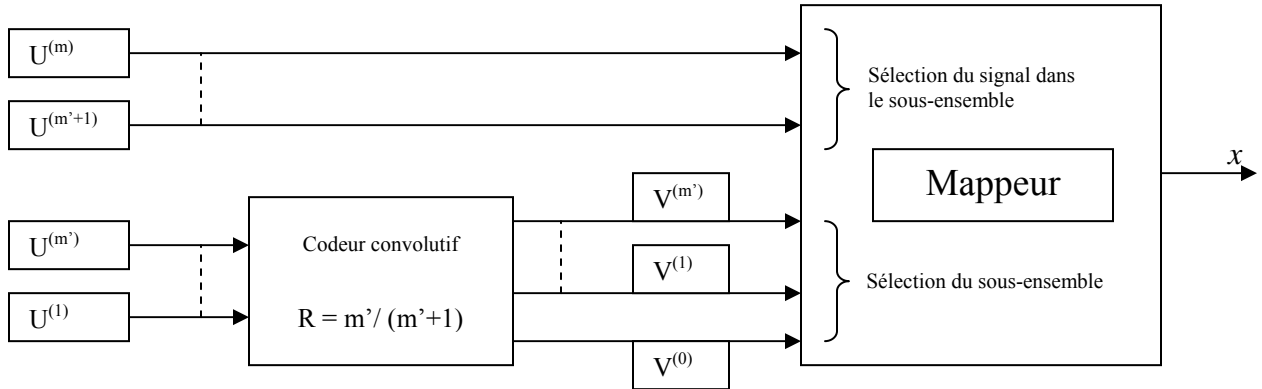


Figure 2.4 Modulateur MCT

La structure ci-dessus montre qu'il est possible d'avoir $(m - m')$ bits non codés, ce qui se traduit par l'apparition de transitions parallèles dans le treillis.

2.4.3.2 Codes convolutifs pour les MCT :

Les codes convolutifs de rendement $R = m' / (m' + 1)$ conçus par Ungerboeck adoptent la représentation systématique avec réaction. Ils sont décrits de manière compacte par une équation de contrôle de parité qui fixe une contrainte sur les bits du code à travers une fenêtre glissante de longueur $(v+1)$ [11]:

$$\sum_{i=0}^{m'} \left(h_v^i v_{n-v}^i \oplus h_{v-1}^i v_{n-v+1}^i \oplus \dots \oplus h_0^i v_n^i \right) = 0 \quad (2.8)$$

Cette équation est simplement l'équivalent dans le domaine temporel de $G(D)H^T(D)=0$. Les quantités h_k^i , avec $v \geq k \geq 0$; $0 \leq i \leq m'$ sont les coefficients de contrôle de parité du code. De plus, le concept de set partitionning fixe les contraintes suivantes sur les coefficients h_k^i :

- Comme le bit de poids le plus faible $V^{(0)}$ doit être le même pour toutes les branches qui quittent un même état, il ne doit y avoir aucune connexion entre la séquence d'information et la sortie du registre à décalage. On aura donc : $h_0^1 = h_0^2 = \dots = h_0^{m'} = 0$.

- $V^{(0)}$ est également une entrée du premier registre à décalage, or la sortie de ce premier registre doit rester la même pour toutes les branches qui convergent vers un même état. Il ne doit donc y avoir aucune connexion entre la séquence d'information et l'entrée de ce premier registre à décalage. On aura donc : $h_{v-1}^1 = h_{v-1}^2 = \dots = h_{v-1}^m = 0$.

On obtient alors la réalisation suivante (figure 2.5):

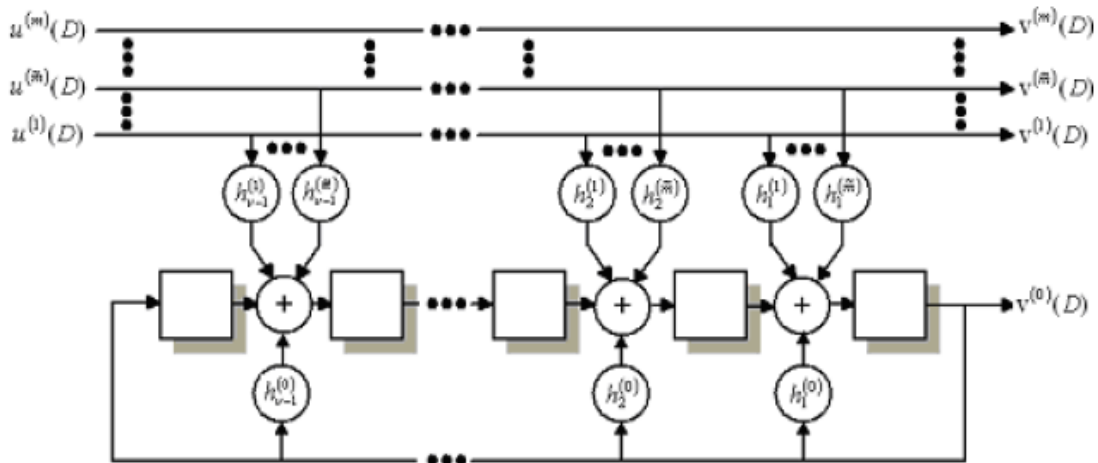


Figure 2.5 Codeur convolutif MCT

Cette structure a été utilisée par Ungerboeck pour la recherche de code MCT optimums en terme de distance libre d_{free}^2 maximale.

2.4.4 Représentation analytique de Calderbank et Mazo

Cette représentation analytique a permis d'établir une méthode de conception pour les codes MCT.

2.4.4.1 Description de la méthode :

Dans cette représentation, un signal dépend des (m) bits de donnée courants (a_1, a_2, \dots, a_m) ainsi que des (v) bits d'entrée précédents (a_{m+1}, \dots, a_{m+v}). Par conséquent, le signal (x) est une fonction des $n = m + v$ bits d'entrée. Cette fonction peut être décrite de la manière suivante [12]:

$$x(b_1, b_2, \dots, b_n) = d_0 + \sum_{i=1}^n d_i b_i + \sum_{\substack{i,j=1 \\ j>i}}^n d_{ij} b_i b_j + \sum_{\substack{i,j,k=1 \\ k>j>i}}^n d_{ijk} b_i b_j b_k + \dots + d_{12\dots n} b_1 b_2 \dots b_n$$

Les bits d'entrée 0 ou 1 seront représentés par +1 et -1 respectivement. L'équation précédente peut être représentée sous forme matricielle :

$$\mathbf{X} = \mathbf{B}\mathbf{D}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(1,1,\dots,1) \\ x(-1,1,\dots,1) \\ . \\ . \\ x(-1,-1,\dots,-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_i = [1 \quad b_1 \quad b_2 \quad b_n, b_1 b_2, b_2 b_3, \dots, b_1 b_2 b_3 \dots b_n]$$

$$\mathbf{D}^T = [d_0, \quad d_1, \quad \dots \quad d_{12n}]$$

La i -ième ligne de B , B_i prend ses b_i à partir des arguments de la i -ième ligne de X . Pour une modulation à (N) dimensions, X et D sont de taille $(2^n \times N)$ et B est toujours de taille $(2^n \times 2^n)$. Calderbank et Mazo ont montré [13] que B était matrice orthogonale et que par conséquent on pouvait écrire :

$$D = \frac{B^T X}{2^n} \quad (2.9)$$

Pour obtenir D , il faut d'abord déterminer X . Pour ce faire, nous utilisons les règles d'Ungerboeck complétées par deux nouvelles règles dues à Turgeon [14]:

Règles de Turgeon

- 1- **Règle 1 (T1)** : pour établir les valeurs de X_0 associées l'état 0, déterminer la Valeur Maximale du Signal (VMS) au niveau (m) du partitionnement de la constellation. L'affectation démarre au niveau (m) avec cette VMS et le processus se répète jusqu'à la définition complète de l'état 0. dans le cas d'un signal à une dimension on pourra également utiliser la valeur minimale du label (VML) associée à un signal.
- 2- **Règle 2 (T2)** : pour chaque dimension, chaque bit d'entrée b_i doit être associé à une différence entre signaux δ unique. δ représente simplement la différence entre deux signaux de la constellation pour lesquels un seul bit d'entrée b_i est modifié.

L'étape suivante consiste à trouver une règle de mapping associant les bits de sortie y_0, y_1, \dots, y_n du codeur convolutif aux signaux de la constellation. Une méthode possible consiste à déterminer pour chaque bit y_i , et pour chaque dimension, la différence entre les signaux associés lorsque y_i passe de $+1$ à -1 . Finalement, les y_i sont affectés d'un coefficient correspondant à la demi différence qui leur est associée. Enfin, il reste à convertir les valeurs ± 1 en leurs équivalents binaires (0 et 1). Il est facile de voir qu'une multiplication par ± 1 se transforme en un XOR.

2.4.5 Représentation sous forme de codes en coset

Cette représentation ne concerne que les modulations M-QAM. Elle a été proposée par Calderbank et Sloane [15] puis formalisée par Forney [16] [17] qui a montré que les codes MCT M-QAM étaient un cas particulier de codes en coset. Ainsi le partitionnement et l'étiquetage d'Ungerboeck peut-il être interprété comme le partitionnement du réseau de points à deux dimensions Z^2 . La figure 2.6 suivante donne la structure générale de l'encodeur d'un code en coset :

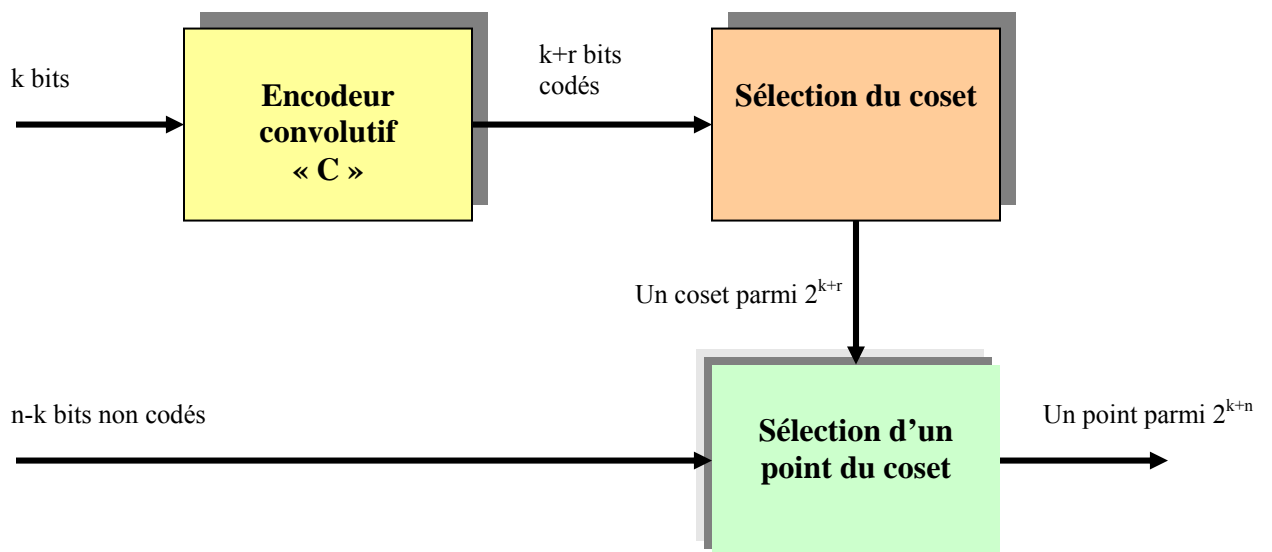
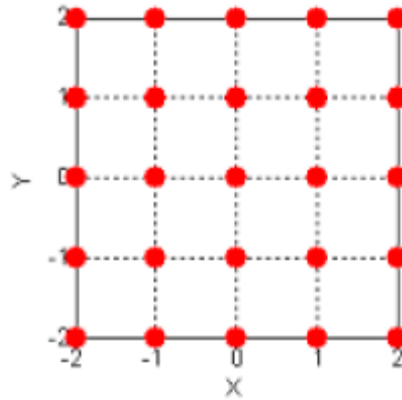


Figure 2.6 Encodeur d'un code en coset

Nous définissons maintenant les éléments nécessaires à la compréhension de cette approche :

Définition IX (Réseau de points au lattice)

Un réseau de points ou lattice (A) est un ensemble discret de vecteurs (points, N -uplets) défini dans l'espace Euclidien des réels à (N) dimension (\mathbb{R}^N). (A) forme un groupe pour l'addition vectorielle. Par exemple Z^2 est le lattice comprenant les entiers à 2 dimensions (figure 2.7):

Figure 2.7 Lattice Z^2

Les lattices sont caractérisés par la distance minimale entre les points (d_{\min}) et le coefficient d'erreur (kissing number) (τ) qui représente le nombre de voisins proches. En effet, si on remplit l'espace Euclidien à (N) dimensions avec des sphères de rayon ($d_{\min}/2$), il y aura exactement (τ) sphères qui toucheront chaque sphère quelconque.

Définition X (*Volume fondamental*)

Le volume fondamental d'un lattice $V(A)$ correspond au volume de l'espace de dimension (N) associé à chaque point du lattice. Autrement dit, si l'on partitionne l'espace en régions de taille égale $V(A)$ alors chacune de ces régions est associée à un point du lattice. Par exemple, il est aisé de voir que l'on peut partitionner l'espace à (N) dimensions par (N) cubes de surface unitaire, chacun associé à un point de (Z^N), d'où $V(Z^N) = 1$.

Définition XI (*Gain fondamental*)

Le gain fondamental (γ) d'un lattice (A) à (N) dimensions est donné par :

$$\gamma = \frac{d_{\min}^2}{(V(A))^{N/2}} \quad (2.10)$$

Où (d_{\min}^2) est la distance Euclidienne minimale au carré entre les points du la lattice.

Les lattices possèdent deux principales propriétés structurelles. Géométriquement, un lattice possède les propriétés de l'espace dans lequel il s'inscrit. Algébriquement, un lattice possède une structure de groupe. On est alors amené à étudier ses sous-groupes et partitions (cosets). En ce qui concerne l'espace géométrique, la transformation la plus importante qui conduit à l'opération de partitionnement est l'opérateur de rotation (R) défini pour (Z^2) comme :

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Ainsi RZ^2 est une version de Z^2 obtenue par une rotation Z^2 de 45° suivie d'une mise à l'échelle d'un facteur $2^{1/2}$ (figure 2.8):

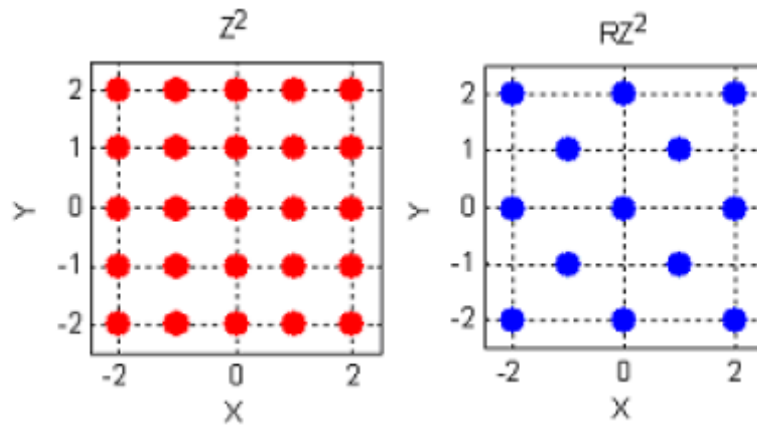


Figure 2.8 Lattice RZ^2

Les points de RZ^2 sont un sous-ensemble de Z^2 ce qui signifie que RZ^2 est un sous-lattice de Z^2 . On pourra noter que $R^2 = 2I$ (avec I matrice identité en d dimensions).

Définition XII (*Coset*)

Un coset d'un lattice (A) noté (A+c) est l'ensemble de tous les N-uplet de la forme ($\lambda+c$) tels que $\lambda \in A$ et (c) est un N-uplets constant qui définit le coset. Géométriquement (A+c) est une translation de (A) de (c).

Définition XIII (*Sous-lattice*)

Un sous-lattice (A') d'un lattice (A) et un sous-ensemble de (A) est lui-même un lattice. Autrement dit, (A') est un sous-groupe du groupe additif (A). Ainsi un sous-lattice induit-il une partition, notée (A/A') de (A) en classe d'équivalence modulo (A'). on dit que l'ordre de la partition (A/A') est le nombre $[A/A']$ de ses classes d'équivalence. Par exemple, la partition Z^2 /RZ^2 est d'ordre $[Z^2 /RZ^2] = 2$ et la figure 2.9 montre que Z^2 est l'union des cosets de RZ^2 :

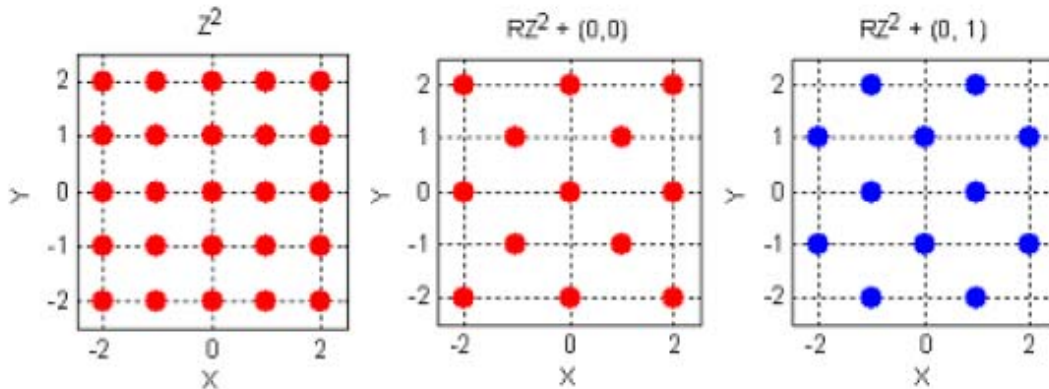


Figure 2.9 Partitionnement RZ^2

Si l'on prend un élément de chaque classe d'équivalence on obtient un système de cosets leader (dirigeant) de la partition (A/A') noté $[A/A']$. Ainsi chaque élément de (A) peut être écrit de manière unique comme la somme $\lambda = \lambda'+c$ où $c \in [A/A']$ est le coset leader de la classe d'équivalence qui contient λ . On parle de décomposition en coset et l'on peut écrire (A) sous la forme :

$$A = A' + [A / A'] \tag{2.11}$$

Par exemple, dans le cas de la partition Z^2/RZ^2 les cosets leader sont (0, 0) et (1, 0) et l'on peut écrire :

$$Z^2 = RZ^2 + [Z^2 / RZ^2] \quad (2.12)$$

Ces résultats se généralisent au cas de (m) partitionnements et l'on parlera alors de chaîne de partitionnement.

Définition XIV (*chaîne de partitionnement*)

Une chaîne de partitionnement ($A/A'/A'' \dots$) est une séquence de lattices telle que chaque lattice est un sous-lattice du précédent. En d'autres termes $A \supseteq A' \supseteq A'' \dots$; une chaîne de partitionnement induit une décomposition en cosets de termes multiples, avec un terme correspondant à chaque partition. Par exemple pour la chaîne de partitionnement ($A/A'/A''$) on aura :

$$A = A'' + [A' / A''] + [A / A'] \quad (2.13)$$

Cela signifie que chaque élément de (A) peut être exprimé comme un élément de (A'') plus un coset leader de [A'/A''] plus un coset leader de [A/A'].

Définition XV (*Code en coset*)

Un code en coset **Code**($A/A', C$) est l'ensemble de toutes les séquences de signaux qui font partie des séquences de cosets de A' ces séquences peuvent être obtenues à partir d'une séquence codée de bits en provenance d'un encodeur C. Si C est un encodeur convolutif alors le code en coset est un code en treillis.

Définition XVI (*Gain de codage fondamental d'un code en coset*)

$$\gamma_f = \frac{d_{\min}^2(C)}{2^{2\rho(C)}} \quad (2.14)$$

Où $\rho(C) = 2^f/N$ représente la redondance normalisée du code.

La figure 2.10 présente un encodeur MCT en coset 16-QAM.

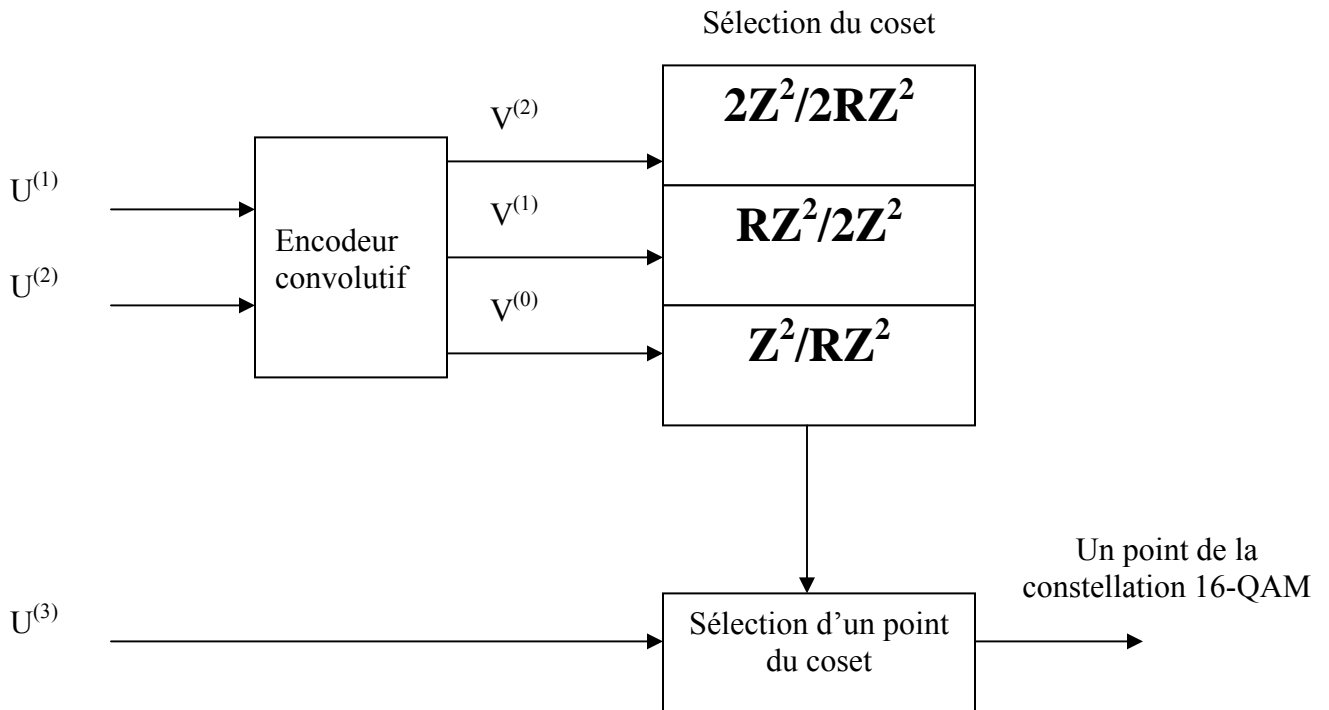


Figure 2.10 Encodeur MCT en coset 16-QAM

2.4.6 Invariance à la rotation de phase

Les modulations MCT M-PSK et M-QAM possèdent des symétries de phase (espacées de 45° et 90° respectivement) qui font qu'à la réception le démodulateur doit résoudre une ambiguïté de phase. De plus, si le bruit est important, les désynchronisations du récepteur seront fréquentes et par conséquent le TEB sera dégradé. Pour éviter ces problèmes, il est souhaitable que le code MCT soit invariant aux sauts de phase correspondants aux symétries de la constellation associée.

Wei est l'auteur des premiers travaux sur l'invariance à la rotation de phase des codes MCT. Il a notamment montré [18] [19] que les MCT M-PSK et M-QAM classiques réalisées avec des encodeurs convolutifs linéaires ne pouvaient être invariantes qu'à des sauts de phase de 180° . Il a alors conçu « à la main » des codes MCT non linéaire qui permettaient d'obtenir des invariances de phase de 90° . L'un de ces codes a d'ailleurs été retenu par l'ITU (ex.CCITT) pour la norme modem V32 (9600nit/s) en

1984. C'est presque dix ans après les premiers travaux de Wei que Pietrobon et Al. Développent une base analytique pour la conception des codes MCT invariants aux rotations de phase en partant des propriétés de la matrice de contrôle de parité MCP (H (D)) du code convolutif associé.

Définition XVII (*Invariance à la rotation de phase ou transparence*)

La transparence d'un code MCT est définie comme la rotation de phase minimale non nulle que toutes les séquences du code peuvent subir tout en restant des séquences valides du code. La définition précédente montre qu'en cas de saut de phase le récepteur décodera toujours une séquence valide même si elle est erronée. Pour éviter ces erreurs on a recours à un encodeur différentiel placé à l'entrée du codeur convolutif (figure 2.11):

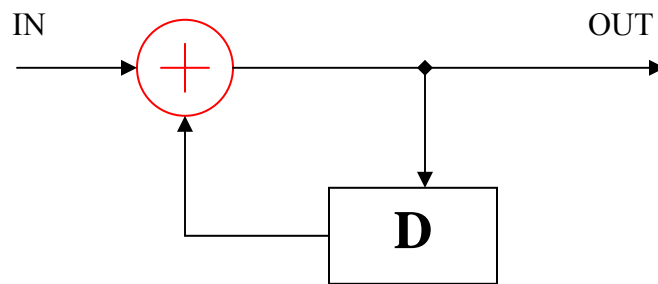
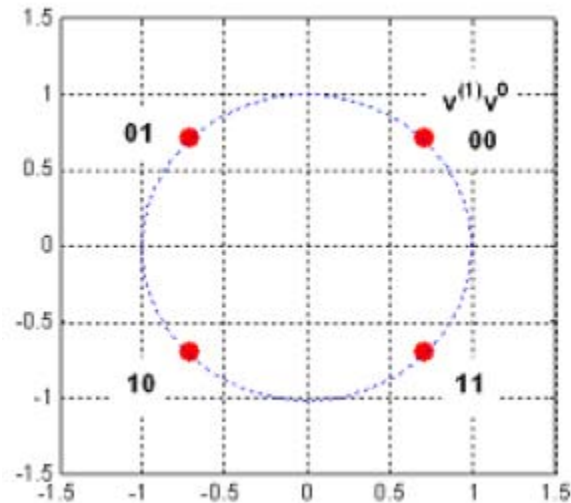


Figure 2.11 Encodeur différentiel

Une fois la séquence décodée par le décodeur de Viterbi celle-ci subira l'opération de décodage différentiel qui est l'opération inverse de celle appliquée à l'entrée.

2.4.6.1 Un code convolutionnel est invariant à la rotation de phase

On prend l'exemple d'une QPSK codée avec un mappage binaire naturel :



La matrice de contrôle de parité (MCP) H de l'encodeur convolutif linéaire associé s'écrit :

$$H(D) = [H^{(1)}(D) \quad H^{(2)}(D)]$$

On a toujours :

$$v.H^T = v^{(1)}.H^{(1)} \oplus v^{(2)}.H^{(2)} = 0.$$

A partir de la constellation, on remarque que les séquences déphasées de 90° s'écrivent :

$$v_r^{(1)} = v^{(1)} \oplus v^{(0)}.$$

$$v_r^{(0)} = v^{(0)} \oplus 1.$$

Où « 1 » représente la séquence ne contenant que des 1.

Si le code est invariant à cette rotation de phase, on doit avoir :

$$v_r.H^T = ((v^{(1)} \oplus v^{(0)}).H^{(1)}) \oplus ((v^{(0)} \oplus 1).H^{(0)}) = 0.$$

Comme :

$$v = [u.H^{(0)} \quad u.H^{(1)}].$$

On obtient :

$$v.H^T = u. \{[H^{(1)}]^2\} \oplus H^{(0)}.1 = 0.$$

Exemple : prenons le code d'Ungerboeck $H = [2 \ 5] \rightarrow H = [D \ 1+D^2]$. L'expression précédente s'écrit :

$$v.H^T = u.D^2 \oplus (D^2 + 1).1 = u.D^2 \neq 0.$$

Ce code n'est pas invariant aux rotations de phase de 90° . On peut montrer que cette invariance ne peut s'obtenir qu'à l'aide d'une MCP non linéaire (ce type de MCT n'est pas étudié dans ce mémoire).

La question qui se pose est comment mesurez la performance des MCT surtout dans un canal AWGN et à évanouissement ?

Dans le cas du canal AWGN le calcul du TEB d'un code MCT est très complexe si bien que l'on ne trouve pas de méthodes satisfaisantes dans la littérature. Mais dans mon travail j'ai fait des simulations et des comparaisons avec des modulations classiques pour mesurer performance.

Mais dans le cas des communications radiofréquences, le signal reçu est une superposition d'ondes provenant de toutes les directions qui sont dues aux phénomènes de réflexion, diffraction et dispersion causés par les immeubles, arbres et autres obstacles. On parle alors de propagation multitrajet. La superposition de ces différentes ondes peut avoir un effet additif au soustractif. Ce phénomène est connu sous le nom de FADING ou évanouissement. Ce type de canal peut être décrit par modèle statistique ayant une densité de probabilité de Rayleigh ou de Rice.

Divsalar et Simon ont montré que la conception des codes MCT pour les canaux multitrajets devait respecter les deux critères suivants :

- **Longueur effective du code.** Cela consiste à maximiser la longueur du chemin erroné le plus court produit par le code.
- **Produit de distance.** Il faut maximiser le produit des distances Euclidiennes des branches représentant les chemins erronés les plus courts du code.

2.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre l'accent sur les codes convolutifs et les MCT. Ceci nous a montré, entre autres, que la qualité de service est améliorée. Néanmoins, la demande en terme de capacité n'a cessée de croître pendant ces dernières années notamment dans le domaine des communications radiomobiles, de l'Internet haut débit et les services multimédia. Depuis 1998 des travaux significatifs ont été faites et qui vont permettre d'exploiter pleinement le gain de capacité mais aussi la diversité des canaux multi- antennes (canaux et systèmes MIMO).

Chapitre 3

Canal et système MIMO, le codage spatio-temporel et la modulation MC-CDMA

Sommaire :

3.1 Les canaux MIMO52
3.2 Techniques de la diversité54
3.3 Codage spatio-temporel55
3.4 Modulation OFDM63
3.5 La technique d'accès CDMA75
3.6 Le MC-CDMA83
3.7 Conclusion90

3.1 Les canaux MIMO

Le canal radiofréquence joue un rôle crucial dans l'analyse des performances des systèmes MIMO. En effet, selon le modèle choisi, le système MIMO présente des performances différentes. D'où la nécessité d'avoir des modèles de canaux les plus réalistes possibles. Le modèle le plus basique que a été considéré dans plusieurs travaux consiste à supposer que les coefficients d'atténuations entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices sont indépendants et identiquement distribués (I.I.D). Sous cette hypothèse, on considère que les coefficients d'atténuations suivent une loi de Rayleigh ou de Rice. Cependant, dans un environnement de propagation réel, les coefficients d'atténuations peuvent être corrélés, la capacité du système MIMO peut être plu petite que celle calculée dans le cas où les coefficients sont supposés (I.I.D), ce qui a motivé une modélisation plus réaliste du canal. Ainsi, de

nombreux travaux se sont intéressés à une caractérisation plus fine du canal, afin de mieux quantifier l'effet des corrélations spatiales sur les performances du système MIMO et son gain de diversité. La corrélation spatiale dépend essentiellement par : les angles d'arrivées, les angles de départ, les espacements entre les antennes, nombre de trajets, le retard dû à la propagation ...etc. La figure (fig. 3.1) suivante représente un canal à entrées multiples et à sorties multiples (MIMO) :

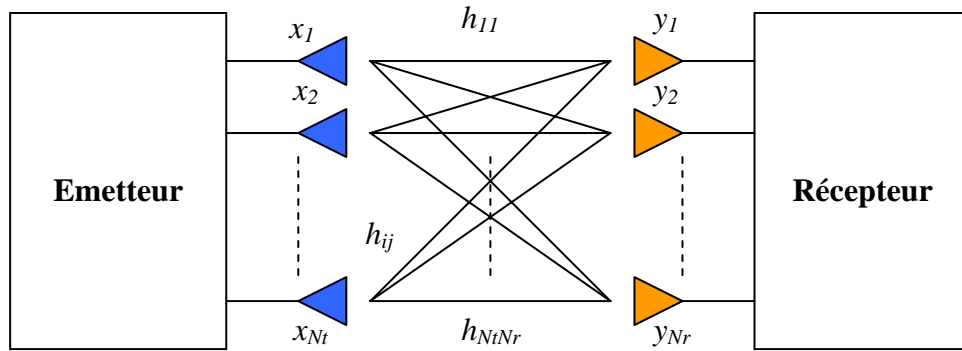


Figure 3.1 Canal MIMO

Il est décrit par l'équation matricielle suivante :

$$y = Hx + N \quad (3.1)$$

Les signaux émis (x_n), les gains (h_{ij}), les signaux reçus (y_n) sont des nombres complexes. Avec (N) est bruit additif Gaussien de variance N_0 et les gains (h_{ij}) des différents trajets modélisent une phase et un gain aléatoires. Ils peuvent être indépendants ou corrélés.

Dans le cas corrélé, il est souhaitable d'appliquer le théorème de la décomposition en valeurs singulières à la matrice \mathbf{H} . on a alors :

$$H = UDV^H \quad (3.2)$$

Où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont des matrices unitaires et \mathbf{V}^H représente la transposée Hermitienne de la matrice \mathbf{V} (complexe conjugué des éléments de la transposée de \mathbf{V}). La matrice \mathbf{D}

contient les valeurs singulières de \mathbf{H} qui sont les racines carrées des valeurs propres de \mathbf{H} .

$$\begin{aligned} y &= \mathbf{H}x + N \\ U^H y &= U^H U D x + U^H N \\ \tilde{y} &= D \tilde{x} + \tilde{N} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Autrement dit, on dispose de $m = \min(N_t, N_r)$ canaux indépendants

On montre que la capacité C d'un canal MIMO s'écrit :

$$C = B \log_2 \det \left(I_m + \frac{P}{N_T \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (3.4)$$

Où I_m est une matrice identité de taille $(m \times m)$.

Cette formule appelle quelques remarques :

- Pour atteindre cette capacité il faut disposer de \mathbf{H} à la réception il sera donc nécessaire d'utiliser des techniques d'estimation du médium.
- La capacité d'un système MIMO dépend des valeurs propres de \mathbf{H} . En effet, $\det(I + \mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \prod (1 + \lambda(\mathbf{H} \mathbf{H}^H))$.
- Cette capacité maximale n'est obtenue que sur un canal AWGN.

Exemples :

Canal SISO $\rightarrow N_r = N_t = 1$ et $H = 1 \rightarrow C = B \cdot \log_2 (1 + P/\sigma^2)$. (La formule classique).

Canal MIMO orthogonal $N_r = N_t = n$ et $H = \sqrt{n} I_n \rightarrow C = n \cdot B \cdot \log_2 (1 + P/\sigma^2)$.

3.2 Techniques de la diversité

A partir de la représentation des canaux à évanouissement, nous avons vu que le TEB d'un système de transmission numérique était fortement dégradé. Pour améliorer la qualité de la transmission sur ce type de canal, on a recours aux

techniques dites de la diversité. Le principe de ces techniques consiste à fournir au récepteur plusieurs copies du même signal de sorte qu'il puisse y en avoir au moins une exploitable. On distingue trois types principaux de diversité :

1. **La diversité temporelle** : le principe consiste à transmettre des séquences identiques à des intervalles de temps différents.
2. **La diversité fréquentielle** : dans ce cas on utilise plusieurs fréquences pour transmettre le même message.
3. **La diversité spatiale ou d'antennes** : dans ce cas, on utilise plusieurs antennes d'émission et de réception judicieusement placées de façon à éviter les interférences.

Dans la pratique on combine ces différents types de diversité. L'exploitation de cette diversité au niveau du récepteur ne peut se faire qu'en utilisant des méthodes de réception particulières dites à combinaison de diversité (diversity combining). La structure optimale est la combinaison linéaire MRC (Maximal Ratio Combining) mais nécessite une connaissance de l'état du canal de transmission [20]. La recherche de l'utilisation optimale des techniques de la diversité tout en s'approchant de la capacité maximale du canal MIMO à évanouissement a donné naissance en 1998 à une technique de codage appelée codage ou spatio-temporel.

3.3 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobile sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base deux antennes ou plus. Les codes spatio-temporels permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé.

Une des premières formes de diversité de transmission est le saut d'antenne (antenna hopping). Dans cette technique l'émetteur alterne la transmission de ses symboles entre deux antennes ou plus afin d'atteindre le maximum de diversité.

Considérons un émetteur avec 2 antennes, il peut transmettre une partie de ses symboles sur la première antenne puis les symboles restants sur l'autre.

Récemment, une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codage spatio-temporel peuvent être classées en deux catégories :

- Les codes spatio-temporels en bloc (STB).
- Les codes spatio-temporels en treillis (STT).

Dans ce qui suit nous survolons brièvement ces deux techniques de codage en insistant sur les code (STT) cas elle est en relation directe avec les MCT étudiées dans le chapitre précédent.

La structure du système spatio-temporel à N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception est conforme à la figure ci-dessous (fig. 3.2):

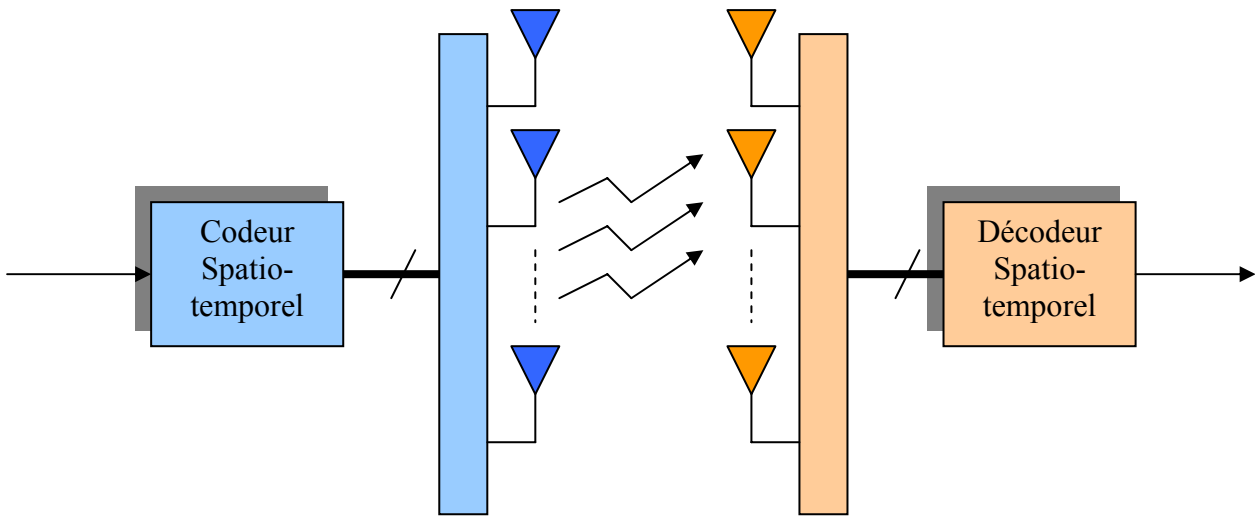


Figure 3.2 Structure d'un codeur/décodeur spatio-temporel

On définit la matrice \mathbf{X} de dimension $(N_T \times L)$ d'un code spatio-temporel par :

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_L] = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_L^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_L^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{N_T} & x_2^{N_T} & \dots & x_L^{N_T} \end{bmatrix}$$

Où la i -ième ligne (x^i) est la séquence transmise par la i -ième antenne et la t -ième colonne (x_t) est le symbole spatio-temporel à l'instant (t). D'autre part nous supposons que nous transmettons une trame de longueur (L).

3.3.1 Codes spatio-temporels en bloc (STB)

D'une manière générale, les codes (STB) peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes en une matrice C_c de taille $n_T \times d_s$.

$$\{s_0, s_1, \dots, s_{p_s-1}\} \rightarrow C_c$$

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur n_T antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne C_c sont transmis sur les n_T antennes. Par conséquent, les critères les plus étudiés lors de la conception des codes STB sont :

- **La diversité** : elle peut être caractérisée par le nombre de trajets indépendants détectables par le récepteur pour chaque symbole transmis. De plus, elle dépend également du nombre d'antennes mis en jeu à l'émission et à la réception. Nous voulons toujours atteindre le maximum de diversité avec le nombre d'antennes le plus réduit.
- **Le rendement du code (R)** : il présente le nombre de symboles transmis par période symbole, il est défini par $R = p_s/d_s$.
- **Le retard introduit d_s** : c'est la longueur du code en bloc spatio-temporel, il présente aussi le nombre de période symboles que le récepteur doit attendre avant de commencer à décoder les symboles codées dans la même matrice C_c .

En résumé, les codes STB ont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

3.3.2 Codes spatio-temporels en treillis (STT)

Initialement le concept de codage spatio-temporel en treillis a été introduit par Tarokh, Seshadri et Calderbank. Cette technique combine les avantages de la diversité spatiale avec ceux du codage en treillis. Des travaux antérieurs ont montré que, les codes STT avec un taux de codage « 1 » sont capables d'atteindre la diversité

maximale lorsque le nombre d'antennes de transmission est supérieur à 2. Cependant, l'inconvénient majeur des codes STT est la complexité des algorithmes de décodage. En effet un décodage en treillis, type décodage de Viterbi, est nécessaire. Malgré cette complexité on est obligé d'utiliser ce codage pour les MCT étudiées précédemment.

Une première approche de ce type de codage a été donnée par Wittneben. Le principe de transmission proposé peut être résumé par la figure 3.3 ci-dessous. L'information est codée par un codeur de canal (ici il s'agit d'un simple code à répétition de longueur 2). La sortie du code à répétition est ensuite partagée en deux trains de données parallèles avec un retard d'un symbole entre les deux trains. Il n'y a aucune perte en termes de bande passante due à l'utilisation d'un code à répétition puisque deux symboles sont transmis en sortie à chaque intervalle de temps.

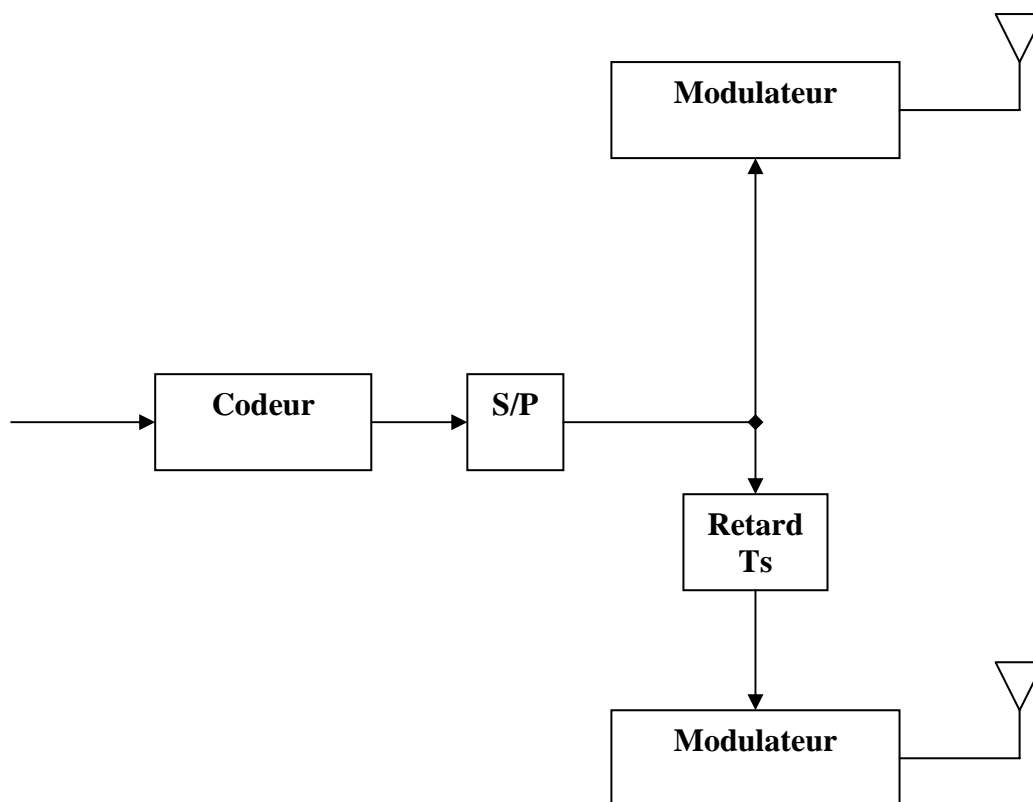


Figure 3.3 Schéma d'un émetteur à diversité d'émission

Seshadri et Winters ont montré que ce schéma de transmission avait pour effet de transformer un canal de propagation non sélectif en fréquence en un canal sélectif en fréquence. Un récepteur à maximum de vraisemblance est alors capable de parfaitement exploiter la diversité créée en émission. A la lueur de cet exemple

simple, il est naturel de se poser la question de savoir s'il est possible de choisir un codeur de canal plus performant que le simple code à répétition de rendement $\frac{1}{2}$ mentionnée ci-dessus.

Tarokh a alors montré [21] en partant de cet exemple qu'il était effectivement possible de construire des schémas de transmission avec diversité spatiale, autres que des codes STB, utilisant des codeurs de canal performants et ne nécessitant plus d'introduire un délai entre les branches des antennes émettrices. Il a proposé des structures de codes spatio-temporels en treillis pour des modulations de type 4-PSK, 8-PSK et 16-MAQ. Les treillis présentés ci-dessous sont simples à interpréter : les symboles sont d'abord groupés ($n \times n$) (pour (n) antennes de transmission) puis, dépendant de l'état actuel du codeur, une branche de transition est sélectionnée dans le treillis conduisant à un nouvel état. Par exemple, dans le cas du codeur ci-dessous (fig. 3.4), utilisant deux antennes d'émission, le symbole transmis sur l'antenne « 1 » est égal à 0 dans le premier état. On passe alors de l'état 1 à l'état 1 si le second symbole transmis sur l'antenne « 2 » est un 0. On passe de l'état 1 à l'état 2 si le second symbole transmis sur l'antenne « 2 » est un 1. On passe de l'état 1 à l'état 3 si le second symbole transmis sur l'antenne 2 est 2. On passe de l'état 1 à l'état 4 si le second symbole transmis sur l'antenne 2 est un 3. Le même raisonnement se répète avec les états deux, trois et quatre.

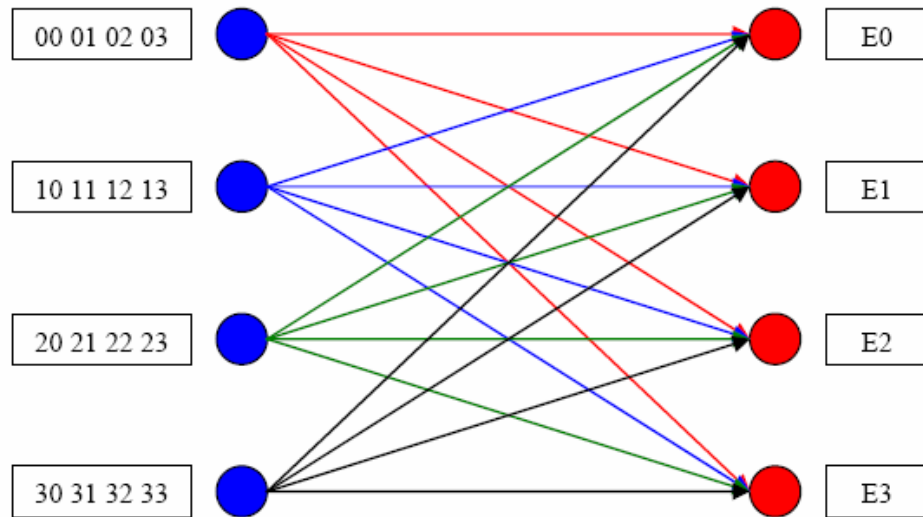


Figure 3.4 STT avec deux antennes d'émission, 4-PSK, 4 états, 2 bit/s/Hz

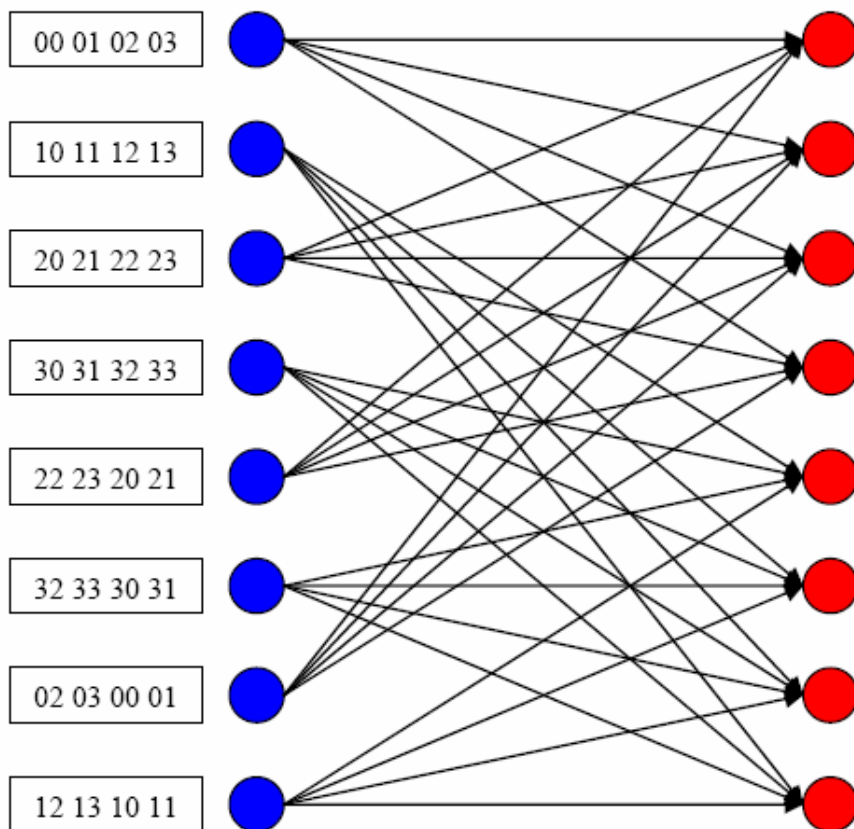


Figure 3.5 STT avec deux antennes d'émission, 4-PSK, 8 états, 2 bit/s/Hz

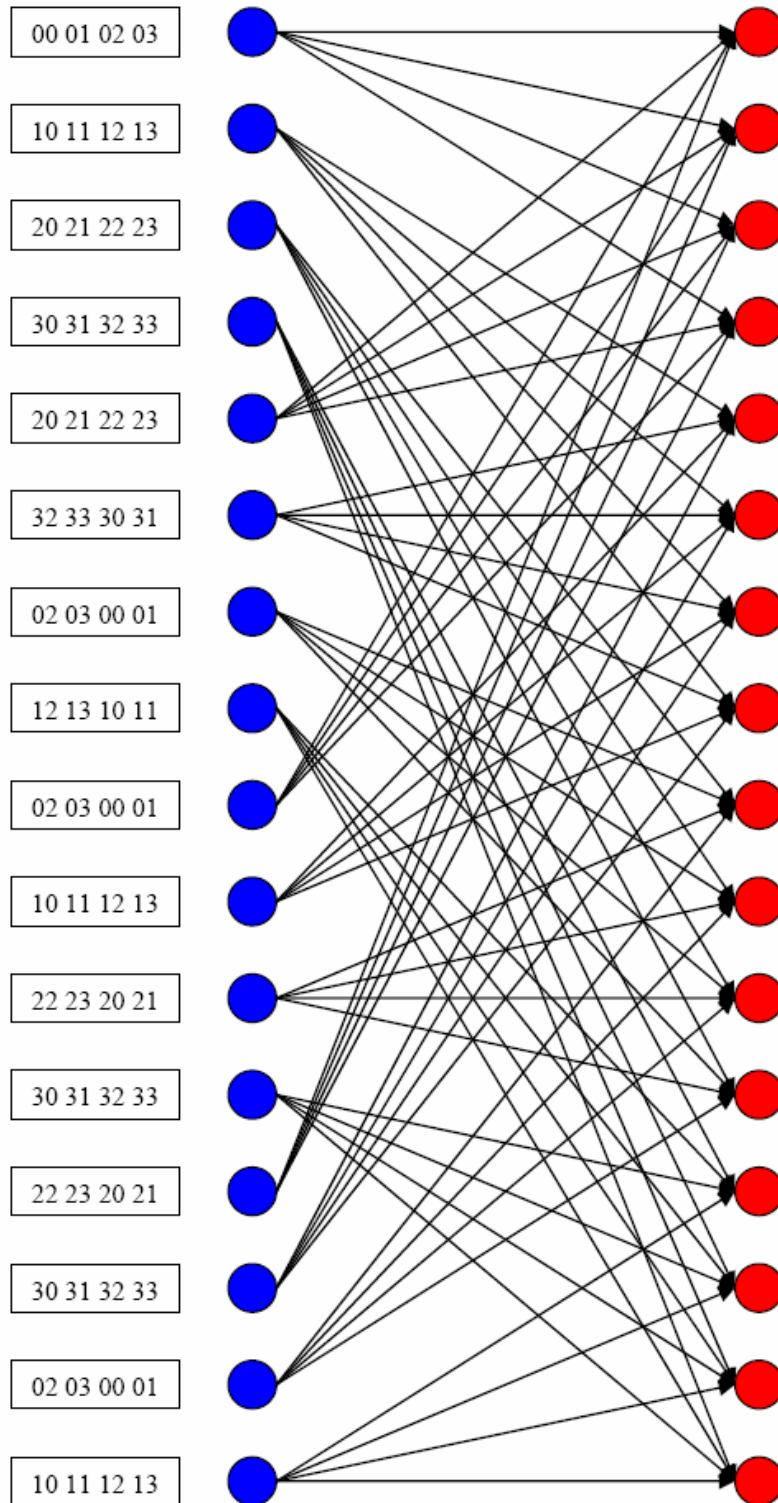


Figure 3.6 STT avec deux antennes d'émission, 4-PSK, 16 états, 2 bit/s/Hz

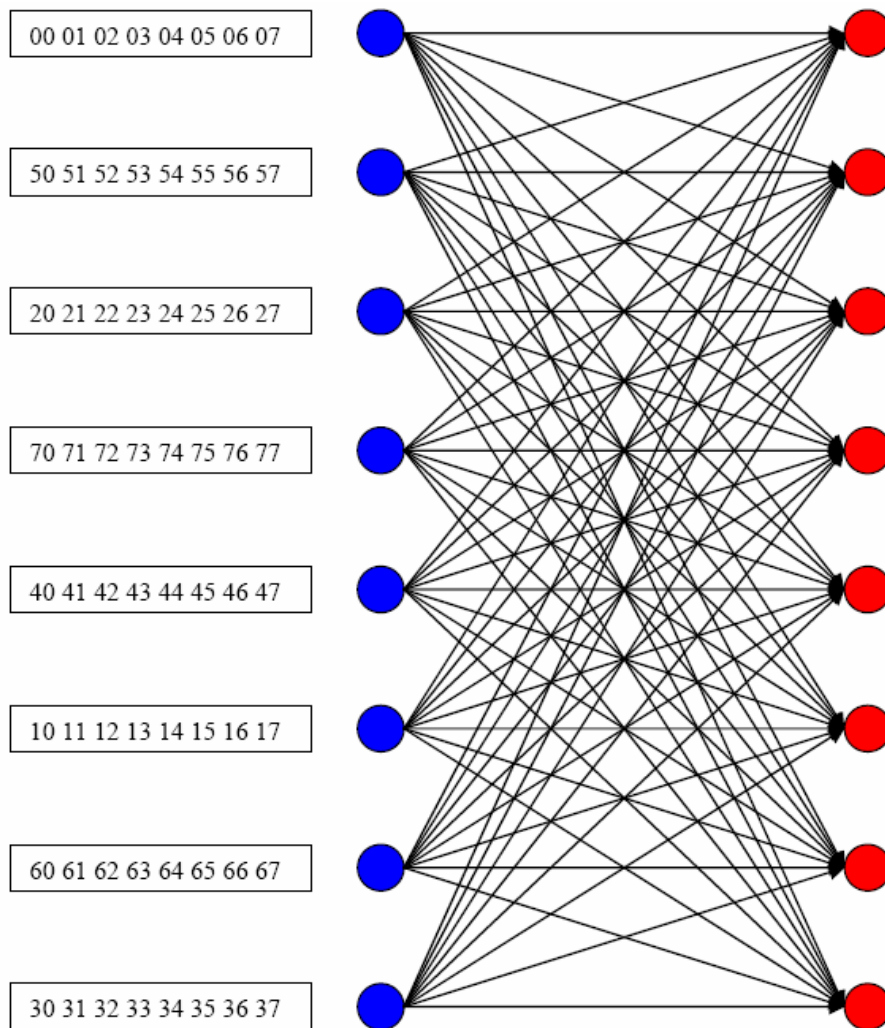


Figure 3.7 STT avec deux antennes d'émission, 8-PSK, 8 états, 3 bit/s/Hz

Exemple de codage spatio-temporel en treillis de la figure 3.4 :

Supposons que nous ayons à transmettre la séquence suivante :

$$C = [10\ 01\ 11\ 00\ 11]$$

La séquence plus d'états internes générés par l'encodeur sera alors :

$$X = [02\ 21\ 13\ 30\ 01]$$

$$E = [E2\ E1\ E3\ E0\ E1]$$

Les séquences transmises par chacune des antennes seront :

$$X_1 = [0\ 2\ 1\ 3\ 0]$$

$$X_2 = [2\ 1\ 3\ 0\ 1]$$

Jusqu'à maintenant, on a parlé seulement de l'amélioration de la qualité de service (correction des erreurs dû au canal de transmission) par les MCT et la

diversité spatio-temporelle (codage spatio-temporel en treillis) dans les canaux MIMO. Il reste donc de choisir une technique d'accès fiable aux canaux multitrajets. Dans ce mémoire, on a choisi la technique MC-CDMA, cette dernière combine la modulation OFDM (résistivité aux canaux sélectifs en fréquence à cause des porteuses orthogonales) et la technique d'accès CDMA (accès aléatoire à cause de la signature), plus la méthode de combinaison pour créer la technique MC-CDMA.

3.4 Modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

3.4.1 Présentation

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard. Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité), l'OFDM dû son retour en grâce, vers le milieu des années 1980, au projet de radiodiffusion numérique DAB (*Digital Audio Broadcasting*). En effet, les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (*Digital Vidéo Broadcasting*) ou la norme ADSL (*Assymmetric Digital Subscriber Line*) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations, où il est notamment question de l'associer au CDMA (*Code Division Multiple Access*) ou aux systèmes multi-antennes.

3.4.2 Problème du multitrajet

Transmettre un train numérique par voie hertzienne n'est pas une mince affaire et c'est la raison pour laquelle c'est la technologie qui a demandé le plus de temps pour émerger.

Caractéristiques du canal :

Le canal est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques :

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient.
- La diffraction due à un obstacle.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible. On va donc recevoir le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos (fig. 3.8).

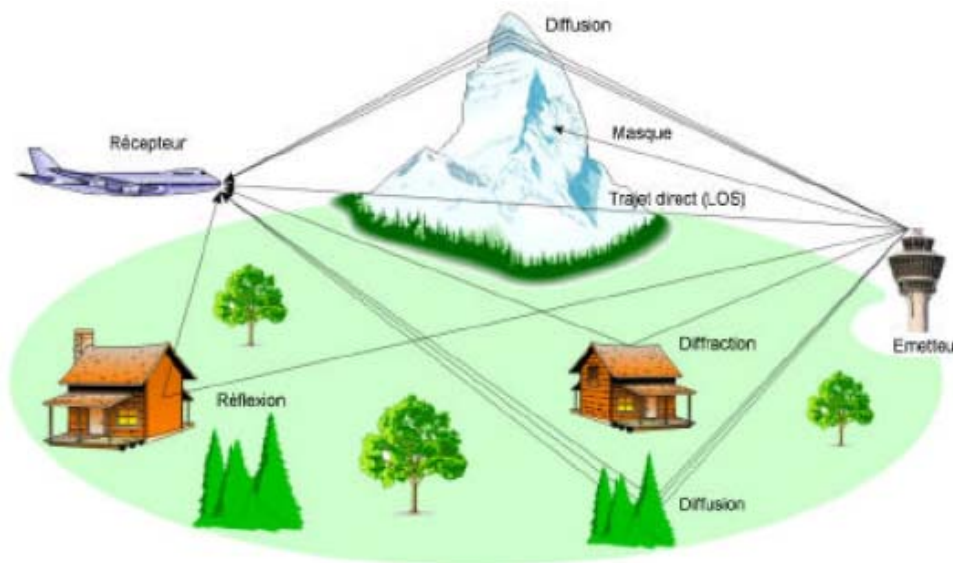


Figure 3.8 Trajet multiple dans un canal radiofréquence

Comme le passage du signal à sa destination prend plusieurs trajets avec un délai entre eux, donc au récepteur, on aura le symbole affecté par d'autres symboles en retard. Supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis n comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole n (fig. 3.9).

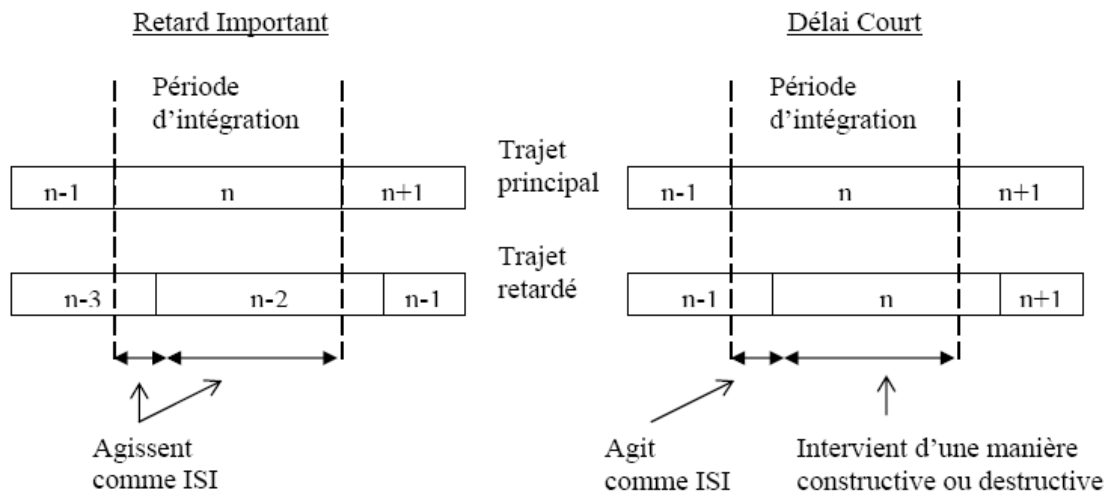


Figure 3.9 ISI à cause du trajet multiple

Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole (figure 3.9 à gauche), le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symbole(s) précédent(s). Un tel brouillage inter symbole (ISI) implique que le signal retardé ne peut avoir qu'un niveau très faible car ce dernier a subi trop d'atténuation (le niveau exact dépendant de la constellation utilisée et de la perte de marge de bruit acceptable).

Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole (figure 3.9 à droite), seule une partie du signal transmis sur ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

Il s'ensuit que pour répondre à un niveau non négligeable des signaux retardés, il faut réduire le débit de symboles pour que la gamme des retards (entre le premier trajet reçu et le dernier) ne représente qu'une partie minime de la période de symbole. Les informations susceptibles d'être acheminées par une porteuse unique sont dès lors limitées en cas de trajets multiples. Si une porteuse ne peut transporter le débit de symboles nécessaire, on arrive tout naturellement à diviser ce débit de données élevé en plusieurs flux parallèles de débit moins élevé, acheminés chacun par sa propre

porteuse. Leur nombre peut être élevé. Il s'agit d'une forme de MRF (Multiplex par répartition en fréquence), première étape vers l'OFDM.

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (figure 3.10), mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est dit alors sélectif en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être récupérées grâce à un codage convolutif. On utilise des porteuses orthogonales qui présentent l'avantage de pouvoir retrouver leur phase et amplitude indépendamment les unes des autres.

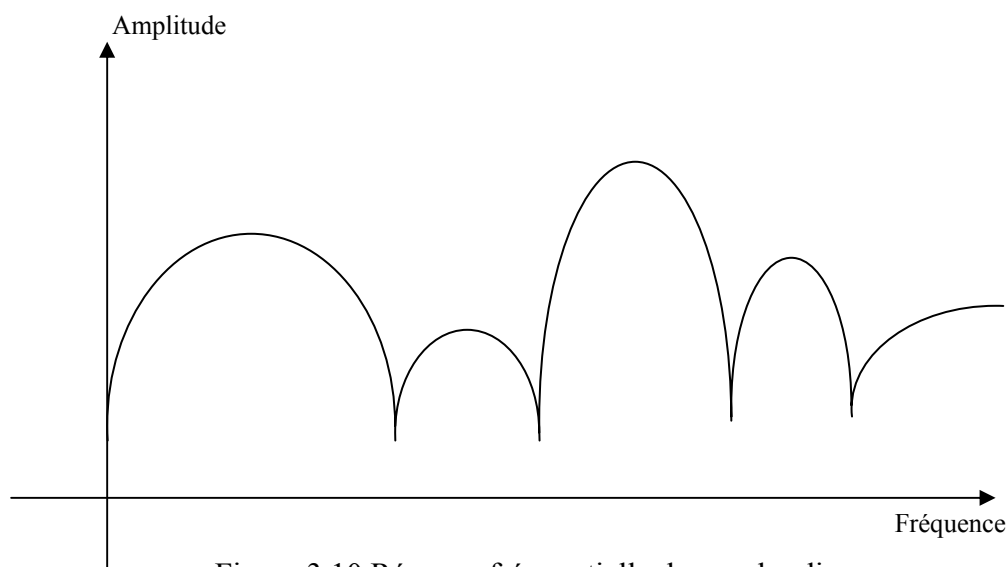


Figure 3.10 Réponse fréquentielle du canal radio

D'autre part, lors du déplacement d'un récepteur dans le cas d'une réception mobile, plusieurs ondes parviennent au récepteur, ayant chacune un décalage de phase variable dans le temps. Cela engendre, sur le signal résultant, des variations permanentes dans l'amplitude du signal. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux s'appelle l'effet Doppler.

3.4.3 Porteuses orthogonales

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

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : il faut sûrement beaucoup de modulateurs / démodulateurs et de filtres? Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de $f_u = 1/T_u$ entre les sous-porteuses, où T_u est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un ensemble orthogonal (figure 3.11).

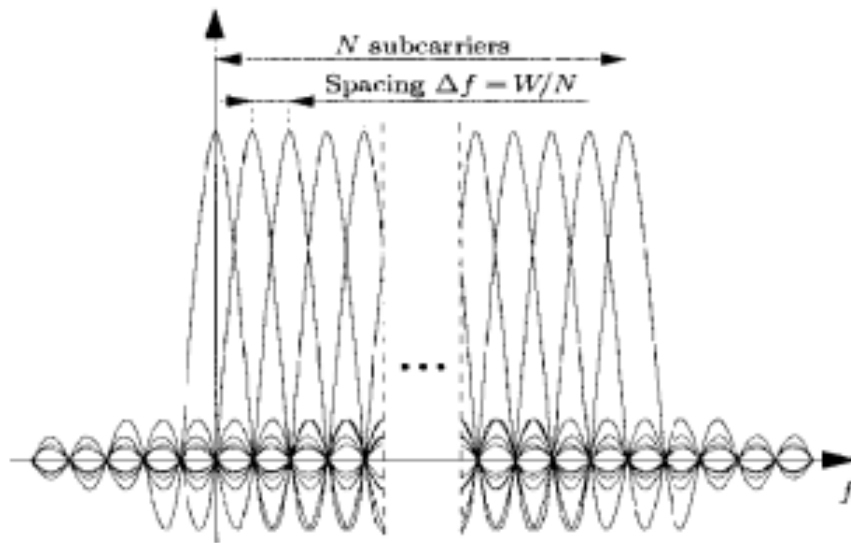


Figure 3.11 sous- porteuses orthogonales pour un système OFDM

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad \text{avec} \quad \omega_u = \frac{2\pi}{T_u} \quad (3.5)$$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité :

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \Psi_k(t) \Psi_1^*(t) dt = \begin{cases} 0 & k \neq 1 \\ T_u & k = 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\Psi_k(t)$, et les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

3.4.4 Intervalle de garde

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- L'interférence intra symbole: Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole: addition d'un symbole avec le suivant plus le précédant légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone « morte » appelée intervalle de garde. De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un « temps de garde » T_g qui a pour but d'éliminer l' ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal). Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaurent donc la relation :

$$T_s = T_u + T_g$$

Le temps de garde, s'il peut être un intervalle de garde « blanc » pendant lequel on n'émet rien, est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM (fig. 3.12).

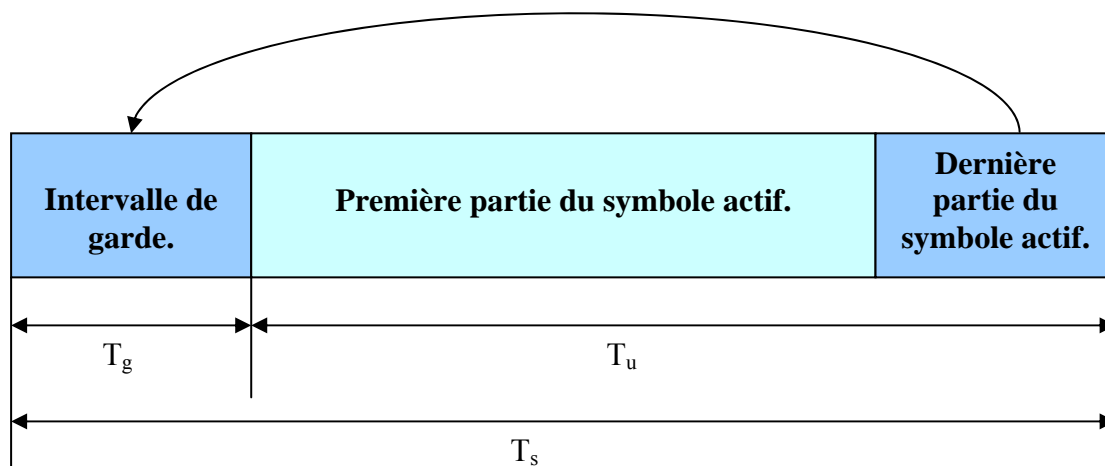


Figure 3.12 Le symbole OFDM et l'intervalle de garde (préfixe cyclique)

La figure 3.12 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_u . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_u , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : Le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI (Inter Code Interference) et ISI (Inter Symbol Interference) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.

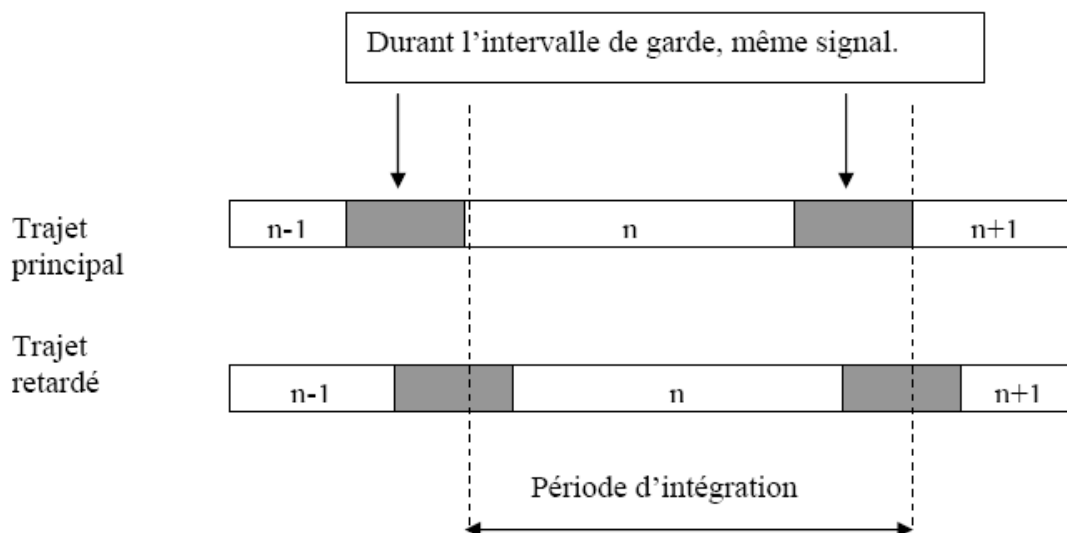


Figure 3.13 Intégration du signal avec intervalle de garde

Les signaux, arrivant de différents trajets, peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. En fait, il est possible de montrer que le signal démodulé à partir d'une porteuse donnée est très similaire au signal émis : il est simplement multiplié par la réponse fréquentielle équivalente du canal (à propagation par trajets multiples) sur la même fréquence porteuse.

3.4.5 Implantation numérique

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission.

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi j f_k t} \quad (3.7)$$

Le schéma de principe du modulateur OFDM correspondant à $s(t)$ est le suivante (figure 3.14) :

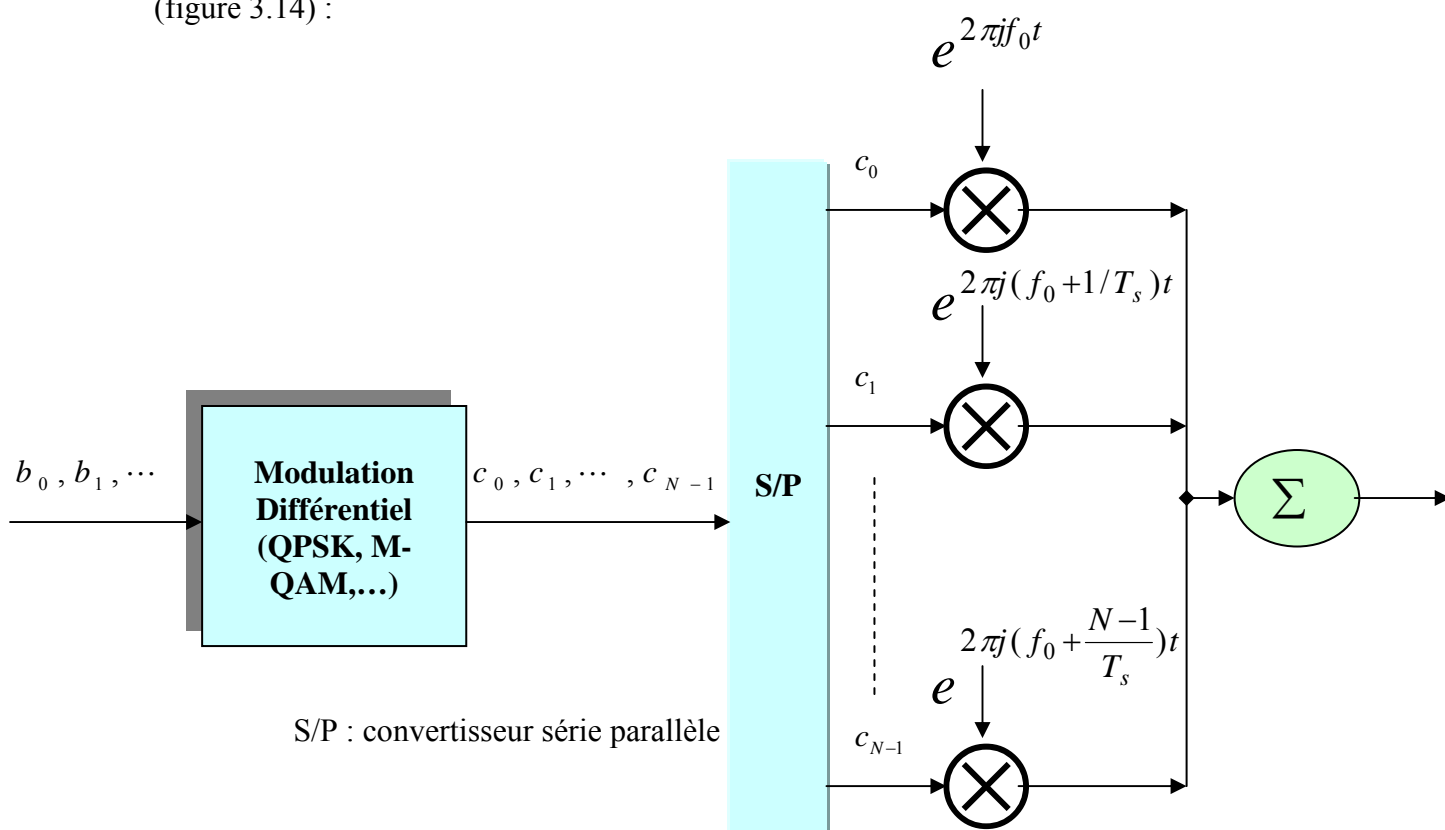


Figure 3.14 Schéma de principe du modulateur OFDM

Une simple traduction numérique de ce schéma consisterait à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'est bien sûr pas optimale du point de vue de sa complexité, voyons maintenant à partir de l'étude théorique de l' OFDM effectuée précédemment comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en oeuvre.

3.4.6 Le modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ est sous la forme :

$$s(t) = e^{2\pi j f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi j \frac{kt}{T_s}} \quad (3.8)$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie $s(n)$ sous la forme :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi j \frac{kn}{N}} \quad (3.9)$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $c(k)$. En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT nous conduisant au schéma numérique suivant (figure 3.15):

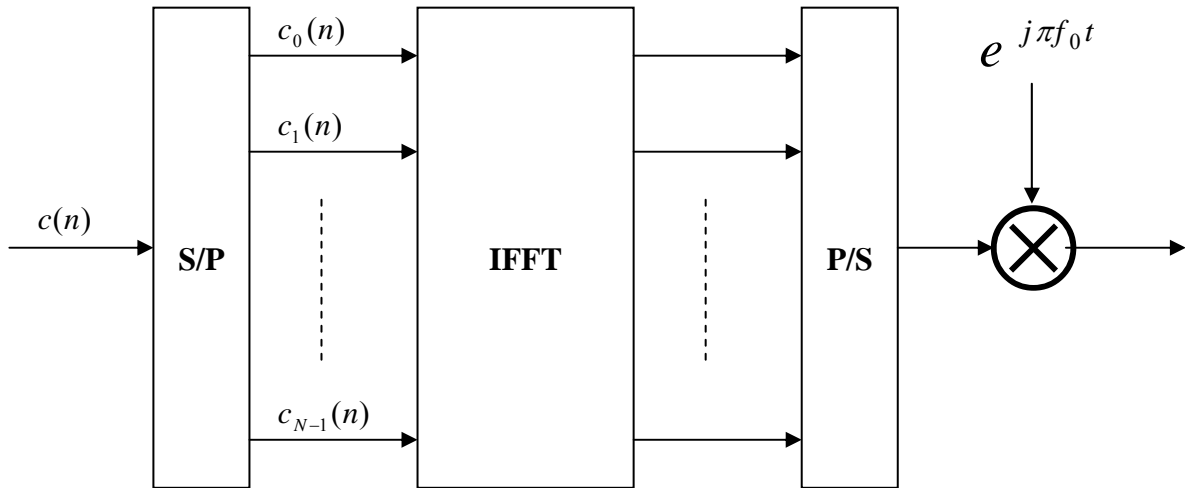


Figure 3.15 Modulateur OFDM numérique

3.4.7 Le démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2\pi j \frac{kn}{N}} \quad (3.10)$$

z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses

ayant été choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant (figure 3.16):

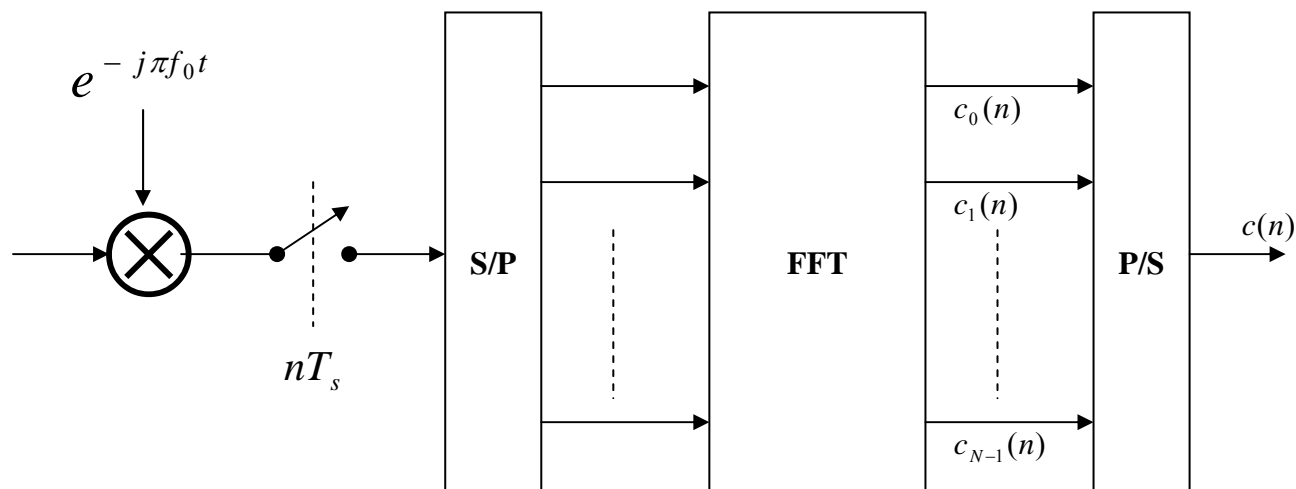


Figure 3.16 Démodulateur OFDM numérique

3.4.8 Résistance aux perturbations

Le fait de transmettre sur N porteuses orthogonales augmente bien évidemment la résistance de l'OFDM aux parasites, brouilleurs et autres perturbations, et c'est d'autant plus vrai que ce nombre N est en pratique assez élevé (la norme de télévision numérique DVB permet d'utiliser jusqu'à 8192 porteuses). D'autre part, la présence de l'intervalle de garde permet d'éviter les interférences entre symboles qui pourraient provoquer des pertes d'information. Même si une partie du signal a été fortement endommagée par les perturbations dues au canal, on se rend compte que seules certaines fréquences en ont pâti, mais que globalement l'information est quand même parvenue jusqu'au récepteur.

3.4.9 Schéma bloc d'un système OFDM

La figure suivante représente les différents blocs d'une MOD/DEMODO OFDM.

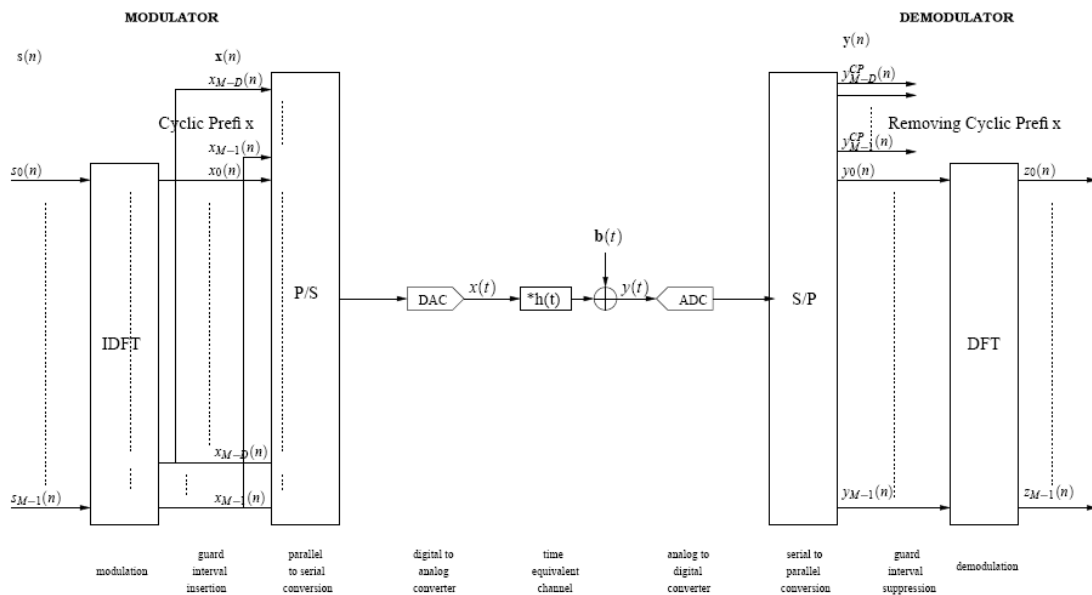


Figure 3.17 MOD/DEMODO OFDM

Le succès du déploiement des systèmes de communication de la téléphonie mobile, et la fusion entre les réseaux informatiques et les systèmes de communication sans fil ont promis d'un bon avenir dans le monde de communication sans fil à haut débit comme l'accès à l'Internet et les applications multimédia.

Un des majeurs problèmes que rencontre la transmission à débit élevé est le problème de trajet multiple. L'OFDM apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, et ceci en divisant la bande de transmission en N sous canaux orthogonaux. Un préfixe cyclique (Intervalle de Garde) est ensuite ajouté au début du symbole et ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. La longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieure à la valeur maximale de délai dû à l'effet de trajet multiple.

3.5 La technique d'accès CDMA

Les performances des systèmes de radiocommunications sont fortement liées aux choix de la techniques qui permettent à des utilisateurs multiples (multi user) d'accéder à un canal de transmission. Ce choix crucial du système d'accès concerne aussi bien les systèmes de radiocommunications cellulaires terrestres (GSM, UMTS) que les systèmes satellitaires, ou enfin que les réseaux locaux sans fils (WiFi, Bluetooth).

On présente dans cette partie l'une des méthodes d'accès multiple basée sur un partage de la ressource au moyen de codes d'étalement : Code Division Multiple Acces (CDMA). Cette méthode d'accès est issue des transmissions étalées utilisées dans le contexte des transmissions militaires depuis de nombreuses années.

L'objectif des premières transmissions militaires étalées était de résister au mieux à des brouilleurs bandes étroites ou/et de réaliser des transmission « discrètes ». L'utilisation de l'étalement en CDMA répond à un tout autre objectif, il s'agit, en l'occurrence, de maximiser la capacité d'un réseau d'accès radio.

3.5.1 Introduction aux techniques d'accès multiples

Il y a plusieurs méthodes pour partager une ressource radio entre N utilisateurs. Une solution simple consiste à diviser la bande de fréquence en N sous bandes disjointes et à allouer une sous bande à chaque utilisateur. Si on introduit le largeur totale de la bande de fréquence disponible : B , chaque utilisateur peut idéalement disposer d'une sous bande de largeur :

$$W = \frac{B}{N}$$

Cette méthode est appelée Frequency Division Multiple Access (FDMA). Elle est utilisée dans de nombreux systèmes de transmissions filaires.

La difficulté majeure de mise en oeuvre réside dans la séparation des différentes sous bandes de fréquence. En pratique ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale W_g

Une autre méthode pour décomposer une ressource en sous canaux allouables à différents utilisateurs consiste à définir une durée de trame T_t et à décomposer cette dernière en N intervalles encore appelés times slots de durée :

$$T_s = \frac{T_t}{N}$$

Chaque utilisateur qui souhaite transmettre des données se voit allouer un time slot particulier dans chaque trame. Ce système d'accès multiple est appelé Time Division Multiple Access (TDMA). Il est fréquemment utilisé pour les transmissions radio de voix et de données.

Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données (burst) émis par deux terminaux qui utilisent des times slots adjacents, ne se recouvrent, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir un intervalle de garde, ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée du burst émis.

Le système **GSM** fonctionne selon le principe de TDMA. La trame dure environ de 4.6 ms, elle est divisée en 8 times slots de 577 μ s. Un terminal transmet 116 bits utiles durant ce time slot de 577 μ s. Le time slot ne « revient » qu'une fois sur 8, le débit utile canal du terminal est donc égal à $\frac{116bits}{8 \times 577\mu s} = 251.3kbit / s$. Si l'on considère les

intervalles de garde et les bits de la séquence d'apprentissage, on s'aperçoit que le time slot « dure » en fait 156.25bits. Le débit sur le canal est alors égal à $\frac{156.25bits}{8 \times 577\mu s} = 270.8kbits / s$.

Pour les modes d'accès en FDMA ou en TDMA on constate que le canal est décomposé en sous canaux indépendants, chaque sous canal étant alloué à un utilisateur. On se retrouve ainsi dans une approche de transmission assez classique où la difficulté principale consiste à allouer les ressources libres (sous bandes ou times slots) aux utilisateurs.

Lorsque l'on est confronté à un système de communications avec de nombreux utilisateurs ayant un trafic sporadique d'envoi de paquets de données, les mécanismes d'allocation de ressources doivent être dynamiques. De tels mécanismes sont mis en œuvre dans l'évolution GPRS du GSM.

Pour éviter d'avoir à allouer des ressources à des utilisateurs on peut imaginer un système dans lequel ces utilisateurs pourraient émettre simultanément sur une même bande de fréquence. Idéalement ces utilisateurs pourraient tirer aléatoirement des séquences au moyen desquelles ils encoderaient les bits qu'ils doivent transmettre. Le récepteur pourrait alors « essayer » toutes les séquences possibles pour « retrouver » les trains binaires des différents utilisateurs. Une telle méthode d'accès multiple est appelée Code Division Multiple Access (CDMA).

Pour simplifier l'exposé de cette méthode on va se placer dans un mode « alloué » dans lequel les différents utilisateurs se verraient allouées des séquences d'étalement. Les séquences représentent donc en quelque sorte les signatures des utilisateurs et elles permettent d'étaler leur trafic sur toute la bande de fréquence. Les signaux des différents utilisateurs sont séparés au niveau du récepteur par corrélation du signal reçu avec les différentes séquences d'étalement.

Avant de détailler quelques propriétés du CDMA illustrent son principe au moyen d'un exemple.

3.5.2 Exemple de CDMA:

Considérons un cas extrêmement simple d'une voie montante d'un système cellulaire terrestre. On considère le cas où 4 utilisateurs souhaitent utiliser la même ressource radio pour transmettre chacun un train binaire différent.

Considérons, dans un premier temps, que les utilisateurs sont synchronisés en temps lorsqu'ils arrivent à la station de base et qu'il n'y a pas de décalage Doppler.

Supposons enfin que ces 4 utilisateurs aient utilisé les 4 séquences d'étalement orthogonales suivantes (séquences de Hadamard):

Les séquences de Hadamard :

Les séquences d'étalement de Hadamard sont des séquences binaires orthogonales qui se construisent récursivement à partir d'une matrice 2 x 2 de la manière suivante :

$$H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \quad H_4 = \begin{pmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{pmatrix}, \quad H_{2n} = \begin{pmatrix} H_{2(n-1)} & H_{2(n-1)} \\ H_{2(n-1)} & -H_{2(n-1)} \end{pmatrix}$$

Note : Il existe aussi des séquences de Hadamard de tailles multiples de 12 ou de 20 dont le principe de construction est similaire à celui présenté, la différence venant de la matrice de départ qui est soit une matrice 12x 12, soit une matrice 20 x 20. Pour avoir le détail de ces séquences utilisez la commande MATLAB : « help hadamard ».

La matrice de Hadamard pour cet exemple est la suivante :

$$H_4 = \begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{pmatrix}$$

Utilisateur n°1 :

Symbole à transmettre : a.
 Séquence d'étalement : (+1 +1 +1 +1).
 Chips émis durant un temps symbole : (+a +a +a +a).

Utilisateur n°2 :

Symbole à transmettre : b.
 Séquence d'étalement : (+1 -1 +1 -1).
 Chips émis durant un temps symbole : (+b -b +b -b).

Utilisateur n°3 :

Symbole à transmettre : c.
 Séquence d'étalement : (+1 +1 -1 -1).
 Chips émis durant un temps symbole : (+c +c -c -c).

Utilisateur n°4 :

Symbole à transmettre :	d.
Séquence d'étalement :	(+1 -1 -1 +1).
Chips émis durant un temps symbole :	(+d -d -d +d).

Les éléments des séquences d'étalement sont appelés des « **chips** ». Dans cet exemple chaque séquence est constituée de 4 chips. On introduit alors T_c qui représente le temps chip et qui est égal, dans le cas de l'exemple traité. A 1/4 du temps symbole T_s .

$$T_s = 4T_c$$

On se place maintenant à la station de base, on supposant les problèmes de synchronisation résolus et en considérant une transmission sans bruit. Le signal reçu durant un temps symbole est constitué par 4 chips et il 'écrit :

$$r = [(a + b + c + d) \quad (a - b + c - d) \quad (a + b - c - d) \quad (a - b - c + d)]$$

Pour retrouver le symbole émis par un utilisateur, il suffit de corrélérer ce signal reçu par la séquence utilisée par cet utilisateur.

Utilisateur n°1 :

$$\hat{a} = \frac{1}{4}(1 \cdot (a + b + c + d) + 1 \cdot (a - b + c - d) + 1 \cdot (a + b - c - d) + 1 \cdot (a - b - c + d))$$

$$\hat{a} = a$$

Utilisateur n°2 :

$$\hat{b} = \frac{1}{4}(1 \cdot (a + b + c + d) - 1 \cdot (a - b + c - d) + 1 \cdot (a + b - c - d) - 1 \cdot (a - b - c + d))$$

$$\hat{b} = b$$

Utilisateur n°3 :

$$\hat{c} = \frac{1}{4}(1 \cdot (a + b + c + d) + 1 \cdot (a - b + c - d) - 1 \cdot (a + b - c - d) - 1 \cdot (a - b - c + d))$$

$$\hat{c} = c$$

Utilisateur n°4 :

$$\hat{d} = \frac{1}{4}(1 \cdot (a + b + c + d) - 1 \cdot (a - b + c - d) - 1 \cdot (a + b - c - d) + 1 \cdot (a - b - c + d))$$

$$\hat{d} = d$$

On constate aussi que, même si les différents utilisateurs sont reçus au niveau de la station de base avec des niveaux d'énergie très différents, les séquences d'étalement étant orthogonales et les chaînes de transmission étant supposées linéaires, la réception est insensible à ces écarts de puissance.

Le cas d'école présenté ci-dessus est un cas idéal pour lequel l'opération inverse d'étalement fonctionne parfaitement du fait des hypothèses suivantes :

- Les chips émis par les différents utilisateurs ont été supposés synchronisés au niveau du récepteur.
- Aucun bruit n'a été ajouté au signal.
- Les séquences d'étalement utilisées étaient orthogonales.
- Aucun effet Doppler différentiel n'a été considéré.

Reprenons maintenant une approche plus générale des particularités du CDMA.

3.5.3 Présentation de CDMA

Considérons un utilisateur particulier à qui on attribue l'indice 1 et cherchons à évaluer la puissance de bruit interférente, due aux autres utilisateurs d'indice 2 à K, qui va « gêner » la réception et démodulation de cet utilisateur n°1.

Soit s_1^k le $k^{i\grave{e}me}$ symbole émis par notre utilisateur de référence. L'opération d'étalement transforme ce symbole en N chips $c_{1_i}^k, i \in [1, N]$. On note les N éléments de la séquence d'étalement : $p^1 = \{p_1^1, p_2^1, \dots, p_N^1\}$. On considère ici une séquence $p_i^1 = \pm 1$. Enfin, les différentes séquences d'étalement $\{p^n\}$ sont des séquences aléatoires, dites PN (Pseudo Noise) qui n'ont pas de propriétés d'orthogonalité particulières.

Au niveau du récepteur on reçoit alors le signal suivant :

$$r_1^k = c_{1_i}^k + \sum_{n=2}^K c_{n_i}^k + b_i^k \quad (3.11)$$

L'opération inverse d'étalement consiste à calculer le produit de corrélation de ce signal par la séquence p^1 .

D'où :

$$s_1^k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i^1 \left(c_{1_i}^k + \sum_{n=2}^K c_{n_i}^k + b_i^k \right) \quad (3.12)$$

On a :

$$c_{1_i}^k = s_1^k \cdot p_i^1 \quad c_{n_i}^k = s_n^k \cdot p_i^n$$

Il vient :

$$s_1^k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i^1 \left(s_1^k \cdot p_i^1 + \sum_{n=2}^K s_n^k \cdot p_i^n + b_i^k \right) \quad (3.13)$$

Ou encore :

$$s_1^k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (p_i^1)^2 s_1^k + \frac{1}{N} \sum_{n=2}^K \sum_{i=1}^N p_i^1 p_i^n s_n^k + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i^1 b_i^k \quad (3.13)$$

- Le premier terme $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (p_i^1)^2 s_1^k$ est égal à s_1^k .
- Le deuxième terme représente l'interférence des autres utilisateurs. Si les séquences d'étalement sont assez longues ($N \gg 1$), on peut considérer que : $\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i^1 p_i^n = v_n$. La variable v_n est la somme de N variables binomiales $\{\pm 1\}$. Par application du théorème central limite on peut donc considérer que v_n tend vers une variable aléatoire gaussienne centrée de moyenne nulle et de variance $1/N$.
- Le troisième terme représente une somme de N échantillons indépendants de bruit gaussien de variance $N\sigma^2$, cette somme donc équivalente à un terme additif de variance σ^2 que l'on notera b^k . Cette variance est plus faible que la variance des bruits b_1^k , ce qui est normal car ces bruits étaient large bande et leur puissance était donc égale à la densité spectrale de puissance de bruit multipliée par la bande après étalement. Par contre le bruit b^k correspond au bruit dans la bande utile après l'opération inverse d'étalement. La densité spectrale de puissance est la même mais la bande ayant été divisée par N dans l'opération l'opération inverse d'étalement on retrouve bien la division par N au niveau de la variance du bruit. Cette remarque est importante en simulation lorsque l'on étudie un système CDMA, pour rester à un niveau fixe de rapport $\frac{E_b}{N_0}$, il ne faut pas oublier de multiplier les amplitudes des échantillons de bruit complexes par \sqrt{N} pour traduire l'effet de l'extension de bande.

On obtient finalement :

$$\widehat{s}_1^k = s_1^k + \sum_{n=2}^K v_n s_n^k + b^k \quad (3.14)$$

Le deuxième terme $\sum_{n=2}^K v_n$ étant identifiable à un bruit blanc gaussien additif, on peut introduire une densité de puissance bilatérale de bruit d'interférence notée $\frac{I_0}{2}$ de la même manière que l'on introduit en général la densité de puissance bilatérale de bruit thermique $\frac{N_0}{2}$.

Cette particularité du CDMA de transformer en bruit blanc gaussien les signaux interférents est très importante et représente un des grands atouts du CDMA. En effet, les structures des mécanismes de prise de décision dans les récepteurs sont généralement adaptées à ce type de bruit alors qu'elles résistent mal à des interférences qui suivent la même forme d'onde que le signal utile.

3.6 Le MC-CDMA

3.6.1 Principe

Le MC-CDMA a été introduit en 1993 de façon indépendante par N. Yee et al. Dans [22] et par K. Fazel et L. Papke dans [23]. Comme son nom l'indique, le MC-CDMA combine à la fois la technique d'accès multiple par répartition de codes (CDMA) et la modulation multi-porteuses en l'occurrence l'OFDM. On trouve dans la littérature différentes méthodes d'associer CDMA et OFDM [24], dans le cas du MC-CDMA les données des différents utilisateurs sont étalées sur un ensemble de sous-porteuses. Le principal intérêt réside dans le fait que l'étalement effectué sur l'axe fréquentiel permet de tirer parti de la diversité fréquentielle du canal et de reconstituer en réception le signal émis en récupérant toute l'énergie dissipée du signal. L'intérêt du MC-CDMA est largement constaté en voie descendante, où le caractère synchrone de la liaison permet de faire cohabiter simultanément plusieurs utilisateurs ayant des codes orthogonaux de type Walsh-Hadamard. L'accès multiple à répartition de codes confère au MC-CDMA une grande flexibilité quant à la gestion du nombre d'utilisateurs. Enfin, grâce aux propriétés conservées de l'OFDM, le MC-CDMA est robuste aux phénomènes multitrajets. Pour toutes ces raisons, le MC-CDMA est un candidat sérieux pour la couche physique des futurs systèmes radio-mobiles de 3^{ème} génération.

Le modèle du système d'accès multiple avec étalement de spectre à porteuses multiples (MC-CDMA) (fig. 3.17). Sans perte de généralité, on fait l'hypothèse que les canaux de propagation des utilisateurs, représentés en tant que filtres FIR, ont le même ordre L . Il s'agit donc d'un système d'accès multiple quasi-synchrone. De plus, les canaux de propagation sont slow fading, c'est-à-dire que les atténuations de chaque trajet sont considérées constantes pour toute la durée de la transmission.

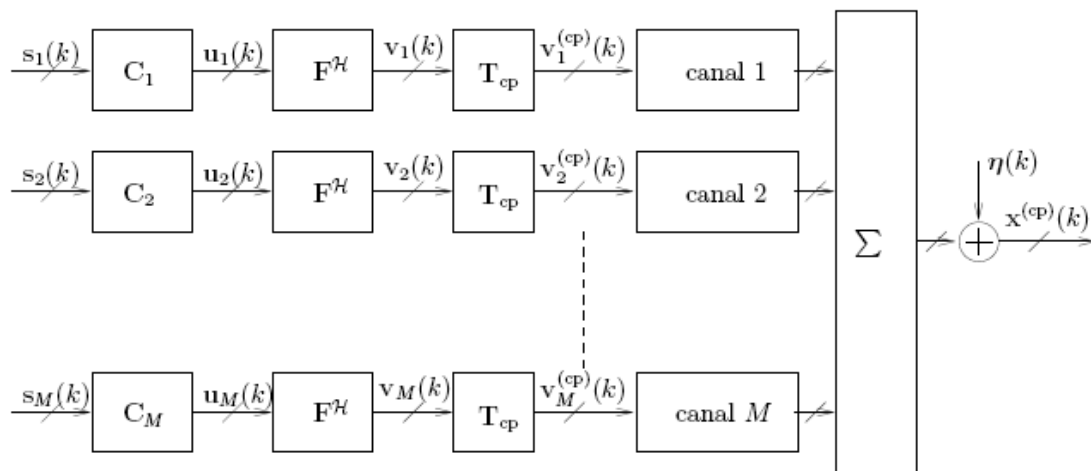


Figure 3.18 Modèle de système MC-CDMA

La technique d'accès multiple MC-CDMA [25] utilise l'étalement des symboles de chaque utilisateur avec une séquence orthogonale, différente pour chaque utilisateur.

Les chips sont ensuite modulés OFDM [26], chaque chip étant modulé sur une porteuse différente. Les porteuses sont communes à tous les utilisateurs. La génération des symboles MC-CDMA pour μ -ième utilisateur est représentée dans la figure (3.19).

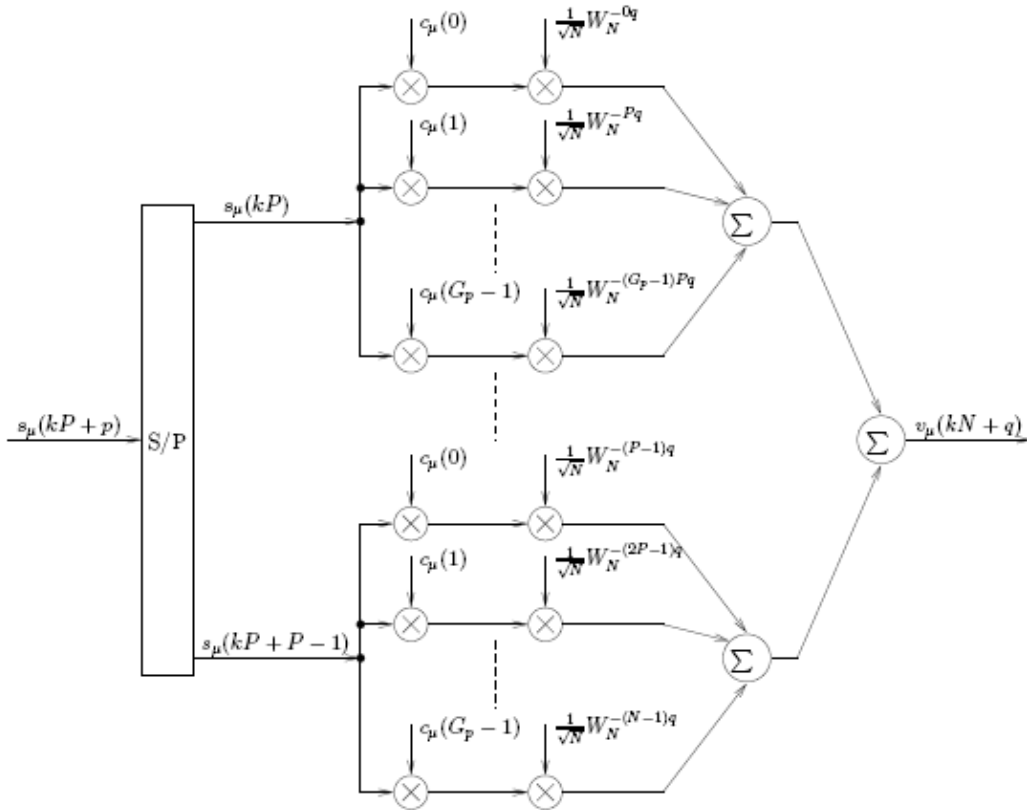


Figure 3.19 Génération d'un symbole MC-CDMA

Les symboles d'entrée, $s_\mu(kP + p)$, sont divisés en P flux parallèles par un convertisseur série-parallèle, où k est l'index d'une trame de symboles de longueur P et p est l'index de symboles dans la trame. La conversion série-parallèle a pour but d'augmenter la durée d'un symbole et donc d'augmenter la résistance de la transmission aux canaux sélectifs en fréquence. Les symboles de chaque flux sont ensuite multipliés par les chips de la séquence d'étalement $c_\mu(n)$, $n \in \{0, 1, \dots, G_p - 1\}$ où G_p est le nombre total de chips. On dit que l'on a un « étalement dans le domaine fréquentiel », car l'opération d'étalement est réalisée avant la modulation OFDM, implémentée numériquement sous la forme d'une IFFT. Chaque chip est ensuite transporté sur une porteuse différente. Le nombre total de porteuses est $N = G_p P$.

Dans la suite, pour décrire le système MC-CDMA, on groupe les symboles du μ -ième utilisateur $s_\mu(n)$ dans des vecteurs colonne de longueur P , où P est le nombre de flux parallèles :

$$s_\mu(k) = [s_\mu(kP) \quad s_\mu(kP+1) \quad \cdots \quad s_\mu(kP+P-1)]^T \quad (3.15)$$

Le vecteur $s_\mu(k)$ est multiplié tout d'abord par la matrice d'étalement C_μ , spécifique pour chaque utilisateur et ensuite par la matrice IFFT, F^H , commune pour tous les utilisateurs : où $F \in C^{N \times N}$ est la matrice FFT avec l'élément sur la p -ième ligne et q -ième colonne de la forme $\frac{1}{\sqrt{N}} W_N^{pq}$ et la matrice d'étalement C_μ .

$$C_\mu = \begin{bmatrix} C_\mu(0)I_P \\ C_\mu(1)I_P \\ \vdots \\ C_\mu(G_P - 1)I_P \end{bmatrix}$$

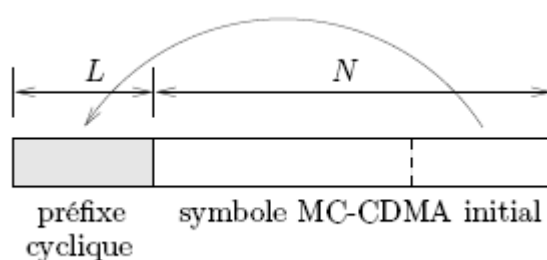


Figure 3.20 Symbole MC-CDMA avec préfixe cyclique

Pour réduire l'effet du canal avec $L+1$ trajets, un préfixe cyclique est inséré au début de chaque trame d'échantillons de longueur N , $v_\mu(k)$. Le préfixe cyclique est constitué par les L derniers échantillons du vecteur $v_\mu(k)$ (fig. 3.19). L'insertion du préfixe cyclique peut être réalisée avec la matrice T_{cp} . D'où le signal émis dans le canal est :

$$v_\mu^{(cp)}(k) = T_{cp} v_\mu(k) \quad (3.16)$$

A la réception, le signal reçu s'écrit :

$$x^{(cp)}(k) = \sum_{m=1}^M \left(H_0^{(m)} v_m^{(cp)}(k) + H_1^{(m)} v_m^{(cp)}(k-1) \right) + \eta(k) \quad (3.17)$$

Où $H_0^{(m)}, H_1^{(m)} \in C^{(N+L) \times (N+L)}$ sont des matrices de Toeplitz [27] qui décrivent le canal de propagation du m -ième utilisateur :

$$H_0^{(m)} = \begin{bmatrix} h_0^{(m)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ h_1^{(m)} & h_0^{(m)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & h_L^{(m)} & \dots & h_1^{(m)} & h_0^{(m)} \end{bmatrix}, \quad H_1^{(m)} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & h_L^{(m)} & \dots & h_2^{(m)} & h_1^{(m)} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & h_3^{(m)} & h_2^{(m)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

M est le nombre d'utilisateurs et $\eta(k) \in C^{(N+L) \times 1}$ est un vecteur avec les échantillons d'un bruit gaussien blanc centré et variance $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ sur chaque dimension.

Au niveau de récepteur, la première opération effectuée est le retrait du préfixe cyclique avec la matrice R_{cp} . Dans ces conditions, on peut montrer que le signal reçu, sans préfixe cyclique [28], s'écrit :

$$x(k) = \sum_{m=1}^M R_{cp} H_0^{(m)} T_{cp} v_m(k) + R_{cp} \eta(k) \quad (3.18)$$

Ainsi, l'interférence entre deux blocs d'échantillons adjacents, $v_m(k)$ et $v_m(k-1)$, émis dans des canaux avec $L+1$ trajets, est éliminée. L'élimination de l'interférence entre les blocs adjacents permet, au niveau du récepteur, un traitement bloc par bloc.

De plus, l'insertion du préfixe cyclique à l'émission et son retrait à la réception fait que la matrice $R_{cp} H_0^{(m)} T_{cp}$ est une matrice circulaire [28]. Cette matrice circulaire est caractérisée par le fait que chaque ligne est une version décalée d'un seul élément de la ligne précédente. Entre une matrice circulaire et les matrices IFFT (F^H), et FFT (F) on a la relation :

$$D_H^{(m)} = F R_{cp} H_0^{(m)} T_{cp} F^H \quad (3.19)$$

Où $D_H^{(m)}$ est une matrice diagonale de la forme :

$$D_H^{(m)} = \begin{bmatrix} H_0^{(m)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^{(m)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & H_{N-1}^{(m)} \end{bmatrix}$$

et $H_p^{(m)}$, $p \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ est la FFT de la réponse impulsionnelle du canal du m -ième utilisateur :

$$H_p^{(m)} = \sum_{l=0}^L h_l^{(m)} W_N^{pl} \quad (3.20)$$

Avec $D_H^{(m)}$, le signal reçu, après la démodulation OFDM (représentée par la matrice FFT (F)) s'écrit :

$$y(k) = \sum_{m=1}^M D_H^{(m)} u_m(k) + FR_{cp} \eta(k) \quad (3.21)$$

Donc, les chips émis, $u_m(k)$, sont affectés par un canal non sélectif en fréquence représenté par la matrice diagonale $D_H^{(m)}$, chaque symbole émis $u_m(kN+p)$ étant affecté par un coefficient complexe $H_p^{(m)}$.

Après la démodulation OFDM, le signal reçu est égalisé par une matrice d'égalisation diagonale $W_{eq}^{(\mu)}$ spécifique pour chaque utilisateur. Après égalisation et désétalement, le signal reçu s'écrit (fig. 3.20) :

$$\tilde{s}_\mu(k) = C_\mu^T W_{eq}^{(\mu)} y(k) \quad (3.22)$$

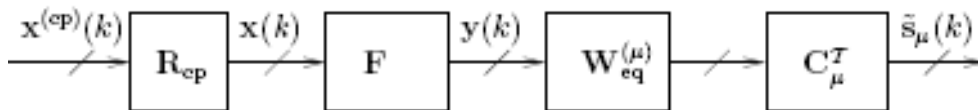


Figure 3.21 le récepteur du système MC-CDMA

Dans un canal gaussien et avec une synchronisation parfaite entre l'émission et la réception, la technique d'accès multiple MC-CDMA n'a pas d'interférence multi-utilisateur. Lorsque le canal de propagation de chaque utilisateur a des multitrajets, l'orthogonalité des séquences d'étalement est partiellement détruite et les performances sont affectées par l'interférence multi-utilisateur.

Le système d'accès multiple MC-CDMA a été donc présenté. L'effet du canal à multitrajets est atténué grâce à l'utilisation de symboles de durée grande et l'insertion d'un préfixe cyclique. Grâce à l'utilisation de la modulation OFDM, le canal équivalent à égaliser est représenté par une seule atténuation. Ainsi, seulement des techniques d'égalisation simples sont nécessaires à la réception.

3.7 Conclusion

Dans ces trois chapitres, nous avons rappelé les notions de base sur la modulation numérique classique, les MCT, les canaux radio, la modulation OFDM, la technique d'accès MC-CDMA et le codage spatio-temporel dans les systèmes MIMO. Pour but de lutter au bruit Gaussien, les évanouissements dus à la propagation du signal, les trajets multiples et les interférences inter- symboles et inter- utilisateurs.

Dans le chapitre suivant nous allons utiliser les outils présentés précédemment pour améliorer le standard d' IEEE 802.11a dans les réseaux locaux sans-fil (WLAN).

Chapitre 4

Simulations et Résultats

Sommaire :

4.1 Présentation du standard IEEE 802.11a\b\g91
4.2 Solution proposée95

4.1 Présentation du standard IEEE 802.11a\b\g :

Les WLAN « Wireless Local Area Network » ou Réseaux locaux sans-fil cherchent à offrir les mêmes prestations que les LAN d'entreprises avec l'avantage de la suppression du câblage et le déplacement à l'intérieur d'un immeuble ou même l'extérieur, dans certaines zones, sans interruption de la session en cours.

Dans cette partie de mémoire, nous présentons le contexte des simulations réalisées dans le cadre de notre travail. Il s'agit du standard 802.11X qui a été conçu afin de normaliser la couche physique des réseaux locaux sans-fils. Nous mentionner que ce standard a été défini en parallèle avec le standard européen nommé HIPERLAN/2 développé par l'ETSI et que tous deux adoptent la modulation OFDM, et qu'ils ont de nombreux points communs.

Le standard IEEE 802.11a est défini dans la bande de fréquence autour de 5 GHz et conçu spécialement pour les environnements Indoor, ou Outdoor lorsque la mobilité est pédestre, la portée des terminaux peut s'étendre jusqu'à 30m à l'intérieur des bâtiments et jusqu'à 150m à l'extérieur des bâtiments. La bande des fréquences basses s'étend entre 5.15 et 5.35 GHz, elle contient 8 canaux espacés de 20 MHz. Alors que la bande supérieure est constituée de 11 canaux, entre 5.470 et 5.725 GHz (Pour les versions b et g utilisent 13 canaux entre 2.4 et 2.4835 GHz).

En ce qui concerne les principales caractéristiques fixées pour la modulation OFDM dans le standard IEEE 802.11a nous pouvons les résumer par:

- Fréquence d'échantillonnage : $F_e = 20\text{MHz}$.
- Espacements entre deux canaux adjacents : 20MHz.
- Taille de la FFT : $M = 64$.
- Modulations : BPSK, QPSK, QAM.
- Intervalle de garde est égal à $\frac{1}{4}$ la durée d'un symbole OFDM.
- Modulation OFDM (pour la version *b* est une DSSS).
- Méthode d'accès TDMA-TDD (Time Division Multiple Access – Time Division Duplex).
- Allocation automatique des fréquences.
- Code convolutif de longueur 7 poinçonné.

On donne le tableau suivant qui résume les modes de la couche physique des réseaux HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a :

Modulation scheme	Coding rate	Physical data rate	Data bits per symbol
<i>Both standards</i>			
BPSK	1/2	6 Mbps	24
BPSK	3/4	9 Mbps	36
QPSK	1/2	12 Mbps	48
QPSK	3/4	18 Mbps	72
16-QAM	3/4	36 Mbps	144
<i>HIPERLAN/2 only</i>			
16-QAM	9/16	27 Mbps	108
<i>IEEE 802.11a only</i>			
16-QAM	1/2	24 Mbps	96
64-QAM	2/3	48 Mbps	192
<i>Both standards (optional)</i>			
64-QAM	3/4	54 Mbps	216

Pour la version *b* les débits utilisés sont : 1,2 ,5.5 ,11 Mbps.

4.1.1 DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*)

DSSS signifie Direct Sequence Spread Spectrum, il s'agit d'une technique de modulation à spectre étalé. Toute modulation à spectre étalé présente les caractéristiques suivantes :

- La largeur de bande du signal après modulation est plus grande qu'avant la modulation.
- La largeur de bande du signal transmis dépend du signal transmis et d'un signal supplémentaire appelé *code d'étalement* (Spreading Code).

Le fait d'étaler l'énergie du signal sur une bande plus large permet de diminuer la densité de puissance et d'augmenter la redondance.

DSSS est de loin la technique de modulation à spectre étalé la plus utilisée lors l'application de la norme 802.11. L'étalement du spectre est obtenu en multipliant le signal à transmettre par une *séquence d'étalement* (spreading sequence). Le schéma de la figure (fig. 4.1) suivante montre le principe de fonctionnement de DSSS, la séquence d'étalement correspond à celle définie par la norme.

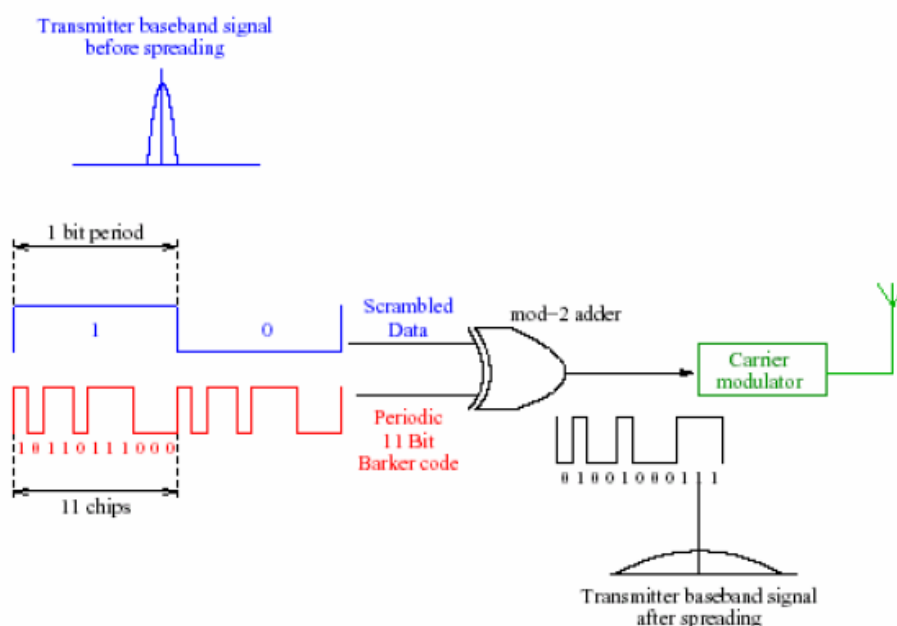


Figure 4.1 Principe de fonctionnement de DSSS (source : IEEE 802.11b)

4.1.2 TDMA-TDD

La TDMA-TDD est une technique utilisée pour la gestion des différents utilisateurs dans les bandes occupées par le standard 802.11X. La TDMA, qui on a déjà présenté. La TDD (Time Division Duplex), c'est une méthode de communication qui divise le dialogue entre le point d'accès et le terminal en 2 temps : un temps pour la transmission (T) et un autre pour la réception (R) comme montre la figure suivante (fig. 4.2) :

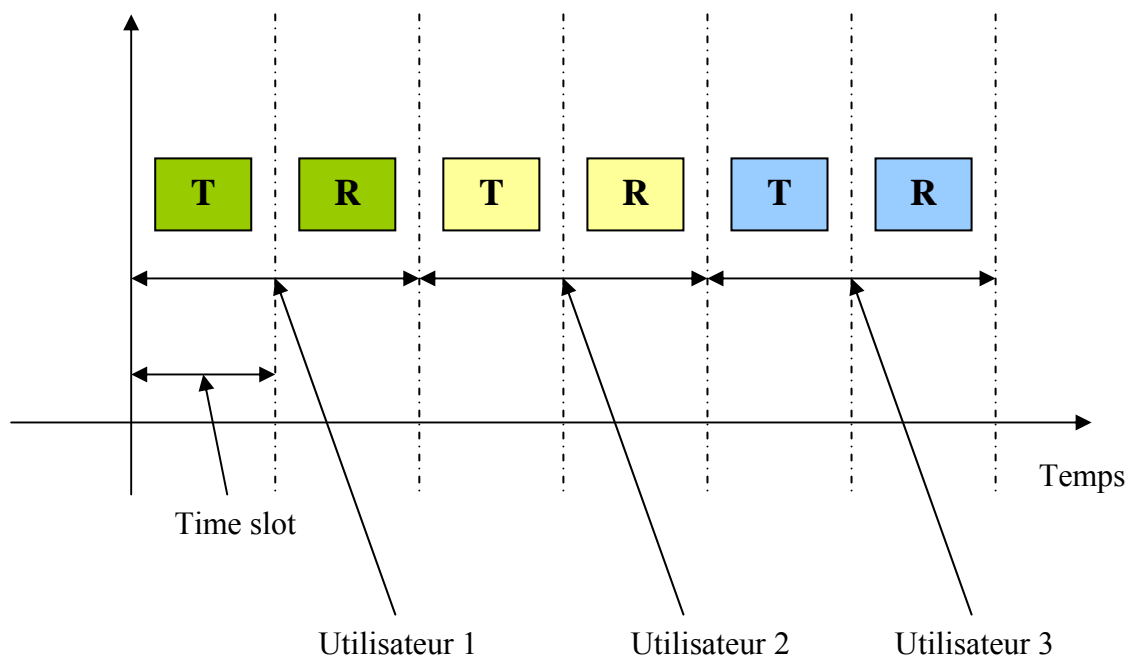


Figure 4.2 Principe de l'accès TDMA-TDD

4.1.3 Limites :

On prend l'exemple de la version *b*, où nous avons 13 canaux réservés pour cette dernière, et après la méthode d'accès dans un canal pour ce standard, on remarque que le nombre d'utilisateur est égal un. Ça s'implique que pour une communication à 100% en émission (ou en réception), on a 13 utilisateurs par time slot le reste des utilisateurs attendent le second time slot...etc. J'ai trouvé aussi dans la littérature la phrase débit réel comme : 54 Mbps théorique, 20-30 Mbps réel, ce phénomène apparaît si le nombre d'utilisateurs augmentent dans un canal. Par exemple s'il y a 30 utilisateurs par canal, le premier utilisateur attend environ de 30 time slots pour la prochaine communication (dégradation du débit théorique).

4.2 Solution proposée

La solution proposée est adoptée sur les réseaux locaux sans-fil (WLAN) de la classe C. Cette classe est un mode d'adressage TCP/IP de la longueur 32 bits ; ce type du réseau peut adresser 254 utilisateurs. Par un simple calcul, on peut trouver le nombre d'utilisateur par canal pour le standard IEEE 802.11a qui contient 19 canaux ($254/19 \approx 14$), on a 14 utilisateurs par canal (on prend 16 utilisateurs pour la raison de la puissance 2 de la matrice de Hadamard).

Comment résoudre le problème de l'accès successif (TDMA) par un accès simultané ? Tous simplement par la méthode CDMA qui est démontrée précédemment (débit fixe durons la communication pour tous les utilisateurs).

On remarque que l'émission et la réception ce fait en deux time slots pour chaque utilisateur (communication Half –Duplex TDD). Est-ce que si possible de transmettre et de recevoir en même temps (Full- Duplex) ? Oui, pour résoudre ce problème, on va associer à chaque utilisateur deux séquences d'étalement une pour la transmission et l'autre pour la réception. Ça s'implique que le nombre réel d'utilisateur pour chaque canal devient le double.

Dans la suite de ce chapitre, on présente deux solutions pour les problèmes traités précédemment, et finalement par une comparaison entre ces deux solutions avec la modulation utilisée dans le standard 802.11a (canal SISO et MIMO).

4.2.1 Présentation de la première solution

La figure suivante (fig. 4.3) présente le système de transmission et de réception pour cette solution :

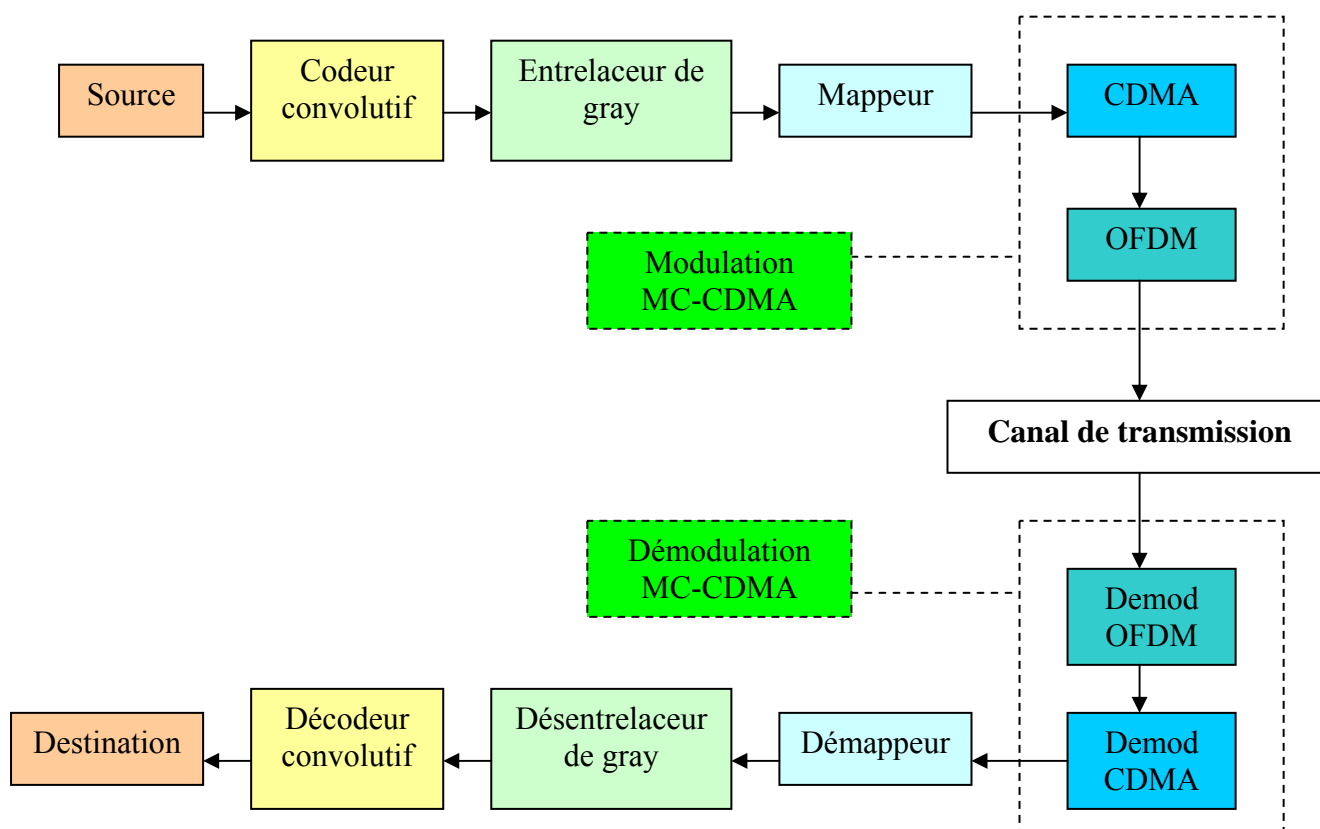


Figure 4.3 système de communication de la solution 1

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination :

- Le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire.
- La séquence résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc...). Le codeur considéré est un codeur convolutif, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur de gray afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc du canal.
- La séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de b bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^b . par exemple, nous citons les modulations BPSK, QPSK, QAM (Mappeur).

- La séquence modulée par le mappeur ensuite passé au modulateur MC-CDMA (une séquence d'étalement sera associée de chaque utilisateur).
- A la réception, le récepteur est constitué d'un démodulateur MC-CDMA, du démodulateur numérique (démappeur), du désentrelaceur de gray, du décodeur convolutif (décodeur de Viterbi).

4.2.2 Présentation de la deuxième solution

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio- fréquence, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation MC-CDMA, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de deux antennes co- localisées. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA). Dans laquelle les antennes sont alignées et uniformément espacées. La figure suivante (fig. 4.4) présente le schéma de la chaîne de communication de cette solution :

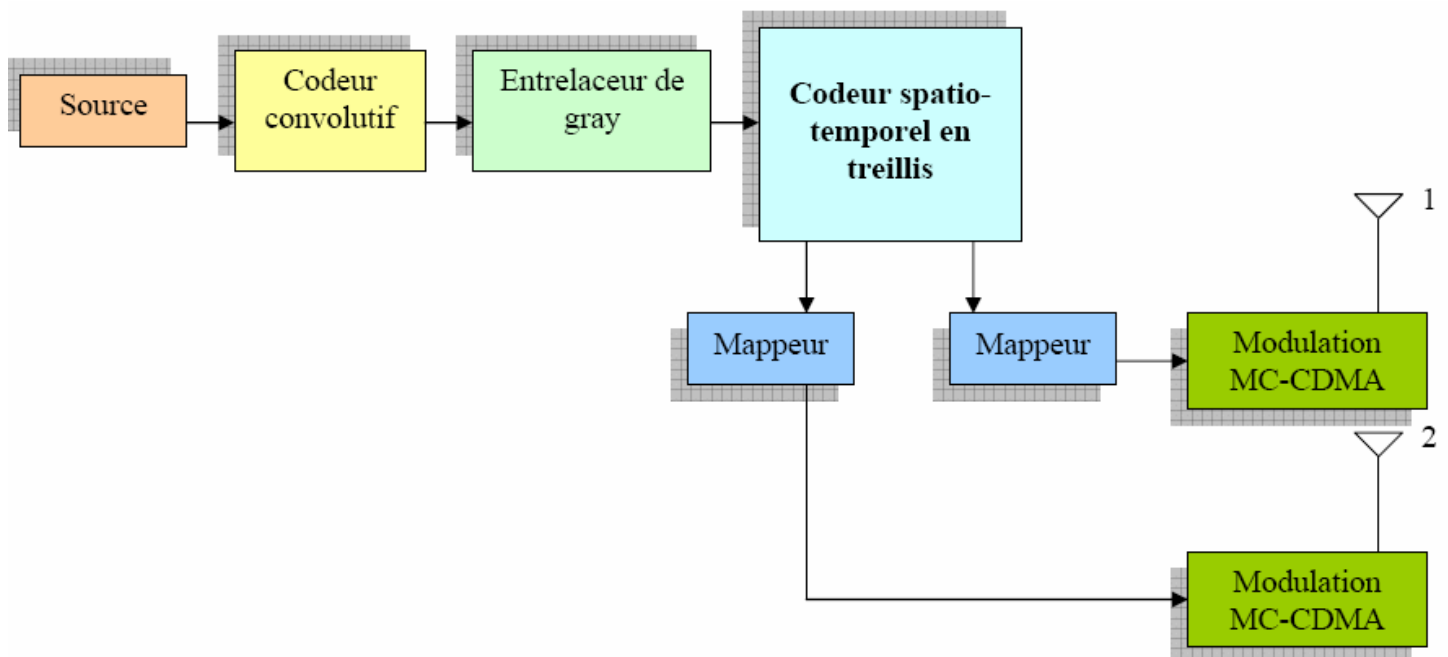


Figure 4.4a Schéma de l'émetteur de la solution 2

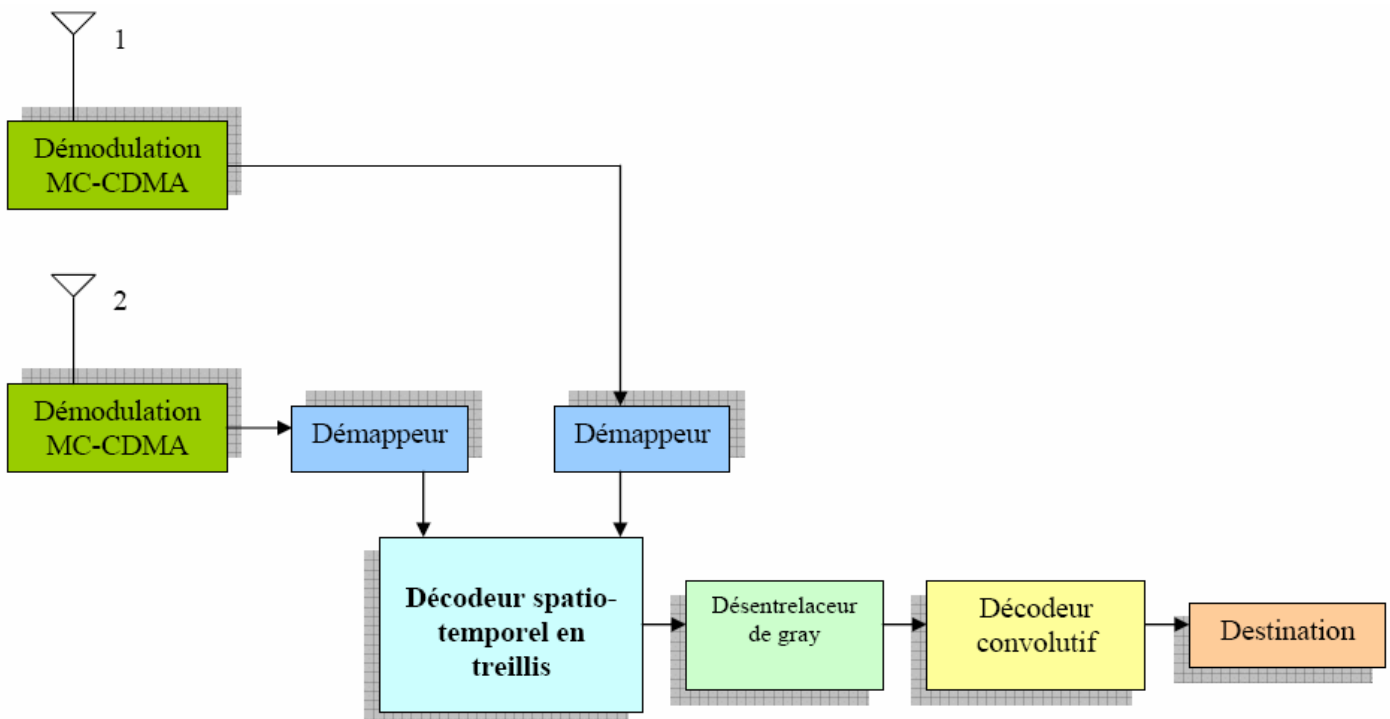


Figure 4.4b Schéma du récepteur de la solution 2

En général, la majorité des blocs utilisés pour cette solution sont les mêmes blocs de la première solution. Mais pour la seconde, on a ajouté un codeur spatio-temporel et un système MIMO pour profiter de la diversité spatiale et temporelle du code spatio-temporel en treillis, on peut distinguer que si on fusionne le codeur spatio-temporel avec le modulateur OFDM, on trouve un autre type de diversité, c'est une diversité spatio-tempo-fréquentielle à cause de la modulation en sous-porteuses de l'OFDM. A la réception, on applique les opérations inverses de la chaîne de transmission.

Dans ce que suit, nous simulons les deux chaînes dans un canal AWGN, et après dans un canal multitrajets AWGN.

4.2.3 Simulation de la chaîne numéro 1 :

Cadre de simulation : Dans cette partie de simulation, on a simulé 3 chaînes avec les paramètres suivantes :

- la chaîne 1 : c'est une modulation OFDM sans code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur QASK avec $M = 4$,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : 128,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : $[-10, 27]$ dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000.

- la chaîne 2 : c'est une modulation MC-CDMA sans code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
 - La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : $[-10, 27]$ dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000.

- la chaîne 3 : c'est modulation MC-CDMA avec un code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
 - La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
 - Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : $[-10, 27]$ dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000

Le canal de propagation est un AWGN.

Les graphes de simulation :

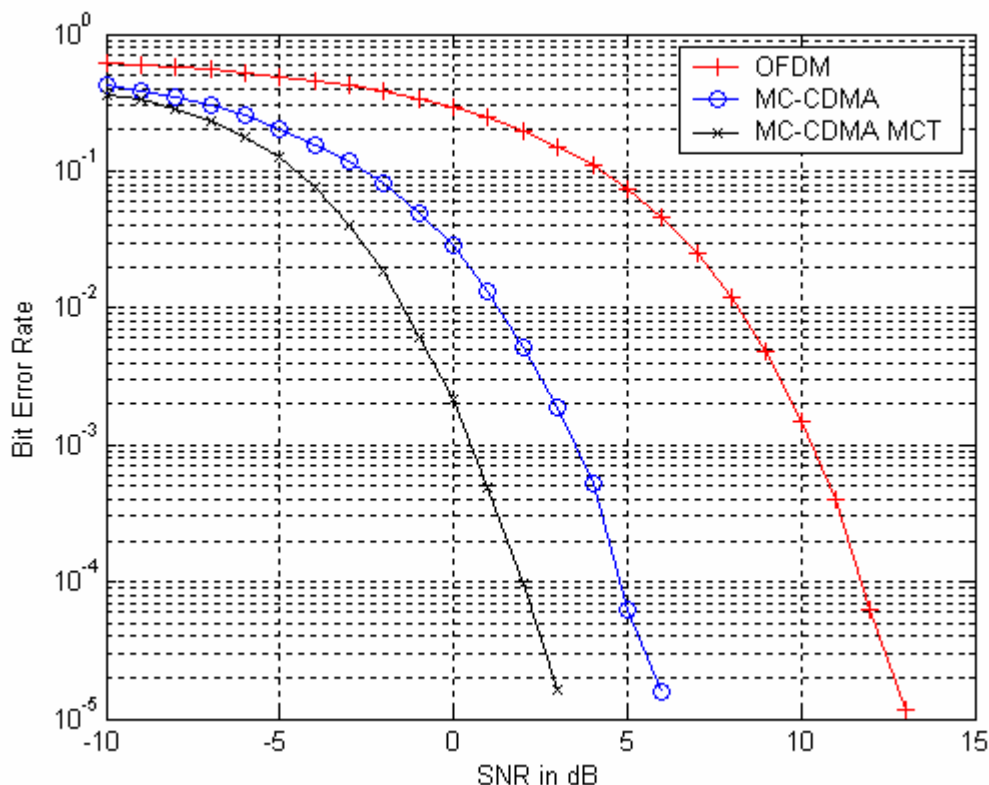


Figure 4.5 Résultats de la simulation des 3 chaînes suivantes dans un canal AWGN : 1- OFDM, 2- MC-CDMA, 3- MC-CDMA avec MCT (Modulation codée en treillis).

Discussion des résultats :

On remarque à partir du graphe que la modulation MC-CDMA MCT donne une robustesse contre les effets des brouillages du canal AWGN ; avec un SNR=0 dB le BER proche de 10^{-3} , et après un SNR > 4 dB le BER = 0. La question qui se pose est comment on peut justifier ces résultats ?

Ça se revient à plusieurs raisons :

- Premièrement à l'effet du code correcteur d'erreur en treillis (résultat qui ressemble à celle du Divsalar et Simon [29] [30] qui ont montré que la conception des MCT pour le canal AWGN résume dans la maximisation de la distance libre au carré d'un code en treillis (free distance d_{free}^2).
- Deuxièmement à l'effet de la séquence d'étalement qui élargit le spectre du signal sur une bande plus grande permet de réduire l'énergie de signal et le rendre plus résistif aux effets du canal AWGN.

Conclusion :

On a démontré après la simulation que pour une transmission dans un canal AWGN, il faut choisir un bon MCT avec l'effet de la séquence d'étalement donnent une chaîne robuste au brouillage du canal. Mais on remarque que l'efficacité spectrale dans la modulation OFDM est très grande devant la modulation MC-CDMA à cause de la séquence d'étalement (128 (la taille de la FFT)/4(le nombre de chips) = 32 symboles pour la MC-CDMA).

Maintenant, on donne les résultats des mêmes chaînes dans un canal multipath AWGN. Dans cette partie de simulation, on a ajouté un algorithme d'égalisation de spectre pour corriger l'effet du canal multipath, cette algorithme se base sur l'insertion des pilotes dans la trame OFDM (pilote : est une valeur à une position connue entre l'émetteur et le récepteur dans le symbole OFDM), après la démodulation OFDM, on récupère ces pilotes pour reconstruire les coefficients d'un filtre d'égalisation dans le domaine temporel. L'égalisation se fait par la division de signal démodulé OFDM par la réponse fréquentielle du filtre (la FFT des coefficients du filtre sur longueur du signal démodulé) qui s'appelle LSE (Least-Squares Error [1]).

Cadre de simulation :

- la chaîne 1 : c'est une modulation OFDM-LSE sans code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur QASM avec $M = 4$,
 - Position des pilotes : après chaque 8 échantillons de symbole OFDM,
 - Nombre de pilotes : Taille de la FFT / la position d'un pilote (128/8).
 - Energie de pilote : $E_p = 2$,
 - Nombre de trajets : 8,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : Taille de la FFT – Nombre de pilotes,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : [0, 27] dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000.

- la chaîne 2 : c'est une modulation MC-CDMA-LSE sans code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
 - La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
 - Position des pilotes : après chaque 4 échantillons avant la modulation MC-CDMA,
 - Nombre de pilotes : Nombre des symboles par trame OFDM / la position d'un pilote (32/4).
 - Energie de pilote : $E_p = 2$,
 - Nombre de trajets : 8,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : [0, 27] dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000.

- la chaîne 3 : c'est une modulation MC-CDMA-LSE avec code correcteur d'erreur,
 - Taille de la FFT : 128,
 - Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
 - Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
 - Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
 - La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
 - Position des pilotes : après chaque 4 échantillons avant la modulation MC-CDMA,
 - Nombre de pilotes : Nombre des symboles par trame OFDM / la position d'un pilote (32/4).
 - Energie de pilote : $E_p = 2$,
 - Nombre de trajets : 8,
 - Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
 - L'intervalle de l' SNR par bit : [0, 27] dB,
 - Nombre d'itération par SNR_i : 2000.

Les graphes de simulation :

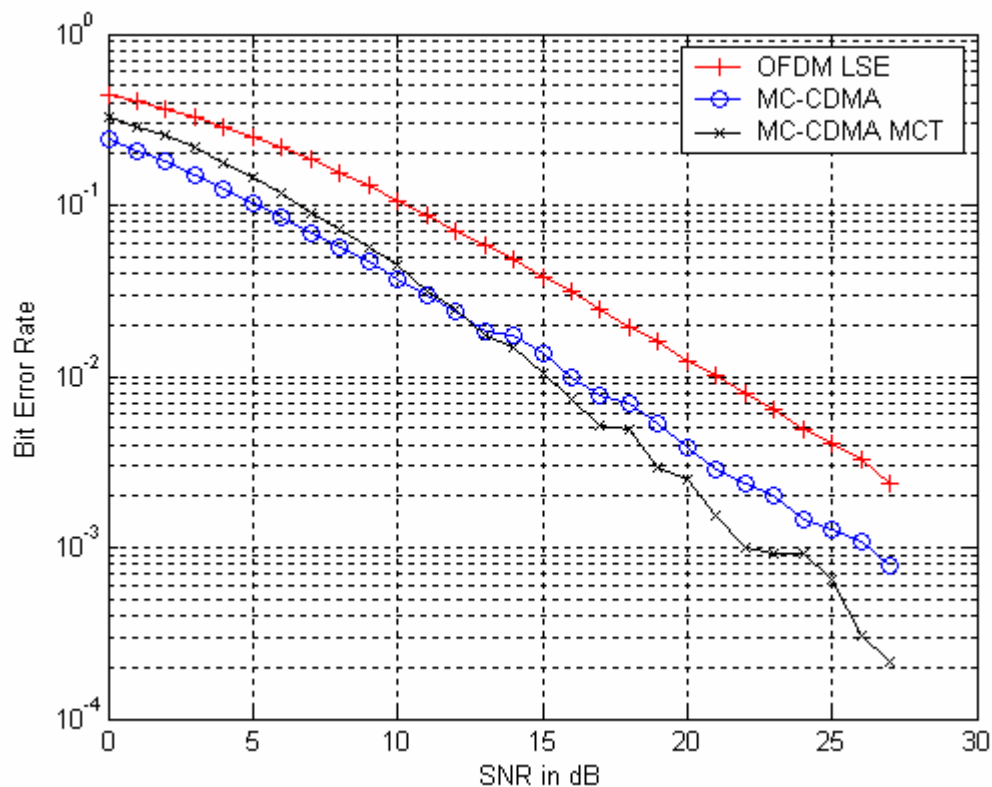


Figure 4.6 Résultats de la simulation des 3 chaînes suivantes dans un canal multipath AWGN :
1- OFDM, 2- MC-CDMA, 3- MC-CDMA avec MCT (Modulation codée en treillis).

Discussion des résultats :

On remarque qu'il y a une légère différence entre les 3 chaînes pour un SNR entre [0, 25] dB, malgré que la dernière chaîne exploite la puissance des code correcteur en treillis. Par ce que la MCT utilisée est une MCT pour le canal AWGN. Divsalar et Simon [29] [30] ont montré que la conception de codes MCT pour les canaux à évanouissement devaient respecter les deux critères suivants :

- longueur effective du code : cela consiste à maximiser la longueur du chemin erroné le plus court produit par le code.
- Produit de distance : Il faut maximiser le produit des distances Euclidiennes des branches représentant les chemins erronés les plus courts du code.

Ce type de code en treillis n'est pas traité dans le cadre de ce mémoire.

4.2.4 Simulation de la chaîne numéro 2 :

L'objectif de cette simulation est d'étudier l'association des systèmes MIMO et MC-CDMA dans le but d'exploiter au mieux les diversités spatiale, fréquentielle et temporelle. Plus précisément, les performances de différents systèmes combinant codage - temps- espace en treillis et modulation MC- CDMA sont présentées dans un canal MIMO AWGN et dans un second temps, dans un canal MIMO multipath AWGN.

Dans cette simulation, le canal est supposé non sélectif en fréquence pour chaque sous- porteuses et invariant durant la durée d'un symbole OFDM et les différents canaux entre les antennes d'émission et de réception sont parfaitement décorrélés (la matrice du canal MIMO est une matrice diagonale) ce qui permet d'obtenir les performances asymptotiques, puisque les diversités fréquentielles et spatiales et temporelles sont ainsi exploitées.

Cadre de simulation :

- la chaîne 1 : c'est une modulation OFDM-LES avec un code correcteur d'erreur en treillis dans un canal MIMO AWGN et le codage utilisé est un codage spatio-temporel en treillis :

- Taille de la FFT : 128,
- Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
- Mappeur QASK avec $M = 4$,
- Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
- Codeur spatio-temporel à 2 antennes de la figure 3.4 (chapitre 3),
- Nombre des symboles par trame OFDM : 128,
- L'intervalle de l' SNR par bit : $[-5, 27]$ dB,
- Nombre d'itération par SNR_i : 100.

- la chaîne 2 : c'est une modulation MC-CDMA-LSE avec un code correcteur d'erreur en treillis dans un canal MIMO AWGN et le codage utilisé est un codage spatio-temporel en treillis :

- Taille de la FFT : 128,
- Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
- Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
- Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
- La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
- Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
- Codeur spatio-temporel à 2 antennes de la figure 3.4 (chapitre 3),
- L'intervalle de l' SNR par bit : $[-5, 27]$ dB,
- Nombre d'itération par SNR_i : 100.

Remarque : le nombre d'itération pour cette simulation est faible par rapport au simulation de la première partie, parce que le temps écoulé pour finir l'exécution du programme de simulation (μp : P4 1.6 Mhz, RAM = 256Mo) est environ de 4 heures.

Les graphes de simulation :

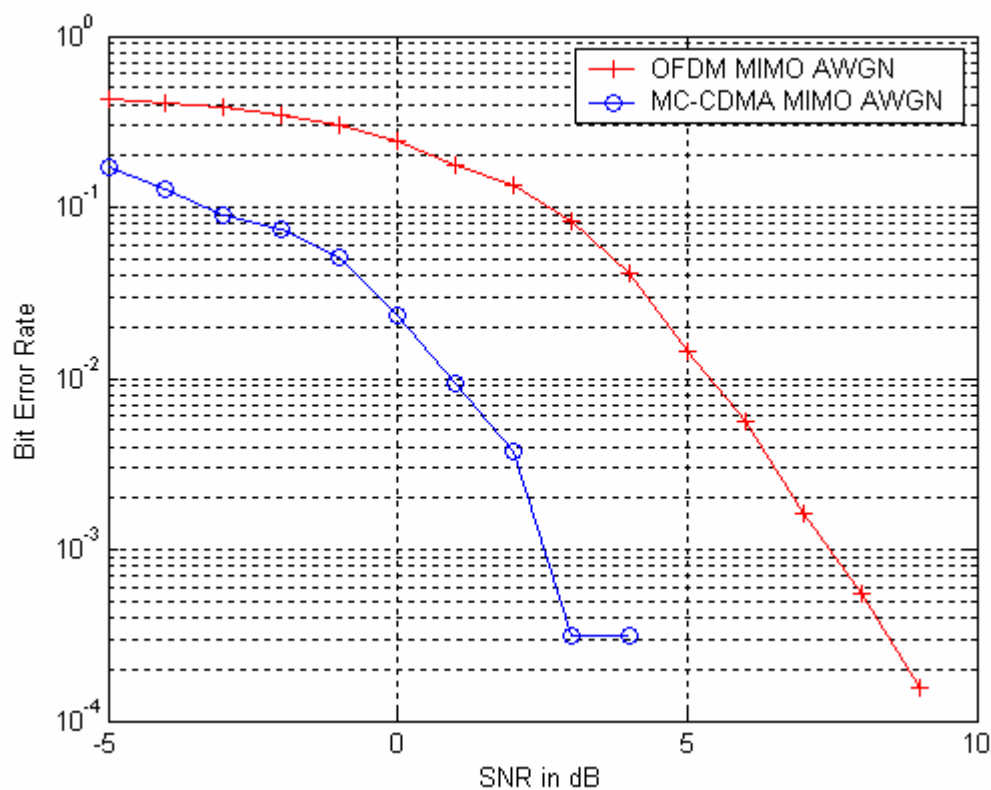


Figure 4.7 Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans un canal MIMO AWGN :
1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MCT.

Discussion des résultats :

Sans aucun doute, le code correcteur d'erreur en treillis et l'élargissement du spectre par la séquence d'étalement donnent ces performances par rapport à la modulation OFDM dans un canal MIMO AWGN.

Si on change le canal MIMO AWGN par un autre canal plus compliqué comme le canal MIMO multipath AWGN, est-ce que la simulation donne les mêmes performances que un canal MIMO AWGN ?

J'ai trouvé dans la littérature dans le cadre de simulation, ils proposent le nombre de trajets = 1 ($L=1$ un seul trajet) et invariant durant la durée de tous les symboles OFDM. Mais dans ce travail j'ai fait des simulations pour $L \geq 1$ et invariant durant la durée d'un symbole OFDM.

Cadre de simulation :

- la chaîne 1 : c'est une modulation OFDM-LES avec un code correcteur d'erreur en treillis dans un canal MIMO multipath AWGN et le codage utilisé est un codage spatio-temporel en treillis :

- Taille de la FFT : 128,
- Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
- Mappeur QASK avec $M = 4$,
- Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
- Nombre de trajets $L = 1$,
- Codeur spatio-temporel à 2 antennes de la figure 3.4 (chapitre 3),
- Nombre des symboles par trame OFDM : 128,
- L'intervalle de l' SNR par bit : [-5, 27] dB,
- Nombre d'itération par SNR_i : 100.

- la chaîne 2 : c'est une modulation MC-CDMA-LES avec un code correcteur d'erreur en treillis dans un canal MIMO multipath AWGN et le codage utilisé est un codage spatio-temporel en treillis :

- Taille de la FFT : 128,
- Taille de l'intervalle de garde : $\frac{1}{4}$ la taille de la FFT,
- Mappeur M-PSK avec $M = 4$,
- Nombre des symboles par trame OFDM : 32,
- La taille de la séquence d'étalement : 4 chips,
- Code correcteur en treillis de rendement $k = \frac{1}{2}$,
- Nombre de trajets $L = 1$,
- Codeur spatio-temporel à 2 antennes de la figure 3.4 (chapitre 3),
- L'intervalle de l' SNR par bit : [-5, 27] dB,
- Nombre d'itération par SNR_i : 100.

Les graphes de simulation :

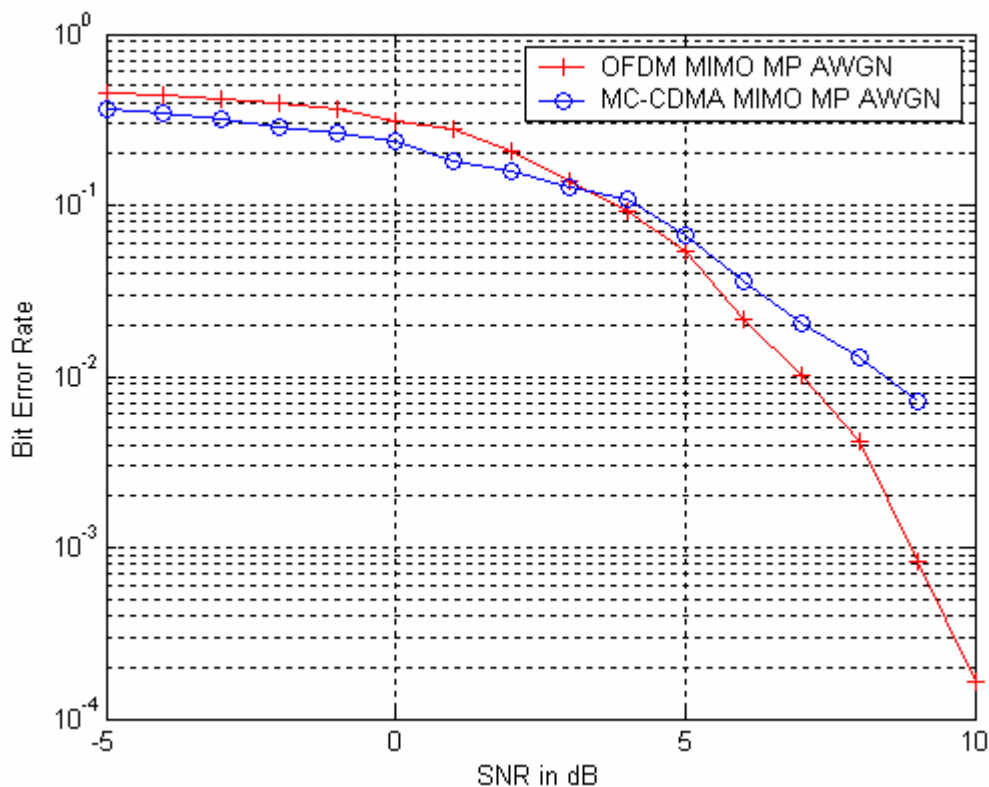


Figure 4.8 Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans un canal MIMO multipath AWGN avec $L = 1$: 1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MCT.

Discussion des résultats :

La réponse de la question posée précédemment pour $L=1$ est : les performances restent acceptables, et on remarque qu'il y a une légère différence entre les 2 chaînes à cause du code en treillis comme dans la simulation de la première solution dans le cadre d'un canal SISO multipath AWGN.

Dans la dernière simulation, le cadre de simulation reste le même, mais j'ai mis $L=8$ et j'ai trouvé le résultat suivant :

Les graphes de simulation :

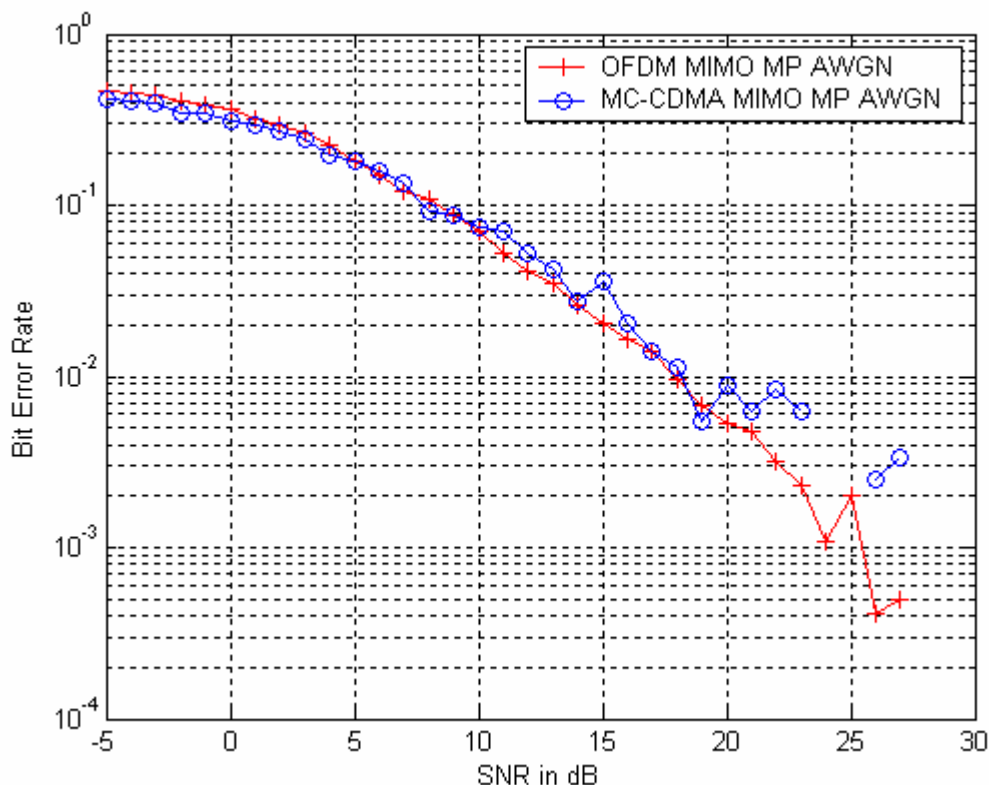


Figure 4.9 Résultats de la simulation des 2 chaînes suivantes dans un canal MIMO multipath AWGN avec $L = 8$: 1- OFDM-LSE avec MCT, 2- MC-CDMA-LSE avec MCT.

Discussion des résultats :

On remarque que pour un SNR entre $[0, 20]$ dB on a aucune différence, c'est le même problème de la chaîne SISO multipath AWGN.

4.2.5 Conclusion :

On a prouvé que dans un canal AWGN SISO ou MIMO les 2 critères de performances sont la MCT utilisée et l'étalement spectral du CDMA.

Mais dans un canal multipath AWGN SISO ou MIMO, il nécessite un algorithme d'égalisation des sous- porteuses de la modulation OFDM plus un autre type de MCT combattre contre l'évanouissement de ce genre des canaux multipaths AWGN.

CONCLUSION GENERALE

Aujourd'hui la communication, essentiellement numérique, est le fer de lance du boom technologique que nous vivons depuis quelques décennies. Même si le principe générale des chaînes de transmission n'a pas beaucoup changé, ou il s'agit toujours d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal, mais les techniques utilisées aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur ont évolué énormément. En effet, les données transmises sont numériques et elles doivent traverser des canaux de natures différentes qui les perturbent beaucoup. Ces dégradations affectent énormément les performances des chaînes de transmission et réduisent ainsi leurs possibilités. Pour pallier à ces limites, dues essentiellement aux canaux appelés supports ou médiums, plusieurs techniques de modulations numériques et de codages source et canal sont mises en œuvre.

Dans le cadre de notre magister nous nous sommes intéressés à un cas particulier d'une chaîne de transmission en l'occurrence les WLAN. Dans ce type de chaîne une norme est actuellement sollicitée à savoir IEEE 802.11a. Cette norme possède plusieurs spécificités comme par exemple le type de modulation et la méthode de codage et d'accès. L'objectif de ces spécificités est bien évidemment l'augmentation des performances de ce procédé de transmission essentiellement son débit. Les codes correcteurs d'erreurs « Code convolutif » et la modulation codée en treillis sont parmi les techniques que l'on rencontre aujourd'hui dans ce type de chaîne de transmission.

Après avoir donné un état de l'art sur le sujet nous avons mis l'accent sur les techniques adoptées. Nous avons ensuite choisi un cadre de test, à savoir la norme 802.11a des WLAN, pour étudier et évaluer les performances des codes d'une part et d'autre part utiliser certains outils afin de proposer une amélioration de ce standard IEEE 802.11a.

Les simulations effectuées montrent bien les bonnes performances obtenues grâce aux améliorations que nous avons adopté quant à la norme IEEE 802.11a. Ces améliorations sont visibles vis-à-vis de la probabilité d'erreur par bit en fonction du SNR du canal et en comparaisons avec les techniques de modulation et de codage utilisées par cette norme. Nous avons proposé deux améliorations sur cette norme très sollicitée dans plusieurs applications en particulier les WLAN. L'étude et les comparaisons effectuées par simulation ont montré les bonnes performances et la robustesse de ces deux approches, par rapport aux techniques utilisées actuellement dans ce cas.

Bibliographie

- [1]- Digital transmission engineering JOHN B. ANDERSON Second edition.
- [2]- TDMA for wireless Personal communication D.B. Falconer, F. Adachi and B. Gumundson 1995.
- [3]- Band-limited quas-synchronous CDMA R.De Gandenzi, C. Elia and R.Viola 1992.
- [4]- Wireless communication for office information network 1985.
- [5]- Coding for noisy channels P.Elais 1955.
- [6]- Error control coding D.J. Costello S.Lin 2004.
- [7]- Sequential decoding reliable communications J.M. Wozencraft 1957.
- [8]- Threshold decoding J.L. Massey 1963.
- [9]- Error bounds for convolutional codes an asymptotically optimum decoding algorithm A.J. Viterbi 1967.
- [10]- The v.34 high-speed modem standard M.V. Eynboglu, J.L. Maran, G.M. Forney and Jr.L. Brown 1996.
- [11]- Trellis coded modulation with redundant signal sets part II G. Ungerboeck 1987.
- [12]- Introduction to Trellis coded modulation with applications P.J. Mclane, M.K. Simon, E. Biglieri and D.Divsalar 1991.
- [13]- A new description of trellis codes J.E. Mazo and A.R. Calderbank 1984.
- [14]- Minimal Transmitter complexity design of analytically described trellis codes 1990.
- [15]- New trellis codes based on lattices and cosets M.J.A Slone and A.R. Calderbank 1987.
- [16]- Introduction and geometrical classification G.M. Forney 1988.
- [17]- Coset codes II. Binary lattices and related codes G.D. Forney 1988.
- [18]- Rotationally invariant convolutional channel coding with expanded signal space part I : 180° Lee-Fang Wei 1984.
- [19]- Rotationally invariant convolutional channel coding with expanded signal space part II : Nonlinear codes Lee-Fang We 1984.
- [20]- Wireless communications principles an practice T.S. Rappaport 2002.
- [21]- SpaceTime codes for high data rate wireless communications: Performance analysis and code construction V.tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank 1998.

- [22]- Multi-Carrier CDMA In Indoor Wireless Radio Networks: N. Yee, J. Linnartz et G. Fettweis Sep 1993.
- [23]- On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system: K. Fazel et L. Papke, Sep 1993.
- [24]- Association de modulations multiporteuses et de techniques d'accès multiple : applications aux transmissions sans fil à haut débit. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2001.
- [25]- Overview of multicarrier CDMA. S. Hara and R. Prasad. Dec 1997.
- [26]- COFDM: an overview. W. Zou and Y. Wu. 1995
- [27]- Matrix computations. G. H. Golub and C. F. Van Loan. 1996.
- [28]- Wireless multicarrier communications : where Fourier meets Shannon. Z. Wang and G. B. Giannakis. May 2000.
- [29]- The design of trellis coded M-PSK for fading channels: Performance criteria M. K. Simon D. Diversaler Sep. 1988.
- [30]- The design of trellis coded mpsk for fading channels: partitioning for optimum code design M. K. Simon D. Diversaler Sep. 1988.

Annexe :

Codes convolutifs de rendement $R=1/2$ et $R=2/3$:

2^{ν}	$g_{11}(D)$	$g_{12}(D)$	d_{free}	γ_f	(dB)	N_c	N_1	N_2	N_b	L_D
4	7	5	5	2.5	3.98	1	2	4	1	3
8	17	13	6	3	4.77	1	3	5	2	5
16	23	35	7	3.5	5.44	2	3	4	4	8
(GSM) 16	31	33	7	3.5	5.44	2	4	6	4	7
32	77	51	8	4	6.02	2	3	8	4	8
64	163	135	10	5	6.99	12	0	53	46	16
(802.11a) 64	155	117	10	5	6.99	11	0	38	36	16
(802.11b) 64	133	175	9	4.5	6.53	1	6	11	3	9
128	323	275	10	5	6.99	1	6	13	6	14
256	457	755	12	6	7.78	10	9	30	40	18
(IS-95) 256	657	435	12	6	7.78	11	0	50	33	16
512	1337	1475	12	6	7.78	1	8	8	2	11
1024	2457	2355	14	7	8.45	19	0	80	82	22
2048	6133	5745	14	7	8.45	1	10	25	4	19
4096	17663	11271	15	7.5	8.75	2	10	29	6	18
8192	26651	36477	16	8	9.0	5	15	21	26	28
16384	46253	77361	17	8.5	9.29	3	16	44	17	27
32768	114727	176121	18	9	9.54	5	15	45	26	37
65536	330747	207225	19	9.5	9.78	9	16	48	55	33
131072	507517	654315	20	10	10	6	31	58	30	27

2^{ν}	$h_3(D)$	$h_2(D)$	$h_1(D)$	d_{free}	γ_f	(dB)	N_c	N_1	N_2
8	17	15	13	4	2.667	4.26	1	5	24
16	05	23	27	5	3.33	5.22	7	23	59
32	53	51	65	6	4.00	6.02	9	19	80
64	121	113	137	6	4.0	6.02	1	17	47
128	271	257	265	7	4.67	6.69	6	26	105
256	563	601	475	8	5.33	7.27	8	40	157
512	1405	1631	1333	8	5.33	7.27	1	20	75
1024	1347	3641	3415	9	6	7.78	9	45	166
2048	5575	7377	4033	10	6.67	8.24	29	0	473
4096	14107	13125	11203	10	6.67	8.24	4	34	127
8192	29535	31637	27773	11	7.33	8.65	9	72	222
16384	66147	41265	57443	12	8	9.02	58	0	847
32768	100033	167575	155377	12	8	9.02	25	0	462
65536	353431	300007	267063	12	8	9.02	7	26	120

Codes 8PSK d'Ungerboeck :

No. of states 2^m	m	Parity-check coefficients			d_{free}^2/Δ_i^2	Asympt. coding gain [dB]			N_{free} ($m \rightarrow \infty$)
		h^2	h^1	h^0		$G_{8PSK/8PSK}$ ($m=2$)	$G_{8PSK/8PSK}$ ($m=3$)	$G_{8PSK/8PSK}$ ($m=3$)	
4	1	—	2	5	4.000*	3.01	—	1	
8	2	04	02	11	4.586	3.60	—	2	
16	2	16	04	23	5.172	4.15	—	≈ 2.3	
32	2	34	16	45	5.758	4.59	—	4	
64	2	066	030	103	6.343	5.01	—	≈ 5.5	
128	2	122	054	277	6.586	5.17	—	≈ 0.5	
256	2	130	072	435	7.515	5.75	—	≈ 1.5	
4	1	—	2	5	1.324	—	5.54	4	
8	1	—	04	13	1.476	—	4.01	4	
16	1	—	04	23	1.628	—	4.44	8	
32	1	—	10	45	1.910	—	5.15	8	
64	1	—	024	103	2.000*	—	5.35	2	
128	1	—	024	203	2.000*	—	5.35	2	
256	2	374	176	427	2.085	—	5.51	≈ 8.0	

Codes 16QAM d'Ungerboeck :

No. of states 2^m	m	Parity-check coefficients			d_{free}^2/Δ_i^2	Asympt. coding gain [dB]				N_{free} ($m \rightarrow \infty$)
		h^2	h^1	h^0		$G_{16QAM/16QAM}$ ($m=3$)	$G_{16QAM/16QAM}$ ($m=4$)	$G_{16QAM/16QAM}$ ($m=5$)	$G_{16QAM/16QAM}$ ($m \rightarrow \infty$)	
4	1	—	2	5	4.0*	4.56	3.01	2.80	3.01	4
8	2	04	02	11	5.0	5.33	3.98	3.77	3.98	16
16	2	16	04	23	6.0	6.12	4.77	4.56	4.77	56
32	2	10	06	41	6.0	6.12	4.77	4.56	4.77	16
64	2	064	016	101	7.0	6.79	5.44	5.23	5.44	56
128	2	042	014	203	8.0	7.37	6.02	5.81	6.02	344
256	2	304	056	401	8.0	7.37	6.02	5.81	6.02	44
512	2	0510	0346	1001	8.0*	7.37	6.02	5.81	6.02	4

Codes pour les canaux à évanouissement :

Number of States	Normalized Free Euclidean Distance			Effective Length	Normalized minimum Product Distance	
2^m	H_1	H_2	H_3	d_{free}^2/E_s	$d_p^2(L)/(E_s)^L$	
8	04	02	11	4.59(4.59)*	2(2)*	8.00(8.00)*
16	16	04	23	5.17(5.17)	3(3)	4.68(4.68)
32	36	14	43	5.17(5.76)	3(2)	16.00(8.00)
64	154	036	103	4.34(6.34)	4(3)	8.00(16.00)
128	314	076	223	4.93(6.59)	4(4)	8.00(2.75)
256	164	336	673	6.34(7.52)	5(3)	5.49(16.00)
512	244	756	1413	6.34(7.52)	5(3)	18.75(16.00)
1024	504	1676	3303	6.34(7.52)	5(4)	128.00(32.00)
2048	1264	3436	6403	7.52	6	10.98

* The numbers inside parentheses are the respective parameters corresponding to the Ungerboeck codes partly given in Table 4.1.

Le code source la fonction de codage d'un message par un codeur convolutif :

```
function [code, state] = STTC_COD(msg,STTC)
%*****
% Cette fonction fait le codage d'une séquence en code spatio-temporel en treillis.
% msg : message à coder.
% STTC : structure du code spatio-temporel en treillis.
% la structure de STTC:
% STTC.numInputSymbols : Nombre des symboles en entrée.
% STTC.numOutputSymbols : Nombre des symboles en sortie.
% STTC.numStates : Nombre des états.
% STTC.nextStates : La matrice des états suivants.
% STTC.outputs : La matrice des sorties.
% Programmer par : ATOUI HAMZA.
% Heure : 10:18.
% Date : 23.03.2008.
% ver : 1.0.0.0
% ver MATLAB : 6.5
%*****
Er = 0; % Etat de repos.
code = [];
state = Er;
if nargin == 2
    for k=1:length(msg)
        E = STTC.nextStates(Er+1,msg(k)+1);
        code = [code;STTC.outputs(Er+1,msg(k)+1)];
        Er = E;
    end
end
state = E;
```

Le code source la fonction de décodage d'un message codé par un codeur convolutif soit dans un système SISO ou MIMO :

```

function msg = STTC_DECOD(code,STTC)
%*****
% Cette fonction fait le decodage d'un code spatio-temporel en treillis.
% code : code à decoder.
% STTC : structure du code spatio-temporel en treillis.
% la structure de STTC:
% STTC.numInputSymbols : Nombre des symboles en entrée.
% STTC.numOutputSymbols : Nombre des symboles en sortie.
% STTC.numStates : Nombre des états.
% STTC.nextStates : La matrice des états suivants.
% STTC.outputs : La matrice des sorties.
% Programmer par : ATOUI HAMZA.
% Heure : 10:52.
% Date : 23.03.2008.
% ver : 1.0.0.0
% ver MATLAB : 6.5
%*****

% Initialisation.

msg = zeros(length(code),1);
Ei = ones(STTC.numStates,1)*Inf;
Ei(1,1) = 0; % vecteur de l'etat initial de STTC.
dstc = zeros(size(STTC.outputs,1),size(STTC.outputs,2));
cum = dstc;
mindstc = zeros(STTC.numStates,1);
decod = mindstc;
decoda = dstc;
for k=1:size(decoda,1)
    decoda(k,:) = 0:1:(STTC.numInputSymbols-1);
end
for k=1:STTC.numStates
    ind = find(STTC.nextStates == (k-1));
    decod(k) = decoda(ind(1,1));
end

% Traitement.
mat_min_dstc = zeros(STTC.numStates,length(code));
if nargin == 2
    for k=1:length(code)
        % calcul de la matrice distance de Hamming entre le code(k) et STTC.outputs .
        for n=1:size(STTC.outputs,1)
            for m=1:size(STTC.outputs,2)
                % la matrice distance.
                dstc(n,m) = sum(de2bi(code(k),log2(STTC.numOutputSymbols)) ~=
de2bi(STTC.outputs(n,m),log2(STTC.numOutputSymbols)));
                % la matrice cummule.
                cum(n,m) = dstc(n,m)+Ei(n);
            end
        end
        %dstc,
        %cum,
        % calcul de minimum des distances cummulées.
        for a=1:STTC.numStates
            ind = find(STTC.nextStates == (a-1));
            mindstc(a) = min(cum(ind));
        end
        %mindstc,
        mat_min_dstc(:,k) = mindstc;
        Ei = mindstc;
        %Ei,
    end
end
end

```

```
%mat_min_dstc,  
% The decoder traces back from the state with the best metric.  
[m,ind] = min(mat_min_dstc(:,end));  
ind = ind(1,1);  
msg(end) = decod(ind);  
E = ind-1;  
for k=length(code)-1:-1:1  
    [a,b] = find(STTC.nextStates==E);  
    %a,  
    buf = zeros(STTC.numStates,1)+inf;  
    buf(a) = mat_min_dstc(a,k);  
    [m,ind] = min(buf);  
    ind = ind(1,1);  
    msg(k) = decod(ind);  
    E = ind-1;  
end
```

Le code source de la fonction qui fait la sélection d'un code spatio-temporel :

```

function [STTC , msg] = MIMO_STTC(indice)
%*****
% Cette fonction fait la selection d'un code spatio-temporel
% codé en treillis.
% indice : indice du code avec 1 <= indice <= 4.
% STTC : la structure du code.
% msg : message de définition du STTC sélectioné.
% programmé par : ATOUI HAMZA.
% Heure : 11:08
% Date : 25.03.2008
% ver : 1.0.0.0
% ver matlab : 6.5
%*****

if nargin==1
    switch (indice)
        case 1
            STTC.numInputSymbols = 4;
            STTC.numOutputSymbols = 16;
            STTC.numStates = 4;
            STTC.nextStates = [0 1 2 3;0 1 2 3;0 1 2 3;0 1 2 3];
            STTC.outputs = [0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15];
            msg = 'code STTC pour un canal MIMO 2x2, à 4 états, 2 bits/antenne';
        case 2
            STTC.numInputSymbols = 4;
            STTC.numOutputSymbols = 16;
            STTC.numStates = 8;
            STTC.nextStates = [0 1 2 3;4 5 6 7;0 1 2 3;4 5 6 7;0 1 2 3;4 5 6 7;0 1 2 3;4 5 6 7];
            STTC.outputs = [0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15;10 12 8 9;14 15 12 13;2 3 0 1;6 7 4 5];
            msg = 'code STTC pour un canal MIMO 2x2, à 8 états, 2 bits/antenne';
        case 3
            STTC.numInputSymbols = 4;
            STTC.numOutputSymbols = 16;
            STTC.numStates = 16;
            STTC.nextStates = [0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15;...
                               0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15;...
                               0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15;...
                               0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15];
            STTC.outputs = [0 1 2 3;4 5 6 7;8 9 10 11;12 13 14 15;...
                            8 9 10 11;14 15 12 13;2 3 0 1;6 7 4 5;...
                            2 3 0 1;4 5 6 7;10 11 8 9;12 13 14 15;...
                            10 11 8 9;12 13 14 15;2 3 0 1;4 5 6 7];
            msg = 'code STTC pour un canal MIMO 2x2, à 16 états, 2 bits/antenne';
        case 4
            STTC.numInputSymbols = 8;
            STTC.numOutputSymbols = 64;
            STTC.numStates = 8;
            STTC.nextStates = [0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7;...
                               0 1 2 3 4 5 6 7];
            STTC.outputs = [0 1 2 3 4 5 6 7;...
                            40 41 42 43 44 45 46 47;...
                            16 17 18 19 20 21 22 23;...
                            56 57 58 59 60 61 62 63;...
                            32 33 34 35 36 37 38 39;...
                            8 9 10 11 12 13 14 15;...
                            48 49 50 51 52 53 54 55;...
                            24 25 26 27 28 29 30 31];
            msg = 'code STTC pour un canal MIMO 2x2, à 8 états, 3 bits/antenne';
        otherwise
            STTC = [];
            msg = [];
    end
end
end

```

Programme d'essai des fonctions de codage et de décodage :

```
% Test de la chaine suivante:
% code convolutif ---> code STTC ---> decode STTC ---> decode convolutif .
clear all,close all,clc
% structure du code convolutif.
constlen = [log2(4)+1];
codegen = [7 , 5];
Trellis = poly2trellis(constlen,codegen);

% structure du code STTC.
[sttc , dif] = MIMO_STTC(1)

% message à coder.
msg = [1 0 0 1]';

% codage convolutif.
txdata = STTC_COD(msg,Trellis);

% codage STTC.
code_sttc = STTC_COD(txdata,sttc);

% decodage STTC.
decod_sttc = STTC_DECOD(code_sttc,sttc);

% decodage convolutif.
msg_rx = STTC_DECOD(decod_sttc,Trellis);

% BER.
[num,ratio] = biterr(msg,msg_rx);
msgbox(sprintf('Nombre de bits erronés est   %d/%d dont le code est un %s',num,4,dif));
```