

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie -Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
مرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
du diplôme de
Doctorat en sciences en : Génie -Electrique

Option : Communication

**Réception dans un système d'accès multiples à
répartition par codes. Application aux modes FDD
et TDD de l'UMTS**

Présentée par :
Hendaoui Mounira

Soutenue publiquement le : 03/06/2014

Devant le jury composé de :

Dr.Mohamed Toufik BENCHOUIA
Dr. Mebarek BAHRI
Prof. Nour el Islam BACHARI
Prof. Djamel RAHEM

Maitre de Conférences 'A'
Maitre de Conférences 'A'
Professeur
Professeur

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur

Université de Biskra
Université de Biskra
USTHB Alger
Université O.Bouaghi

Résumé

Cette thèse porte sur la minimisation du taux d'erreur lors de la réception au sein d'un système de transmission de données. Des problèmes d'accès au canal dans les protocoles large bande de type WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) -Multiplexage à large bande par code- sont toujours présent du fait que les applications dans le domaine des communications numériques deviennent de plus en plus complexes et diversifiées dont l'apparition du terme turbo-communication en témoigne.

Techniquement, la turbo-communication consiste en une adaptation du processus de décodage itératif appelé turbocodes.

L'apparition des systèmes de turbo-communications, communément appelés turbo-récepteurs a fait preuve de sa capacité de transmettre un flux importants d'information sauf que le taux d'erreurs était d'autant plus important que le flux augmente, ainsi il est devenu indispensable d'introduire des techniques de minimisation d'erreurs pour atteindre les performances aujourd'hui exigées en terme de qualité de transmission.

Des architectures matérielles dédiées implantant ces systèmes ont étaient développées par plusieurs équipes de recherches scientifiques et avaient déjà vu le jour dans des applications industrielles.

A titre d'exemple, dans une chaîne de transmission radio mobile, le codage constitue une opération indispensable et par conséquent, des erreurs de transmission sont très probables. Ainsi, et afin de minimiser la probabilité d'erreur pour optimiser les performances du système à la réception, on applique des codes correcteurs d'erreur.

Dans ce travail nous avons appliqué le code de Hamming comme codes en blocs, le code convolutionnel et le turbocode.

Nos résultats montrent que l'application du code convolutionnel donne des résultats meilleurs qu'en appliquant le code de Hamming. La contrainte est que l'application du code convolutionnel mène l'algorithme du système à devenir de plus en plus complexe et nécessite un temps de calcul un peut plus long. Cependant, nous avons introduit les turbocodes qui nous avaient permis de minimiser le taux d'erreur sans grande complexité de l'algorithme du système surtout quand nous avons appliqué le turbocode dans une chaîne de transmission de l'UMTS, le taux d'erreur devient de plus en plus faible en augmentant le nombre de bit d'entré du système ou en augmentant le nombre d'itération de son décodeur itératif.

L'avantage des turbocodes est que son décodage itératif permet de casser l'enchaînement séquentiel des étapes élémentaires de la réception par l'introduction d'une boucle de retour.

L'effet de retour permet de traquer les anomalies de transmission dans le récepteur et donne des taux d'erreurs plus faibles et par conséquent la réception est globalement améliorée. Ceci prouve que les turbocodes sont des codes prometteurs pour les futurs systèmes de communication filaires et non filaires.

MOTS-CLEs : Code en bloc, code correcteur d'erreur, code convolutionnel, décodage itératif, décodeur SISO, turbocode, WCDMA.

Abstract

This thesis concerns the minimization of the rate of error during the reception within a transmission system of data. Problems of access to the canal in protocols wide band of type WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) - multiplexing with wide band by code - are always present because applications in the field of digital communications become more and more complex and diversified of which the appearance of the term turbo-communication gives evidence of it.

Technically, the turbo-communication is an adaptation of the iterative decoding process called turbocode.

The emergence of turbo-communications systems, commonly called turbo-receptors has demonstrated its capacity to transmit large flows of information except that the error rate was much greater than the flux increases, so it is become essential to introduce error minimization techniques to achieve the performance required today in terms of transmission quality.

Dedicated material architectures implanting these systems have been developed by several teams of scientific researches and had been already born in industrial applications.

As example, in a chain of transmission mobile radio, the coding establishes an indispensable operation and consequently, errors of transmission are very likely. So, and to minimize the probability of error to optimize the performances of the system in the reception, one applies corrective codes of error.

In this work we applied Hamming codes as block codes, convolutional codes and turbo codes.

Our results show that the application of the code convolutionnel gives results better than by applying Hamming's code. Constraint is that the application of the code convolutionnel leads the algorithm of the system to become more and more complex and require a time of calculation one can longer. However, we introduced the turbocodes which had allowed us to minimize the rate of error without big complexity of the algorithm of the system especially when we applied the turbocode in a chain of transmission of the UMTS, the rate of error becomes more and more weak by increasing the number of bit input system or by increasing the number of iteration of its iterative decoder.

The advantage of turbocode is that its iterative decoding allows breaking the sequential enchainment of the elementary stages of the reception by the introduction of a buckle of return.

The effect of return can track the transmission anomalies in the receiver and gives lower error rate and therefore the reception is improved overall. This shows that turbocodes are promising for future communication systems wired and wireless.

KEYWORDS: Code block, error correcting code, convolutional code, iterative decoding, SISO decoder, turbocode, WCDMA.

ملخص

هذه الرسالة تركز على التقليل من نسبة الخطأ عند الاستقبال في نظام نقل البيانات.

مشاكل الوصول للقناة في بروتوكولات "WCDMA" دائما حاضرة بسبب التطبيقات في ميدان الاتصالات الرقمية التي اصبحت معقدة و متنوعة و كشاهد على ذلك ظهور مصطلح تربو الاتصالات.

تقنيا تربو الاتصالات هي التكيف لعملية فك الترميز بشكل متكرر تسمى "TURBOCODE".

ظهور انظمة تربو الاتصالات و بصفة عامة تربو المستقبلات اثبتت قدرتها على نقل تدفق كبير من المعلومات لكن معدل الخطا كان يزداد كلما زاد مقدار تدفق المعلومات و لهذا اصبح من الضروري ادخال تقنيات التقليل من الخطا للوصول الى نتائج قياسية في تحسين نوعية نقل المعلومات و استقبالها التي هي اليوم مطلوبة و مؤكد عليها من طرف المستخدمين.

تم تطوير اجهزة لهذه الانظمة من قبل فرق بحث علمية و قد ظهرت فعلا في التطبيقات الصناعية.

على سبيل المثال في سلسلة نقل لا سلكي الترميز يشكل عملية جد ضرورية نظرا للاخطاء الناتجة عن نقل البيانات و للتقليل من هذه الاخطاء و تحسين اداء الجهاز عند الاستقبال نستخدم رموز تصحيح الخطأ.

في هذا العمل طبقنا رموز "HAMMING" كرمز من رموز الكتل ثم رموز "CONVOLUTIONNEL"، ثم رموز "TURBOCODE".

نتائجا تظهر أن استخدامنا لرموز "CONVOLUTIONNEL"، يعطي نتائج أحسن من استخدامنا لرموز "HAMMING" لكن المشكلة أن رموز "CONVOLUTIONNEL"، تجعل خوارزمية النظام أكثر تعقيدا مع وقت أطول في الحسابات.

لكن استخدامنا لرموز "TURBOCODE" أعطى أخطاء اقل مع اقل تعقيدا لخوارزمية النظام و خاصة لما طبقنا "TURBOCODE" في سلسلة نقل بيانات تسمى "UMTS" فإن معدل الخطأ يصبح أضعف من خلال زيادة عدد بيانات الإدخال للنظام او زيادة عدد مرات التكرار لوحدة فك الترميز التكرارية.

الإيجابي في "TURBOCODE" أن فك الرموز التكراري يسمح بكسر التسلسل المتواصل لاطوار الاستقبال و ذلك بإدخال حلقة رجوع.

تأثير حلقة الرجوع يكمن في مطاردة و القضاء على التشوهات الناتجة عبر نقل المعلومات عند الاستقبال فينتج عن ذلك معدلات ضعيفة للاخطاء و بالمقابل فالاستقبال يتحسن بشكل كامل و هذا دليل على أن رموز "TURBOCODE" هم الرموز الواعدة في المستقبل لانظمة الاتصالات السلكية و لا سلكية.

الكلمات المفاتيح: رمز كتلة، رمز تصحيح الخطأ، رموز "CONVOLUTIONNEL"، فك الرموز التكراري، فك SISO "TURBOCODE"، WCDMA.

Remerciements

Tout d'abord, je veux remercier Dieu pour ses bénédictions qui m'ont aidé à réaliser ce travail.

Je veux remercier mon cher père (qui n'est plus de ce monde) et ma chère mère qui m'ont toujours supporté et aidé et j'espère que ma soutenance sera le meilleur cadeau pour eux.

Ce travail n'aurait pas pu exister sans l'aide de mon Directeur de thèse Dr **Mebarek Bahri** Je le remercie pour sa disponibilité, ses conseils et encouragements.

Je remercie vivement tous les membres du Jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail :

Dr. **Mohamed Toufik BENKOUSSA**, maître de conférences et Président du Jury,

Prof. **Mour el Islam BACHARS**, Professeur et membre examinateur,

Prof. **Djamel RAJEM**, Professeur et membre examinateur.

Table des abréviations

- 3G :** Troisième génération. Nom générique qui regroupe les systèmes cellulaires qui remplaceront à terme les systèmes actuels dits de deuxième génération. Seuls les systèmes reconnus par l'UIT qui ont le « label » IMT-2000 sont considérés comme faisant partie de la troisième génération.
- 3GPP:** 3rd Generation Partnership Project .
- ABBG:** Additif à Bruit Blanc Gaussien
- ARP:** Almost Regular Permutation
- AWGN:** Additive White Gaussian Noise
- BCJR:** Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv.
- BER:** Bit Error Rate.
- BPSK:** Binary Phase Shift Keying
- CCRS:** Codes Convolutifs Récursifs Systématiques
- CDMA:** Code Division Multiple Access
- DVB-RCT:** Digital Video Broadcasting - Return Channel Terrestrial
- DVB-RCS:** Digital Video Broadcasting - Return Channel via Satellite
- DRP:** Dithered Relatively Prime
- FDD :** Fréquence Division Duplex
- FDMA:** Frequency Division Multiple Access.
- HSDPA:** High Speed Downlink Packet Access
- LDPC:** Low Density Parity Check
- LRV:** Logarithme du Rapport de Vraisemblance
- MAP:** Maximum A Posteriori
- SNR:** Signal to Noise Ratio
- SISO:** Soft-Input Soft-Output
- SOVA :** Soft Output Viterbi Algorithm
- TDD:** Time Division Duplex.
- TDMA:** Time Division Multiple Access.
- TEB :** Taux d'Erreur Binaire
- TEP :** Taux d'Erreur par Paquet

TFM : Tracking Forecast Memories

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

USB : Universal Serial Bus

UTRA : Universal Terrestrial Radio Access. Ici, le terme « UTRA » est considéré comme la technologie d'accès radio utilisée par l'UTRAN fondée sur le CDMA large bande (WCDMA) avec deux variantes : l'UTRA/FDD et l'UTRA/TDD.

WCDMA: Wideband Code Division Multiple Access

WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

Table des matières

| | |
|---|----|
| Introduction Générale | 1 |
| Chapitre I : Technique d'accès multiple et codes correcteurs d'erreurs | |
| I.1 Introduction | 5 |
| I.2 Transmission numérique de l'information | 5 |
| I.2.1 Politiques d'allocations | 6 |
| I.2.1.1 Allocation statique | 6 |
| I.2.1.2 Allocation dynamique | 7 |
| I.3 Étalement de spectre | 8 |
| I.3.1 Principes de l'étalement de spectre | 9 |
| I.3.2 Propriétés de l'étalement de spectre | 10 |
| I.3.3 Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA) | 10 |
| I.3.3.1 Principes du DS-CDMA | 11 |
| I.3.4 Étalement de spectre avec saut de fréquence | 16 |
| I.3.5 Étalement de spectre avec saut de temps | 18 |
| I.3.6 Propriétés du CDMA | 19 |
| I.3.6.1 Contrôle de puissance | 19 |
| I.3.6.2 Récepteur multi trajet (RAKE) | 19 |
| I.3.6.3 Handover | 20 |
| I.3.7 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre | 22 |
| I.4 Les codes correcteurs d'erreurs | 24 |
| I.4.1 Chaîne de transmission | 24 |
| I.4.1.1 Codage de canal | 25 |
| I.4.1.2 Modulation | 27 |
| I.4.1.2.1 Multi-utilisateurs | 28 |
| I.4.1.2.2 MIMO | 29 |
| I.4.1.3 Milieu de transmission | 29 |
| I.4.1.3.1 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) | 30 |
| I.4.1.3.2 Capacité d'un canal de transmission | 30 |

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK, Biskra 2014

| | |
|----------------|----|
| I.5.Conclusion | 31 |
|----------------|----|

Chapitre II : Technique d'accès large bande WCDMA

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction | 33 |
| II.2 Interface d'accès large bande CDMA (WCDMA) | 33 |
| II.2.1 Caractéristiques du W-CDMA | 33 |
| II.2.2 Flexibilité et extensibilité de services dans le WCDMA | 35 |
| II.2.3 Flexibilité d'opérateur dans WCDMA | 36 |
| II.3 Description générale de la chaîne de transmission de WCDMA | 37 |
| II.3.1 Étalement de spectre et la modulation radio dans le WCDMA | 38 |
| II.3.1.1 Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre | 39 |
| II.3.1.2 Code de canalisation | 41 |
| II.3.1.2.1 Génération des codes de canalisation | 41 |
| II.3.1.3 Code d'embrouillage | 44 |
| II.3.1.3.1 Génération des codes d'embrouillage | 44 |
| II.3.2.1 Modulation QPSK | 48 |
| II.3.2.2 Modulation BPSK | 50 |
| II.3.3 Caractéristiques du canal de propagation | 50 |
| II.4 Conclusion | 51 |

Chapitre III : Le turbocode et le décodage itératif

| | |
|---|----|
| III.1 Introduction | 54 |
| III.2 Les turbocodes | 54 |
| III.2.1 : La fonction de permutation | 57 |
| III.3 Le décodage des turbocodes | 58 |
| III.3.1 Le turbodécodage | 58 |
| III.3.2 Le décodage SISO et l'information extrinsèque | 61 |
| Notations | 62 |
| III.3.2.1 Décodage suivant le critère du Maximum A Posteriori (MAP) | 62 |
| III.3.2.2 L'algorithme simplifié Max-Log-MAP ou SubMAP | 64 |
| III.4 Conclusion | 67 |

Chapitre IV: Simulation et résultats

| | |
|------------------------------|----|
| IV.1 Introduction | 69 |
| IV.2 Simulation et résultats | 69 |
| IV.3 Conclusion | 82 |

| | |
|----------------------------|-----------|
| Conclusion générale | 85 |
|----------------------------|-----------|

Bibliographie

Liste des figures

| | |
|--|----|
| Figure I.1 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre | 9 |
| Figure I.2 : chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-CDMA | 11 |
| Figure I.3 : Exemple d'étalement de spectre | 12 |
| Figure 1.4 : La famille des étalements de spectre | 18 |
| Figure I.5 : Modélisation d'une chaîne de transmission numérique pour des communications sans fil | 26 |
| Figure II.1 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission | 39 |
| Figure II.2 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation | 44 |
| Figure II.3 : Schéma générique d'un registre à décalage | 46 |
| Figure II.4 : exemple de génération de codes Gold | 48 |
| Figure II.5 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission | 49 |
| Figure II.6 : Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation radio QPSK | 50 |
| Figure II.7 : Principe d'un démodulateur BPSK à comparateur de phase. | 51 |
| | |
| Figure III.1 : Turbocode où $R=1/3$ | 55 |
| Figure III.2 : Les turbocodes utilisés en pratique | 57 |
| Figure III.3 : Turbocodeur à 8 états et structure de principe du turbo-décodeur correspondant. Les deux décodeurs élémentaires s'échangent des informations probabilistes, dites extrinsèques (z). | 58 |
| Figure III.4 : Opérations détaillées (écrêtage, quantification, atténuation de l'information extrinsèque) dans le turbo-décodeur de la figure III.3. | 60 |
| Figure IV.1 : Algorithme de simulation d'un système radio mobile codé | 70 |
| Figure IV.2 : Probabilité d'erreur par bit pour un système sans codage et codé par code de Hamming puis par code convolutionnel. | 71 |
| Figure IV.3: Probabilité d'erreur par bit pour un système codé par un code convolutionnel pour différents taux de codage. | 72 |
| Figure IV.4 : Probabilité d'erreur par bit pour un système codé par turbocode. | 73 |

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2013

| | |
|--|----|
| Figure IV.5 : Probabilité d'erreur par bit des trois codeurs. | 73 |
| Figure IV.6 : Probabilité d'erreur pour un système codé par code convolutionnel et d'autre système codé par un turbocode série (résultat d'une concaténation série de deux codes convolutionnels). | 74 |
| Figure IV.7: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodage itératif SISO pour N=256 bits et N=21 bits. | 75 |
| Figure IV.8 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodage 1 SISO et 4 SISO. | 75 |
| Figure IV.9: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodage 4 SISO (pour N=256 bits et N=21 bits) et 1 SISO. | 76 |
| Figure IV.10 : Probabilité d'erreur par bit pour les différents algorithmes de décodages pour un turbocode en série. | 77 |
| Figure IV.11: Probabilité d'erreur par bit causé par deux types de turbocode. | 77 |
| Figure IV.12 : Probabilité d'erreur par bit pour les trois algorithmes de décodage itératif pour un turbocode en parallèle. | 78 |
| Figure IV.13 : Probabilité d'erreur par bit pour trois valeurs de E_b/N_0 pour un turbocode en parallèle avec l'algorithmes de décodage itératif Max* | 79 |
| Figure IV.14 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 2 itérations et K=40. | 79 |
| Figure IV.15 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 5 itérations et K=40 où (SNR<0). | 80 |
| Figure IV.16: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 5 itérations et K=40. | 80 |
| Figure IV.17: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS après 10 itérations et K=5640. | 81 |
| Figure IV.18: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS après 1 et 8 itérations avec un décodeur SOVA et K=3. | 81 |
| Figure IV.19: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 5 itérations et K=40 où SNR [-7 : 1]. | 82 |

Introduction Générale

Introduction générale

Parmi plusieurs technologies de transmission, la technologie WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) fut celle adoptée par l'association 3GPP (3rd Generation Partnership Project) pour la 3G du système cellulaire en janvier 1998. Ce forum regroupe de nombreux organismes de normalisation tant en Europe que dans le reste du monde (Japon, Corée, Chine et Etats-Unis). Au sein du 3GPP, le WCDMA employée pour couvrir à la fois les modes FDD (Frequency Division Duplex) et TDD (Time Division Duplex) est appelé UTRA (Universal Terrestrial Radio Access) en définissant les modes UTRA FDD et UTRA TDD.

La venue de la troisième génération GSM qui exige des débits plus importants que ceux supportés par les anciennes générations a nécessité le passage d'une bande passante de 200 kHz à 5MHz. De même qu'elle offre une possibilité d'augmenter la capacité DOWNLINK du système et d'offrir des capacités DOWNLINK et UPLINK asymétriques et ce, pour répondre à la diversité des types de communication.

Notons que cette diversité dans la transmission n'est pas supportée par les systèmes de deuxième génération. La transmission simultanée de plusieurs services caractérisés par différents débits et différentes qualités nécessite la mise en place de nouveaux algorithmes de gestion des ressources radio afin de garantir aux services une qualité globale et un maximum de débit.

La technique WCDMA offre plusieurs niveaux de services où à chacun est assigné un taux de transmission. Les usagers qui n'ont pas besoin d'un taux de transmission aussi élevé que les applications images ou de données peuvent transmettre dans la même largeur de bande mais à un taux binaire plus lent. Ceci permet d'une part de réduire les coûts et d'autre part d'utiliser plus efficacement le spectre disponible.

Ainsi, un nombre élevé et une diversité des usagers susceptible d'accéder à un système WCDMA nécessitent la protection de l'information contre le bruit et contre toute perturbation

qui pourrait survenir. Pour cela, il est indispensable d'employer un procédé de codage correcteur d'erreur tel les codes en blocs, les codes convolutionnels et les turbocodes.

L'apparition des turbo codes en 1993 a montré qu'il est possible d'améliorer la performance du système et d'atteindre la limite de sa capacité physique en introduisant un décodeur itératif de type SISO ("soft-input/soft-output").

Dans un système de communication numérique sur un canal bruité, un encodeur est introduit -au niveau de l'émetteur- avant l'étape de modulation alors qu'un décodeur est introduit après l'étape de démodulation -au niveau du récepteur- et ce pour corriger les erreurs de transmission au récepteur. En fonction de la structure du code, le processus de décodage peut être exécuté en plusieurs itérations simples, d'où le nom de décodage itératif.

De manière générale, le décodage itératif consiste à décoder un code par étapes successives à l'aide de plusieurs décodeurs à faible coût au lieu de décoder le code avec un seul décodeur complexe. Il a été démontré par [1] que les systèmes de décodage itératif peuvent fonctionner à des rendements très proches de la limite de Shannon, imposée par le théorème du codage sur canaux bruités [2], avec toutefois une complexité raisonnable. En particulier, les turbocodes et les codes LDPC ("Low-Density Parity-Check") irréguliers sont des candidats prometteurs pour de futures applications.

Au cours des dix dernières années, la recherche dans les systèmes de décodage itératif s'est de plus en plus spécialisée. Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature [3] pour analyser le décodage itératif. L'avantage pratique du décodage itératif réside dans le fait qu'un signal haut débit qui exige des codes puissants peut maintenant être décodés avec un degré de complexité raisonnable.

C'est pourquoi une grande part de la recherche focalise sur l'évaluation des performances du décodage itératif pour de futurs systèmes de communication filaires et non-filaires.

Notre contribution dans ce travail réside dans l'évaluation des performances d'un système CDMA large bande en appliquant le turbocode et son décodage itératif de type SISO. Pour cela, on a procédé à des simulations qui consistent à estimer la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal / bruit.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

Cette thèse est organisée en quatre chapitres.

Le premier chapitre traite les fondements théoriques qui régissent la transmission numérique des informations, les différentes méthodes d'accès multiples et leurs rôles dans une chaîne de transmission.

Le second chapitre traite de la nouvelle transmission haut-débit, représentée par la technique d'étalement du spectre WCDMA.

Le troisième chapitre traite du turbocode et ses différents algorithmes de décodage itératif appliqués dans les systèmes radio mobiles.

Enfin, le quatrième chapitre présente les simulations effectuées sous l'environnement Matlab.

Chapitre I
Technique d'accès multiple
et codes correcteurs
d'erreurs

I.1 Introduction

Le développement des systèmes de communication s'est vu limité par un ensemble de contraintes dont la capacité de ces systèmes à savoir l'augmentation du nombre d'accès simultanés au canal de transmission. Cette contrainte surgit du fait que le spectre radio disponible est limité, ce qui oblige à utiliser les ressources disponibles d'une manière plus efficace. Le défi est de savoir comment transmettre plus de bits par seconde et par hertz. Un aspect important de cette question est de définir un plan d'accès multiple à savoir comment est partagé le moyen commun de transmission entre les utilisateurs.

Ce chapitre présente en premier lieu une chaîne de transmission de signaux numériques où on montre l'importance de la fonction d'accès multiple sujet à des évolutions importantes à des positions déterminées comme, par exemple le débit imposé par les protocoles de communication.

Pour comprendre et aborder les difficultés qu'affrontent les récepteurs numériques lors du traitement d'un signal à haut débit, nous allons expliquer les principes des différentes techniques d'accès multiple. En effet, la méthode d'accès multiple la plus répandue parmi les nouvelles générations de systèmes de communication est le CDMA (Code Division Multiple Access), technique d'accès multiple utilisée par les réseaux d'accès radio de la 3G [4].

Effectivement, les concepts étudiés dans ce chapitre serviront d'introduction aux chapitres suivants où les technologies de réception feront l'objet d'une étude plus approfondie.

I.2 Transmission numérique de l'information

Les systèmes de transmission numérique de l'information véhiculent des données entre deux entités élémentaires que sont la source et la destination. Ces données circulent par le biais d'un support physique qui peut être un câble, une fibre optique ou un faisceau hertzien.

Dans les réseaux de communication, le problème majeur consiste à déterminer qui, à un instant donné, a le droit d'émettre. Pour cela, on établit dans les réseaux de nombreux protocoles afin de résoudre ces problèmes selon la technique d'allocation des canaux de communication.

I.2.1 Politiques d'allocations

I.2.1.1 Allocation statique

Le partage de canal dans cette allocation est réalisé de façon statique. Par exemple, la méthode traditionnelle pour attribuer simultanément un réseau unique entre plusieurs voies de transmission consiste à utiliser le multiplexage. En fait, toutes les techniques d'accès multiple sont assorties d'un type de duplexage permettant l'échange d'information entre le mobile et la station de base. Parmi les méthodes de duplexage, nous distinguons :

- 1) **Le duplexage en fréquence ou Frequency Division Duplex (FDD) :** utilise deux bandes de fréquences indépendantes, l'une pour le sens montant (liaison montante «Uplink ») et l'autre pour le sens descendant (liaison descendante « Downlink »). Il requiert une différence de fréquence (bande de garde) entre les voies montantes et descendantes pour réduire l'interférence.
- 2) **Le duplexage dans le temps ou Time Division Duplex (TDD) :** on transmet et on reçoit sur la même bande de fréquences mais à des instants différents. De même, un système qui utilise le mode TDD requiert un temps de garde, ou période de garde, pour minimiser l'interférence entre les moments d'émission et de réception. La durée de cette période de garde est déterminée en fonction du temps maximum que met le signal pour effectuer un aller-retour entre l'émetteur et le récepteur.
- 3) **L'accès multiple par répartition de fréquence ou Frequency Division Multiple Access (FDMA) :** on alloue à chaque utilisateur une bande de fréquences unique. Dans ces conditions, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la période où la communication est lieu [5]. En effet, le FDMA représente le mode d'accès par excellence des systèmes analogiques dits «de première génération». Loin d'avoir disparu, ce mode d'accès fait à présent partie intégrante de tous les systèmes de deuxième et troisième génération. L'exemple le plus représentatif d'un système utilisant ce mode d'accès est le système américain AMPS (Advanced Mobile Phone Service).
- 4) **L'accès multiple par répartition dans le temps ou Time Division Multiple Access (TDMA) :** Dans ce système, une même bande de fréquence est partagée par un certain nombre d'utilisateurs. C'est-à-dire attribuer un intervalle (ou slot) de temps unique à chaque utilisateur. On a donc N utilisateurs qui peuvent utiliser simultanément une même bande de fréquences [5]. Dans des conditions réelles d'utilisation, les systèmes

mobiles fondés sur le TDMA possèdent une capacité 3 à 6 fois [5] supérieure à celle des systèmes analogiques fondés sur le FDMA. On doit noter qu'on ne peut pas toujours concéder le TDMA comme une allocation statique car il permet d'allouer dans certains cas plusieurs slots au même utilisateur.

5) L'accès multiple par répartition dans l'espace SDMA (Space Division Multiple Access) : Dans cette méthode, les utilisateurs sont répartis dans l'espace et la communication entre le mobile et la station de base est lieu par le biais d'un faisceau unique. Le canal dans un système SDMA a donc une connotation spatiale. Le principe du SDMA repose sur le concept d'antenne intelligente, appelée ainsi par opposition aux antennes ayant un diagramme de rayonnement fixe, qu'il soit omnidirectionnel ou sectoriel. Dans la pratique, le SDMA est utilisé en combinaison avec une ou plusieurs techniques d'accès multiple précédemment décrites. Même si le concept du SDMA existe depuis plusieurs années, il n'est pas encore utilisé à grande échelle pour des applications civiles grand-public et ce, en raison -entre autres- de la complexité des calculs requis par son implantation [6].

Dans les méthodes précédentes, nous avons soit une fréquence fixe ou un temps fixe ou un espace fixe, cela signifie que pour chaque utilisateur il existe soit une fréquence, soit un temps ou un espace fixe que l'on ne peut pas changer ou utiliser simultanément pour les autres utilisateurs. Pour cette raison, on qualifie ces méthodes de «méthodes à allocation statique».

I.2.1.2. Allocation dynamique

Dans ce type d'allocation, le partage de canal est réalisé de façon dynamique. Les méthodes d'accès présentées ci-après utilisent ce type d'allocation :

1) **L'accès multiple par répartition de codes:** Le CDMA (Code Division Multiple Access) est une technique d'accès multiple grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquences. La distinction entre les différents utilisateurs s'effectue grâce à un code qui leur est attribué et connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur. Si l'on considère les systèmes basés sur le FDMA et le TDMA, on s'aperçoit que leurs capacités sont limitée par la bande de fréquences allouée à chaque utilisateur. Aussi, la capacité d'un système basé sur le CDMA est limitée, notamment par le niveau d'interférence dans le

réseau. En fait, le principe et les caractéristiques du système CDMA seront notre principal objet de développement dans les explications suivantes.

2) Le multiplexage par répartition sur des fréquences orthogonales : L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un cas particulier de la modulation multi-porteuse (MC pour Multi-Carrier). Un bloc de symboles d'information est décomposé en sous-blocs. Chaque sous-bloc est ensuite transmis à un débit inférieur sur différentes sous-porteuses en parallèle. Les signaux OFDM doivent être orthogonaux, de telle sorte que les sous-porteuses puissent se recouvrir dans un même spectre. Les signaux OFDM peuvent être générés à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. Après avoir été brevetée en 1970, la technique OFDM a été longtemps mise à l'écart des applications commerciales en raison de la complexité que revêt son implantation. Plus particulièrement, le fait de réaliser la transformée de Fourier en temps réel. Ce n'est qu'à la fin des années 80 que l'OFDM a été retenue pour effectuer des applications de transmission audio numérique de haute qualité (DAB pour Digital Broadcasting System) et plus récemment, dans des réseaux locaux sans fil à très haut débit comme le standard HIPERLAN2. Dans le contexte de la téléphonie mobile, l'OFDM peut être utilisée en combinaison avec d'autres formes d'accès multiple comme le FDMA, le TDMA et le CDMA pour donner lieu, respectivement aux systèmes FDMA multi-porteurs (MC-FDMA), TDMA multi-porteuse (MC-TDMA), et CDMA multi-porteuse (MC-CDMA). Les premières idées pour utiliser l'OFDM en combinaison avec le CDMA ont été présentées par [N. Yee] dans [7] et [K. Fazel] dans [8].

D'une manière générale, on peut dire que l'allocation statique/dynamique donne une idée sur le débit alloué à chaque utilisateur. Parce que d'une part l'allocation statique signifie que le débit alloué à un utilisateur est fixé et déterminé à l'avance. D'autre part, dans l'allocation dynamique le débit alloué à chaque utilisateur peut évoluer dans le temps.

I.3 Étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre sont des méthodes par lesquelles l'énergie générée en une ou plusieurs harmoniques est délibérément étalée ou distribuée dans le domaine des fréquences ou le domaine du temps. C'est une technique par laquelle un signal est transmis sur une bande passante considérablement plus large que la bande nécessaire pour

l'ensemble des fréquences composant le signal original ne soient transmises par des méthodes classiques de modulation. Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus tout en garantissant une certaine confidentialité.

L'étalement de spectre utilise une séquence pseudo aléatoire pour étaler le signal de bande étroite en un signal de relative large bande. Le récepteur régénère le signal original en le corrélant avec une réplique de cette séquence. Deux motivations sont à l'origine de cette technique, l'une en est la résistance aux efforts ennemis de décodage par un brouillage du signal, l'autre est de noyer le signal de la communication elle-même dans le bruit. De nos jours, l'aspect partage d'une même fréquence par plusieurs utilisateurs (accès multiple) est l'une de ses principales applications. Par ailleurs, l'étalement de spectre facilite les transmissions numériques dans les cas d'interférences par trajets multiples. Le saut de fréquence, l'étalement par séquence directe, l'étalement par pseudo-bruit (en utilisant des séquences de pseudo-bruit) et les combinaisons de ces techniques sont des formes d'étalement de spectre. Cette technique a réapparu dans les années 1960. Elle est utilisée à titre d'exemple par les systèmes de positionnement par satellites (GPS, GLONASS), les liaisons cryptées militaires, les communications avec les navettes spatiales, et plus récemment dans les liaisons sans fil 3G UMTS (W-CDMA) et le WiFi (IEEE 802.11b) et Bluetooth.

I.3.1 Principes de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre (en anglais Spread Spectrum) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence.

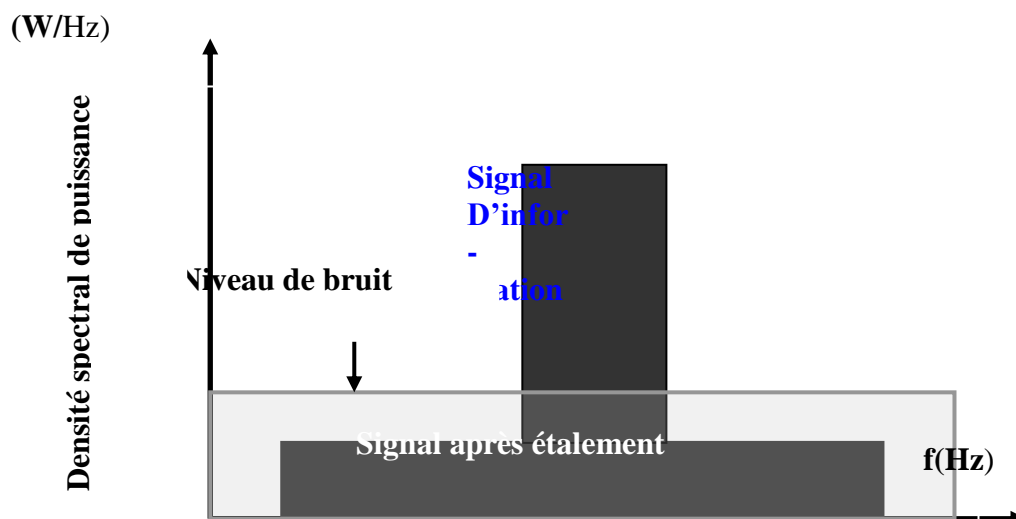


Figure I.1 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande ». Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer l'information.

I.3.2 Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure (I.1), on a volontairement inclus un signal de bruit présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence y compris le bruit thermique. On observe sur la figure (I.1) que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre dans le domaine militaire est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information convoité.

Cette propriété est appelée « faible probabilité de détection » (LPD, Low Probability of Detection). Cet étalement du signal lui permet de résister fort bien aux interférences de largeur spectrale plus étroite et présente une robustesse. Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite : seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée.

De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.

I.3.3 Étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA)

Dans cette technique l'étalement de spectre est considéré comme une forme de modulation, les données sont transformées de telle sorte que la largeur de spectre nécessaire après transformation soit plusieurs fois supérieure à celle des données d'origine. Cette transformation peut être effectuée de plusieurs manières.

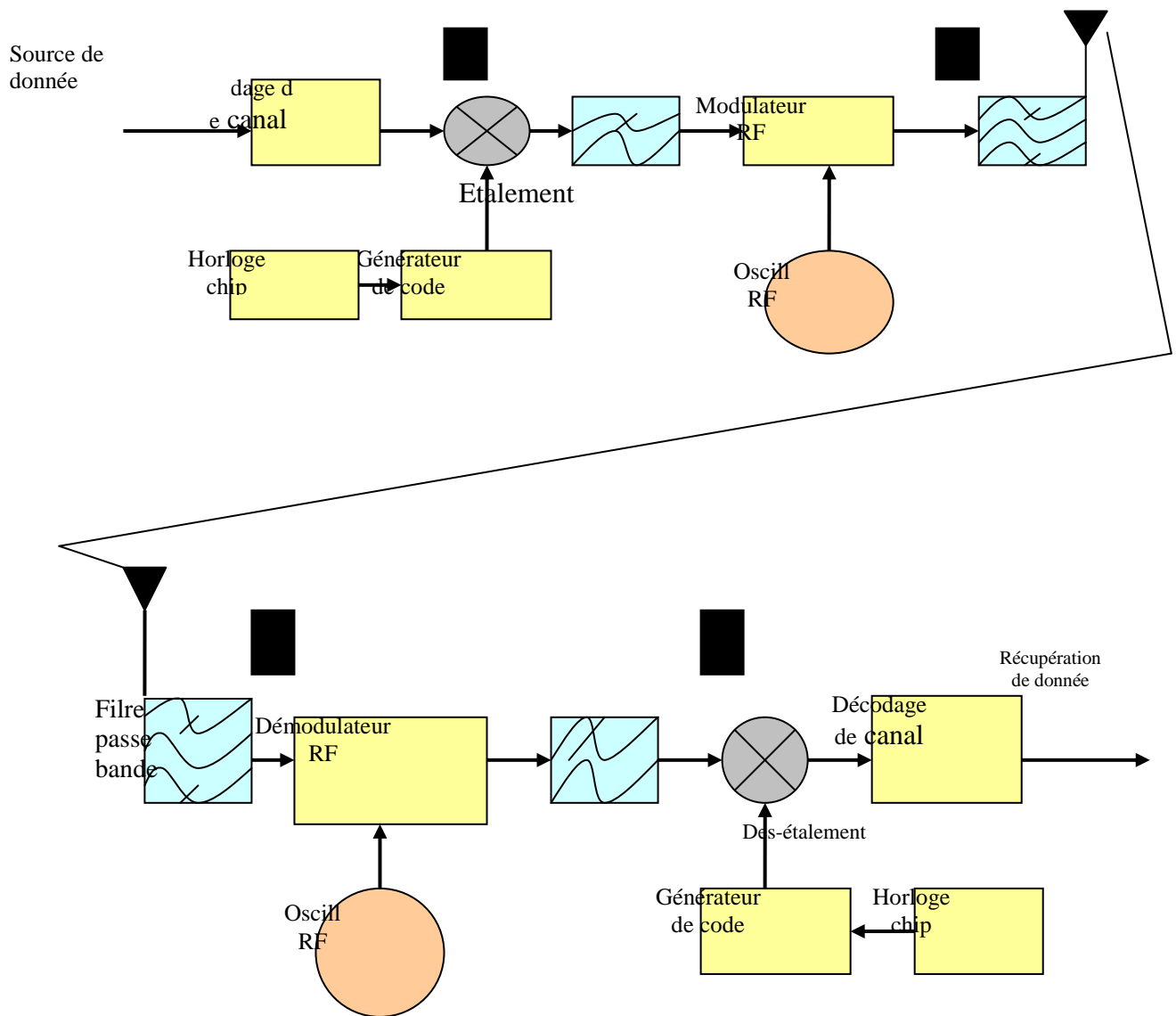


Figure I.2 : chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-SS

I.3.3.1 Principes du DS-SS

Dans un système DS-SS, le signal d'information est directement modulé par une séquence. En réalité, cette séquence est un code qui possède des propriétés statistiques particulières comme nous allons le montrer ci-après. Dans la figure (I.3) nous décrivons un exemple simple pour expliquer les principes de l'étalement de spectre, nous supposons que la longueur du code d'étalement est de huit.

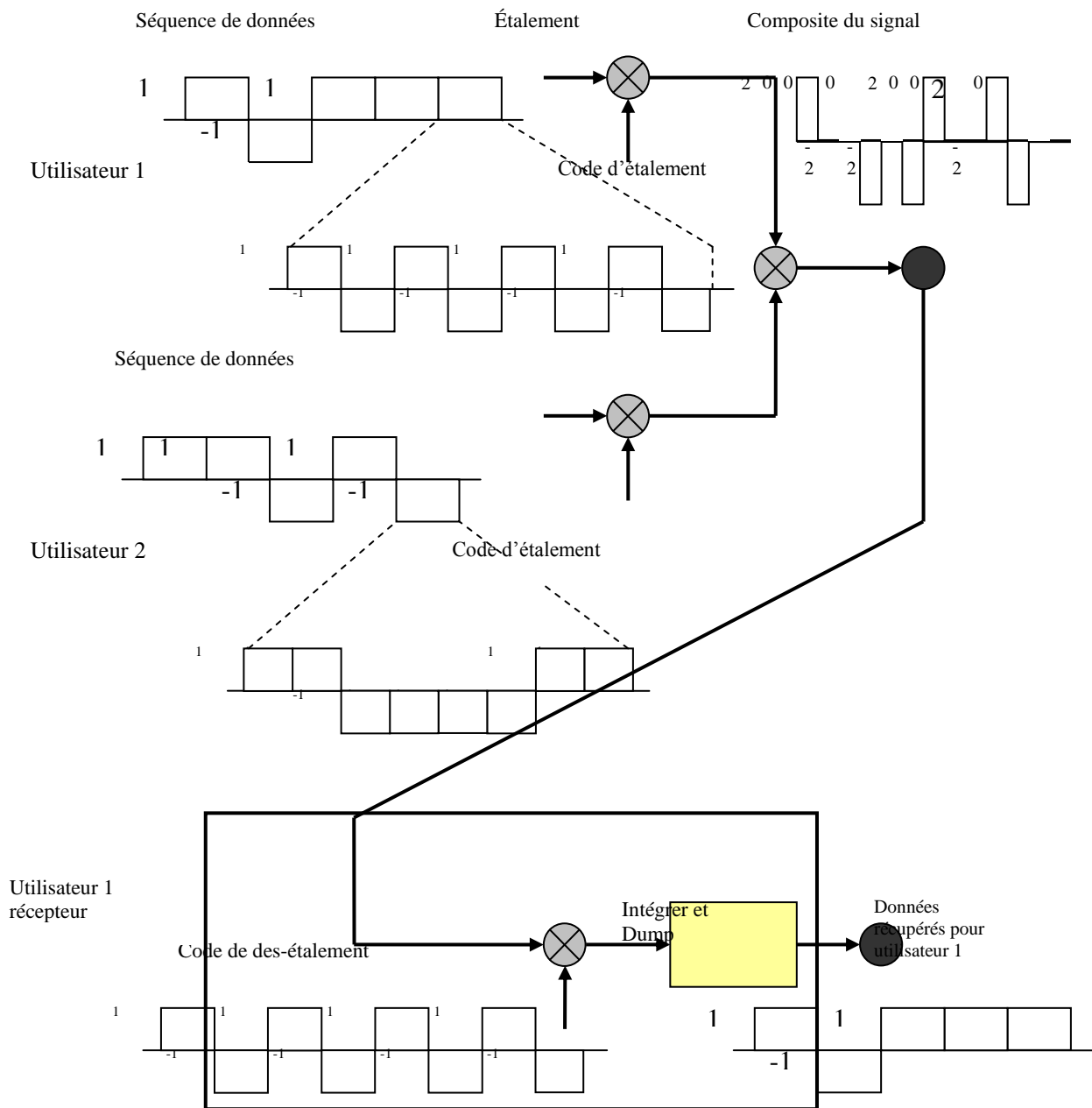


Figure I.3 : Exemple d'étalement de spectre

Comme le montre la figure (I.3), au niveau de l'émetteur, le signal d'information des utilisateurs 1 et 2 est étalé avec un code unique pour chaque utilisateur (nous appelons le débit du signal d'information « débit symbole » et le débit de signal étalé «débit chip»). En fait, la séquence de données après étalement aura un débit nettement supérieur à celui du débit relatif avant étalement. Le débit chip est équivalent au débit symbole du signal d'information multiplié par la longueur du code d'étalement. Après étalement, les chips des utilisateurs 1 et 2 sont additionnés pour générer un signal mixte (multiplexage) et transmis sur le canal radio. Dans le récepteur, le signal est multiplié par le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur.

Le fait de multiplier le signal reçu par la même séquence permet de ne garder que le signal d'information. Cette procédure de désétalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé temporellement avec l'émetteur. Après la multiplication, les signaux sont intégrés sur la durée du symbole pour récupérer le signal d'information.

Dans notre système DS-CDMA, si nous utilisons, par exemple, la modulation en phase (BPSK) avec des séquences de codes pseudo-bruit bipolaires prenant des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$ pour l'étalement spectral, chaque utilisateur est indépendant l'un de l'autre. Le signal transmis par le k-ième utilisateur est :

$$S_k(t) = \sqrt{2S} C_k(t) d_k(t) \cos(f_c t + \theta_k) \quad (I.1)$$

où « $S = E_b/T$ » est la puissance moyenne, « $d_k(t)$ » est une impulsion rectangulaire de durée « T_s » qui prend des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$. « $C_k(t)$ » est aussi une impulsion rectangulaire de durée « T_c » représentant la séquence de codes qui étale le spectre des données et prenant ses valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$. Le terme « f_c » est la porteuse et « θ_k » est le déphasage initial du signal. La relation entre la durée de l'impulsion des données et des chips pour l'étalement spectral est « $T = NT_c$ » où « N » est la période (longueur) de la séquence.

Généralement, nous supposons que « $C_k(t)$ » et « $d_k(t)$ » sont respectivement le code numéro « k » d'un utilisateur et le symbole d'information numéro « k ». Ils sont donnés par les expressions suivantes :

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp\left[j\Phi_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right)\right] \quad (I.2)$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_c} - i\right) \quad (I.3)$$

où T_s et T_c sont respectivement la durée de symbole d'information ($B_s = 1/T_s$) s'exprime en symboles. Par seconde « sps » et la durée de Chip ($B_{spr} = 1/T_c$ s'exprime en chips par seconde « cps »). Il est important de souligner que dans un système DS-CDMA, le débit de symbole « B_s » est variable et dépend du service (voix, vidéo, données), alors que le débit

chip « B_{spr} » est constant. Si l'on note que le débit symbole « $B_s = 1/T_s$ », on définit le facteur

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

d'étalement noté SF (Spreading Factor) comme le rapport entre le débit chip et le débit symbole.

Dans les deux expressions précédentes, $u(t)$ est la Step Function définie par :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{Autre} \end{cases} \quad (I.4)$$

Dans l'expression (I.3), « $p_k(i)$ » est une séquence binaire (± 1) du code d'étalement dans laquelle $|p_k(i)| = 1$, et « $b_k(i)$ » est une séquence du signal d'information codée.

Dans un système de radiocommunication CDMA, le canal de propagation est à trajets multiples, c'est-à-dire que des versions décalées du signal transmis parviennent au récepteur à des intervalles de temps différents. Alors que dans d'autres systèmes de radiocommunication, cette propriété est considérée comme un inconvénient, dans un système fondé sur le CDMA, elle est considérée comme un avantage, car une forme de diversité appelée « diversité de trajets multiples » peut être exploitée. L'objectif est de détecter le plus grand nombre de trajets pour les combiner. Ainsi, le signal final se trouve renforcé avant que ne débute la phase de récupération de l'information, ce qui se traduit par une diminution du taux d'erreur et, par conséquent, par une amélioration des performances. Le nombre de trajets que l'on peut détecter s'accroît proportionnellement avec le débit chip et donc avec la largeur de bande occupée par le signal étalé.

Le signal reçu quand le canal est modélisé comme étant un bruit blanc gaussien (AWGN) de moyenne nulle s'est représentée par l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2S_k} \sum_{l=0}^{L_k} \xi_{k,l}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) d_k(t - \tau_{k,l}) + w(t) \quad (I.5)$$

Nous supposons que K est le nombre d'utilisateurs pour la voie montante et L_k est le nombre de trajets multiples pour les utilisateurs k ($k = 0, 1, 2, \dots, k-1$). Notons que chaque trajet a un temps de retard différent.

Dans l'expression (I.5), S_k représente la puissance de transmission de l'utilisateur k. $\xi_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ sont respectivement le gain complexe du canal et le temps de retard du trajet l pour l'utilisateur k. Le terme $w(t)$ représente la densité spectrale de bruit gaussien.

Si on prend comme exemple le trajet numéro 0 de l'utilisateur numéro 0. Le signal reçu, « $r(t)$ » sera multiplié par le code d'étalement utilisé en émission pour l'utilisateur 0 (le conjugué du code d'étalement convenablement aligné). Cette procédure de désétalement n'est

possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé en temps avec l'émetteur. Pour simplifier, nous supposons la relation suivante :

$$0 \leq \tau_{0,0} \leq \tau_{k,l} (k \neq 0, l \neq 0) \leq T_s \quad (\text{I.6})$$

En prenant en compte uniquement le trajet 0 de l'utilisateur 0, le symbole m désétalé sera donné par l'expression suivante :

$$z_{0,0}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} r(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad (\text{I.7})$$

Dans l'expression (I.7), le symbole $*$ représente le conjugué complexe. Le résultat de cette intégration est donné par l'expression :

$$z_{0,0}(t) = A + B + C + D \quad (\text{I.8})$$

Nous pouvons diviser l'expression de la sortie de l'intégration au récepteur en trois parties. A est la séquence du signal d'information qui a été transmise, donnée par l'expression suivante :

$$A = \sqrt{2S_0} \xi_{0,0}(m) b_0(m) \quad (\text{I.9})$$

B est l'interférence entre les trajets multiples du signal d'un utilisateur de canal (Multi Path Interference, MPI), donnée par l'expression suivante :

$$B = \sqrt{\frac{2S_0}{T_s}} \sum_{l=1}^{L_0-1} \left[\xi_{0,l}(m-1) b_0(m-1) \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{mT_s + \tau_{0,l}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right. \\ \left. + \xi_{0,l}(m) b_0(m) \int_{mT_s + \tau_{0,l}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} c_0(t - \tau_{0,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right] \quad (\text{I.10})$$

C est l'interférence produite par l'accès multiple du signal (Multiple Access Interference, MAI). Nous pouvons la définir par l'expression suivante :

$$C = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\frac{2S_k}{T_s}} \sum_{l=0}^{L_k-1} \left[\xi_{k,l}(m-1) b_k(m-1) \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{mT_s + \tau_{k,l}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right. \\ \left. + \xi_{k,l}(m) b_k(m) \int_{mT_s + \tau_{k,l}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \right] \quad (\text{I.11})$$

Le dernier terme D montre la composante de bruit, que nous pouvons donner par l'expression suivante :

$$D = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} w(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad (\text{I.12})$$

Dans un environnement avec évanouissement (où il y a beaucoup de trajets multiples, comme en zone urbaine), il est difficile d'empêcher l'interaction entre les codes d'étalement assignés aux utilisateurs, c'est-à-dire qu'il est difficile de réaliser l'orthogonalité parfaite entre les signaux, surtout dans la voie montante. Donc, comme le montre l'expression (I.8) le désétalement est affecté par l'interférence entre les trajets d'un utilisateur (B) et l'interférence entre les utilisateurs (C). En fait, si le nombre d'utilisateurs communiquant en même temps sur la même bande de fréquence augmente, la puissance de l'interférence augmente. La puissance de l'interférence est déterminée par le rapport « signal sur interférence » (SIR, Signal-to-Interference Power Ratio) ou par le taux d'erreur dans un bloc (BLE, BLock Error rate), ce qui signifie que le nombre d'utilisateurs qui peuvent communiquer dans un système de communication dépend de SIR et de BLE.

I.3.4 Étalement de spectre avec saut de fréquence

L'étalement de spectre avec saut de fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) est une technique d'étalement de spectre basée sur le saut de fréquence, dans laquelle la bande est divisée en canaux ayant chacun une largeur de bande fixe. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur une séquence de sauts précise qui sera effectuée sur ces sous-canaux.

Dans un système FH-SS, la fréquence porteuse « saute » littéralement d'une fréquence porteuse à une autre suivant une séquence unique connue exclusivement par l'émetteur et le récepteur concerné. Celle-ci est définie de manière optimale de façon à minimiser les probabilités de collision entre plusieurs transmissions simultanées. Si une station ne connaît pas la séquence de saut des canaux, elle ne peut récupérer les données, car elle ne reçoit qu'un bruit de fond. Cette technique n'était utilisée auparavant que par les militaires pour sécuriser leurs transmissions.

Pour transmettre les données, le FH-SS les transforme en un ensemble de signaux, appelés symboles, représentant chacun un ou plusieurs bits de données. Ces signaux sont ensuite modulés par le biais de la technique de modulation GFSK (Gaussian Frequency Phase Keying), grâce à laquelle un débit entre 1 et 2 Mbits/s peut être atteint.

En fait, les sauts de fréquence ont lieu dans une région spectrale finie. Le message à transmettre de période « T_s » est placé sur une porteuse de fréquence « f_c » dont la valeur se trouve comprise dans la région spectrale finie. Tous les intervalles de temps « T_s », la fréquence porteuse prennent une nouvelle valeur (toujours comprise dans la région spectrale

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

finie). La valeur de la nouvelle fréquence porteuse est déterminée par un code « pseudo-aléatoire ». Si la longueur du code est M , le synthétiseur devra fournir 2^M fréquences différentes. Les utilisateurs dans un réseau FH-SS transmettent de façon simultanée et on doit faire en sorte que leurs sauts respectifs ne se fassent vers la même fréquence afin d'éviter autant que possible les collisions. Le gain de traitement dans un système FH-SS dépend du nombre total de sauts de fréquences sur la région spectrale finie et du nombre de sauts de fréquence pendant la durée d'un symbole d'information.

Il existe deux types d'étalements de spectre par saut de fréquence. Lorsque « $T_c > T_s$ », il s'agit d'un système à saut de fréquence rapide. Dans ces conditions, il faudra s'attendre à ce que la fréquence porteuse change un certain nombre de fois pendant la transmission d'un symbole. Dans le cas contraire, si « $T_c < T_s$ », le système est appelé à saut de fréquence lent, ce qui implique que plusieurs symboles sont transmis sur la même fréquence porteuse. On peut utiliser une technique de saut de fréquence lent qui, combinée au TDMA, donne une méthode d'accès hybride appelée FH-TDMA [9]. Le but de ce système est d'améliorer la robustesse du système vis-à-vis des interférences localisées sur une même fréquence porteuse et de se protéger contre les évanouissements (fast fading).

L'un des avantages du FH-SS est qu'il permet, théoriquement, de faire fonctionner simultanément un nombre de réseaux égal au nombre de canaux dans une même zone, chaque réseau utilisant une des séquences prédéfinies. En pratique, pour des raisons de recouvrement de canaux, le nombre de réseaux et le nombre de canaux ne sont pas égaux sur une même cellule. Un autre avantage du FH-SS est son immunité face aux interférences. Comme le système saute à chaque intervalle de temps d'un canal à l'autre sur la totalité de la bande, si des interférences surviennent dans la bande, cela n'engendre pas d'importantes pertes de performances. Si un canal correspondant à une fréquence est perturbé, celui-ci est inutilisable temporairement. Aucune communication n'a lieu pour la station utilisant cette fréquence. Cette interruption ne dure qu'un seul intervalle de temps, n'empêchant pas la communication de se poursuivre ensuite. Le principal inconvénient du FH-SS vient de son débit, limité à 2 Mbits/s.

I.3.5 Étalement de spectre avec saut de temps

L'étalement de spectre par séquence directe et avec saut de fréquence n'est pas la seule technique utilisée dans les systèmes de radiocommunication mobile. Une autre technique

consiste à étaler le spectre par saut de temps : le système de communication qui en résulte est appelé système d'étalement de spectre à saut de temps (Time Hopping spread Spectrum, TH-SS).

Contrairement aux deux systèmes de l'étalement de spectre avec séquence directe et avec saut de fréquence, dans un système TH-SS la transmission de données se fait par l'intermédiaire de sauts de temps, où le signal est transmis de manière discontinue sous forme de salves brèves. En fait, les durées des salves sont déterminées par le code d'étalement. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur un temps de saut précis. Nous considérons les signaux de saut de temps comme des signaux à large bande parce que le taux de transmission pendant les salves doit être considérablement élevé pour obtenir un taux de transmission global équivalent à celui d'une transmission continue.

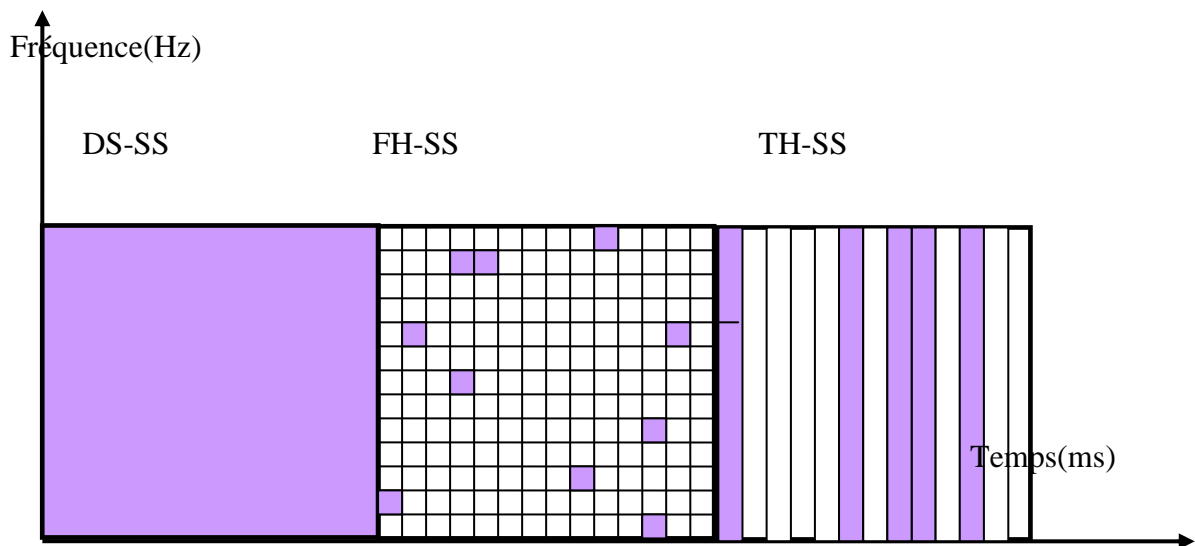


Figure 1.4 : La famille des étalements de spectre

Dans la famille des étalements de spectre, l'étalement de spectre avec saut de temps est le plus rarement utilisé dans les applications pratiques. Une comparaison entre les trois membres de la famille des étalements de spectre est présentée dans la figure (I.4). Il est également possible d'utiliser simultanément deux ou trois des méthodes disponibles pour construire une méthode hybride de modulation [10]. Bien que ceci puisse être utile dans quelques applications, cela accroît la complexité de l'implantation et, selon le système, peut être avantageux ou pas.

I.3.6 Propriétés du CDMA

Les systèmes CDMA incluent un certain nombre de dispositifs qui ne sont pas forcément présents dans les autres systèmes de communication. Ces propriétés sont très importantes à préciser parce qu'elles permettent de différencier les systèmes. Elles jouent aussi un rôle important pour augmenter la capacité du système, améliorer la qualité de service et développer la performance du système du point de vue du débit/surface.

I.3.6.1 Contrôle de puissance

Le contrôle de puissance dans tout système cellulaire basé sur le CDMA joue un rôle essentiel dans les performances du réseau en termes de couverture, de capacité et de qualité de service. Au niveau de la BTS les puissances des signaux reçus doivent être identiques (éviter les phénomènes d'éblouissement), c'est pour ça il est nécessaire de contrôler la P_e de chaque mobile.

En effet, l'intérêt du contrôle de puissance sera plus facilement apprécié lorsque l'effet dit « proche-lointain » sera décrit. Étant donné que tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences, chacun d'entre eux est considéré comme un brouilleur en puissance, c'est-à-dire qu'un problème d'interférence d'accès multiple pourra être considéré si les signaux étalés ne sont pas orthogonaux. En pratique, pour un système CDMA sans contrôle de puissance, la puissance du signal de l'utilisateur le plus proche de la station de base serait plus importante que celle de l'utilisateur le plus éloigné. Cette situation a pour effet que le signal de l'utilisateur le plus proche éblouit le signal de l'utilisateur le plus loin vis-à-vis de la station de base (le problème d'effet proche-lointain est inexistant dans la voie descendante).

Deux types de contrôles de puissance sont utilisés dans les systèmes basés sur le CDMA: le contrôle de puissance en boucle ouverte ou en boucle fermée [10].

I.3.6.2 Récepteur multi trajet (RAKE)

La deuxième propriété des systèmes CDMA est le traitement des trajets multiples. Ce traitement des différents trajets du signal va servir à augmenter la capacité de système ainsi qu'à améliorer sa performance. En fait, la propagation des ondes radio dans un canal est caractérisée par de multiples réflexions et atténuations du signal. Ces phénomènes sont dus aux obstacles naturels, tels que les immeubles et les montagnes qui provoquent une propagation caractérisée par des trajets multiples.

Le signal peut mettre plus ou moins de temps pour arriver au récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte. Ainsi, la même information peut être reçue plusieurs fois par le récepteur avec une puissance plus ou moins importante. Si le retard est plus long que la durée d'un chip, le récepteur considère habituellement l'information reflétée comme un bruit indésirable. A un instant donné, il est clair qu'une onde peut emprunter plusieurs parcours ayant chacun une longueur sensiblement différente. Les ondes qui empruntent des parcours ayant une différence de longueur équivalente à une demi-longueur d'onde arrivent donc quasiment au même instant au récepteur, ces deux ondes s'annulent. Cette annulation de signal due à des trajets multiples est appelée « fast fading » et intervient lorsque le récepteur est immobile ou se déplace à faible vitesse.

Du point de vue de chacun des signaux du trajet multiple, les autres signaux ou les autres trajets peuvent être considérés comme des interférences. Ces trajets multiples vont donc conduire en général à diminuer le gain de traitement. Mais, cette propriété peut être exploitée en recevant les signaux des trajets multiples séparément et en les combinant de façon cohérente par l'emploi d'un récepteur en râteau (RAKE) [11]. Le principe à la base d'un récepteur RAKE est le suivant : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal désétalement. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles (pour le désétalement) appelés « doigts » (RAKE fingers). Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet), et que chaque trajet a un retard différent, le code d'étalement (dans l'opération de désétalement) doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

De fait, le bloc qui permet de suivre et de détecter les retards de chaque trajet (Path Searcher) est très important pour la fonctionnalité du récepteur RAKE [11].

I.3.6.3 Handover

Le handover présente une très importante influence sur la réception dans la station mobile. En général, pendant la procédure de handover, le mobile doit interrompre la communication avec une station de base avant d'en établir une autre avec une station de base différente. Dans ce cas-là, il aura besoin de connaître le code de la nouvelle station de base. Au contraire, pour la fréquence, et parce que dans un système CDMA les cellules voisines utilisent la même fréquence porteuse, le mobile peut conserver une liaison radio avec plusieurs stations de base simultanément, puisqu'il n'y a pas de rupture physique de la

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

communication. Cela signifie que le soft-handover n'existe pas dans les systèmes CDMA [12].

En effet, deux types de handover sont définis dans le cadre du CDMA : le soft-handover et le softer-handover. Par définition, un soft-handover comprend une phase où le mobile est connecté à deux stations de base simultanément ou plus ; cette phase est appelée « macrodiversité ». Le « soft-handover » se manifeste différemment suivant que l'on considère la voie descendante ou montante. Dans la voie descendante, lorsqu'une procédure de soft-handover a lieu et que le mobile entre en état de « macrodiversité ». Cela peut être considéré comme une forme de diversité spatiale, puisque chaque station de base transmet le même signal en utilisant un code différent. Le récepteur du terminal mobile reçoit le signal transmis par chaque station de base et les trajets multiples qui l'accompagnent, et les combine suivant le principe du RAKE. Pour ce faire, le générateur de codes du récepteur RAKE doit générer les codes correspondant à chaque station de base. Le mécanisme de soft-handover de la voie montante a lieu lorsqu'un mobile est simultanément en communication avec deux stations de base. Chaque station de base traite indépendamment le signal reçu et récupère l'information binaire, qui est ensuite envoyée au contrôleur des stations de base (Base Station Controller, BSC) qui va sélectionner l'information présentant la meilleure qualité.

Le softer-handover est une autre forme de « macrodiversité » qui est obtenue lorsque le mobile établit une communication avec une station de base dans un secteur et, en se déplaçant, passe à un autre secteur, sachant que tous les deux sont gérés par la même station de base. Dans ce type de handover, le mobile peut établir une communication simultanément avec deux secteurs gérés par la même station de base lorsqu'il se trouve dans la surface où les deux secteurs se chevauchent. Dans la voie descendante, le mobile combine les signaux provenant des deux secteurs (transmis sur deux canaux distincts par la même station de base) à l'aide d'un récepteur RAKE, tout comme dans le cas du soft-handover. En revanche dans la voie montante, le signal sera combiné directement dans la station de base à l'aide, par exemple, d'un récepteur RAKE.

L'avantage du handover dans le CDMA est qu'il augmente la capacité de la cellule parce que, dans la voie descendante, le mobile peut combiner de manière cohérente les signaux provenant de différentes stations de base. De même, dans la voie montante, les mêmes signaux reçus par deux stations de base peuvent être combinés dans le BSC. Un autre avantage du handover est qu'il réduit l'interférence causée par la station mobile dans les autres cellules.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

I.3.7 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre présente de multiples avantages :

- ❖ **Un gain de traitement plus élevé :** l'élargissement de la bande occupée par le signal étalé permet d'augmenter le gain de traitement et par conséquent de rendre le signal moins sensible aux interférences et au bruit. Il permet aussi d'accroître le nombre d'utilisateurs présents dans une cellule. Qui plus est, lorsque la bande d'étalement est élargie, il est plus difficile d'intercepter le signal transmis entre un émetteur et un récepteur, car le spectre du signal d'information se confond avec du bruit.
- ❖ **Une possibilité de transmettre des services à haut débit :** en fait, les anciens systèmes utilisent un grand nombre de techniques de traitement du signal afin de restituer un service de voix de grande qualité. L'étalement de spectre offre aux utilisateurs des services multimédias tels que les données et la vidéo en temps réel, services qui requièrent des débits plus importants et, par conséquent, une largeur de bande plus élevée.
- ❖ **De meilleures performances pour détecter des trajets multiples :** dans un canal de propagation à trajets multiples, des versions décalées du signal transmis parviennent au récepteur à des intervalles de temps différents. Alors que, dans d'autres systèmes de radiocommunication, cette propriété est considérée comme un inconvénient, dans un système CDMA, elle est considérée comme un avantage, car une forme de diversité appelée « diversité de trajets multiples » peut être exploitée. L'objectif est de détecter le plus grand nombre de trajets pour les combiner. Ainsi, le signal final se trouve renforcé avant que ne débute la phase de récupération de l'information. Ce qui se traduit par une diminution du taux d'erreur et, par conséquent, par une amélioration des performances. Le nombre de trajets que l'on peut détecter s'accroît proportionnellement avec le débit *chip* et donc avec la largeur de la bande occupée par le signal étalé.
- ❖ **Une possibilité de déploiement dans un spectre de fréquence déjà utilisé :** faire cohabiter un système CDMA large bande et un autre système cellulaire sur un même spectre de fréquence est techniquement possible ([13] & [14]). En effet, plus la largeur de la bande du signal étalé dans un système CDMA est grande et plus le signal peut s'apparenter à du bruit pour un autre système cellulaire qui opérerait dans la même bande. Le premier état des spécifications techniques de l'UMTS, par exemple, a permis d'allouer 5 MHz à un utilisateur mais il n'est pas exclu, dans le futur, d'étendre la largeur de la bande à 10 MHz ou 20 MHz : plusieurs « sous-systèmes » offrant une bande passante par

utilisateur de 5 MHz ou de 10 MHz pourraient cohabiter pourvu que leurs fréquences porteuses ne se chevauchent pas.

Le revers de la médaille est que, le débit chip étant plus élevé, un système CDMA large bande requiert un support matériel et logiciel plus élaboré que les autres systèmes. En outre, par rapport aux systèmes basés sur le FDMA ou le TDMA, un système CDMA large bande présente des inconvénients :

- ❖ **Une interférence mutuelle entre les utilisateurs de la cellule.** Si dans la voie descendante (de la station de base vers le terminal mobile), en absence de trajets multiples, on peut garantir l'orthogonalité des signaux étalés (les signaux codés sont alignés dans le temps), dans la voie montante (du terminal mobile vers la station de base), toujours en absence de trajets multiples, les signaux étalés ne sont plus orthogonaux parce que les utilisateurs transmettent de façon non synchronisée et les mobiles créent des interférences entre eux. Ces interférences désignées sous le nom d'interférences d'accès multiple (*Multiple Acces Interference*, MAI) sont beaucoup plus importantes que dans les systèmes TDMA ou FDMA où l'orthogonalité temporelle et/ou fréquentielle s'avère plus efficace.
- ❖ **Une synchronisation temporelle précise.** Pour effectuer la corrélation entre le code généré à la réception et celui qui se trouve dans le signal reçu, une synchronisation temporelle très précise, de l'ordre d'une fraction de *chip*, est requise. Une mauvaise synchronisation temporelle peut être à l'origine d'un bruit de corrélation généré à la réception, ce qui constituerait une source additionnelle d'interférence. De ce fait, la synchronisation dans un système CDMA constitue l'une des tâches de traitement numérique qui demandent le plus de ressources tant logicielles que matérielles ;
- ❖ **Un contrôle de puissance rapide.** Plus un utilisateur est proche de la station de base, plus la puissance reçue par celle-ci est grande. Ainsi, les utilisateurs situés plus loin auront beau émettre à la même puissance que les utilisateurs proches de la station, celle-ci risque de ne pas les détecter parce que ces derniers auront ébloui la première ou encore créé une interférence importante. Ce phénomène connu sous le nom d'effet proche-lointain peut être évité si l'on met en place un mécanisme de contrôle de puissance permettant à tous les utilisateurs d'avoir la même puissance à la réception, c'est-à-dire au niveau de la station de base. Le contrôle de puissance doit être suffisamment rapide pour éviter que l'effet proche-lointain ne se produise. Or, dans la pratique, on est confronté à des erreurs dans l'estimation de la puissance, à des erreurs

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

dans l'estimation du signal de commande qui ordonne d'augmenter ou diminuer la puissance, ou encore à des retards de propagation qui font que le contrôle de puissance est difficile à ajuster.

Et comme l'une des solutions aux problèmes causés par les inconvénients de l'étalement de spectre, on applique les codes correcteurs d'erreurs.

I.4 Les codes correcteurs d'erreurs

Dans un premier temps, on va présenter les différentes étapes constituant une chaîne de transmission.

I.4.1 Chaîne de transmission

Une chaîne de transmission modélise les différentes étapes autorisant le transfert d'une information d'une source vers un destinataire. Une chaîne de transmission peut différer grandement selon la nature du système de transmission, qui peut aussi bien être un système de stockage de données qu'un système de télécommunication. Néanmoins certaines étapes sont applicables dans tous les contextes. Ainsi, le couple codeur-d'encodeur de source peut être employé pour réduire la taille du message à transmettre par une opération de compression-décompression réalisée avec ou sans perte d'information. À l'inverse, le couple codeur-décodeur de canal augmente la taille du message à transmettre afin d'accroître la qualité de la transmission sur le canal. Le canal, justement, comprend toutes les étapes entre la sortie du codeur et l'entrée du décodeur. Cela intègre le lieu physique de la transmission, dans lequel le signal transmis est bruité d'une façon aléatoire, et le couple modulateur-d'émulateur, qui est utilisé dans la plupart des systèmes pour transformer l'information numérique en un signal continu compatible avec le milieu de transmission et vice-versa.

La suite de cette section illustre un peu plus en détail chacune des étapes d'une chaîne de transmission en se basant sur l'exemple de chaîne de transmission dans le cadre d'une communication sans fil de la figure (I.5). Ainsi les prochaines sections décriront le codage de canal, puis la modulation en général ainsi que dans les cas de transmission multi-utilisateurs ou multi-antennes (connu sous le nom de MIMO), et finalement les aspects liés à un milieu de transmission.

I.4.1.1 Codage de canal

Le codage de canal est utilisé pour transmettre l'information avec le maximum de fiabilité en palliant les perturbations survenues lors de la manipulation physique de l'information sur le canal. Le principe consiste à introduire à l'émission de la redondance dans le message pour permettre à la réception de détecter ou corriger les erreurs de transmission. La théorie du codage, introduite par Shannon en 1948 [2], associe à chaque canal une capacité représentant le maximum d'information transmissible sur ce canal (exprimée en bits par seconde). La théorie repose sur le théorème suivant également énoncé par Shannon : Si le débit d'information à l'entrée du canal est inférieur à la capacité, alors il est possible de transmettre un message numérique avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite. Dans sa démonstration, ce théorème assure de l'existence d'un code (le code aléatoire) permettant une transmission fiable, mais en pratique ce code est trop complexe à décoder. Depuis, la communauté scientifique s'efforce de trouver des codes correcteurs d'erreurs de longueur finie ayant une complexité raisonnable et s'approchant le plus près possible de la capacité.

Pour des codes de longueur finie, on définit le code $C(n, k)$, qui transforme un message d de k symboles issues d'un alphabet fini de taille q (dans la pratique, un corps de Galois) en un mot de code c de longueur n dans le même alphabet ($n > k$), par l'ensemble des q^k mots de code retenus parmi les q^n mots de code possibles. On définit également la distance de Hamming entre deux mots de code comme le nombre de symboles différents entre les deux mots de code. La distance minimale d_{\min} d'un code, i.e. la distance minimum entre deux mots de code de $C(n, k)$, représente le pouvoir de discrimination du code. C'est une caractéristique essentielle du code qui, avec en autres le rendement du code $\left(R = \frac{k}{n}\right)$, permet d'évaluer la performance d'un code, c'est-à-dire la proximité entre le rapport signal à bruit permettant au code d'atteindre un taux d'erreur bit (TEB) ou taux d'erreur paquet (TEP) satisfaisant à l'application et la limite théorique correspondant à la capacité du canal. A fort rapport signal à

bruit $\frac{E_b}{N_0}$, le TEP peut être estimé avec la borne de l'union :

$$TEP \approx \frac{1}{2} N(d_{\min}) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{R d_{\min} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (\text{I.13})$$

Émetteur

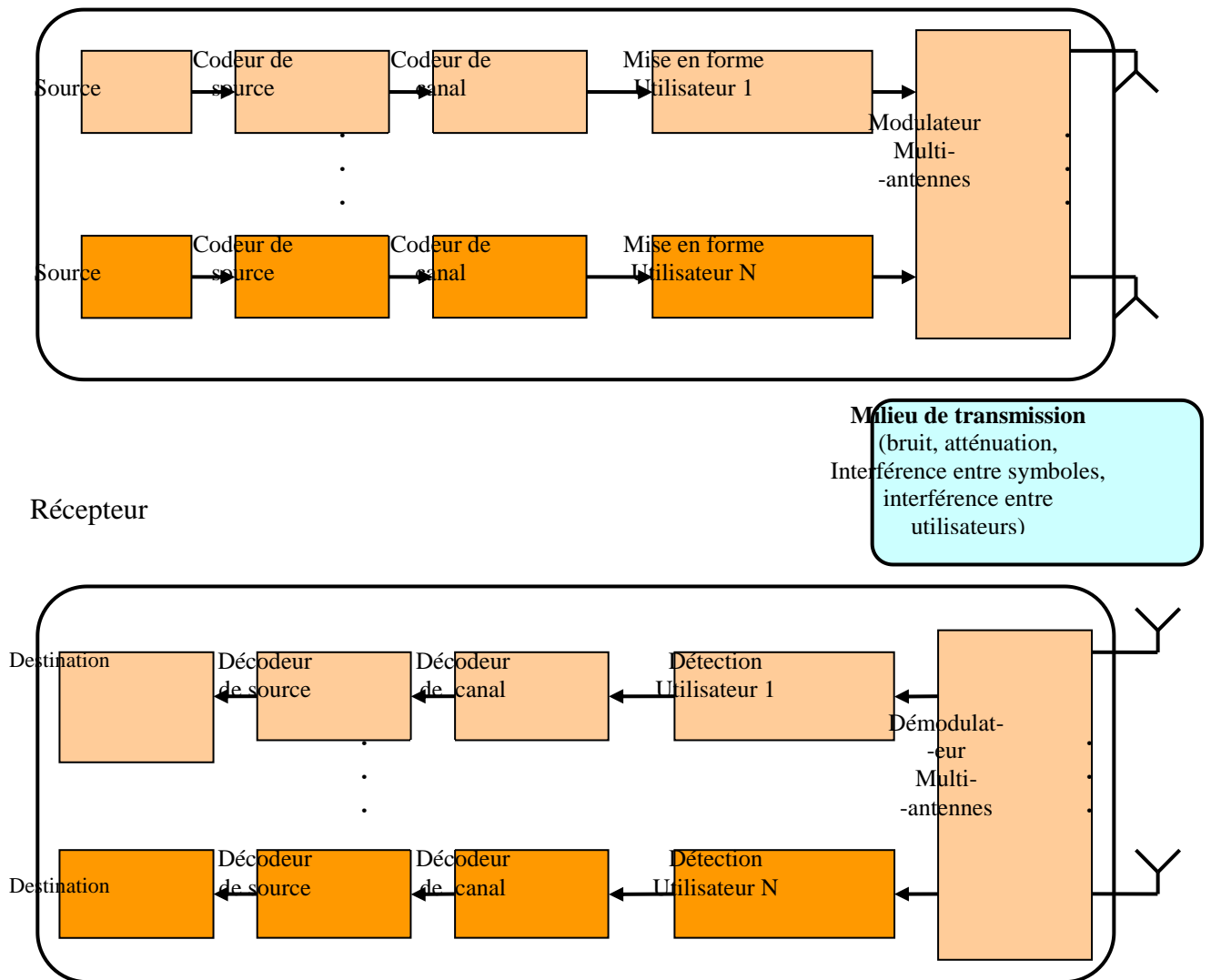


Figure I.5 : Modélisation d'une chaîne de transmission numérique pour des communications sans fil

dans laquelle la multiplicité $N(d_{\min})$ représente le nombre de mots de code à la distance minimale.

Les codes sont classiquement classés en deux grandes familles :

- les codes algébriques (communément appelés codes en bloc), qui assurent une indépendance du codage à chaque bloc.
- les codes convolutifs [15], qui, dans leur version originale, codent l'information sortante en flot continu en utilisant à la fois le symbole entrant et un effet mémoire sur les entrées précédentes.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

Le décodage est dit optimal s'il trouve le mot de code le plus probable en ayant la connaissance du code et de la sortie du canal. On parle alors de décodeur MAP (Maximum A Posteriori) paquet, puisqu'il minimise le TEP. Le seul moyen de réaliser ce décodage est de tester tous les mots de code, ce qui explique pourquoi dans la pratique le décodeur utilise des algorithmes sous-optimaux. Parmi ces algorithmes, nous n'évoquerons que l'algorithme MAP symbole afin de bien différencier cet algorithme du MAP paquet. Le but du MAP symbole est de minimiser la probabilité d'erreur sur les symboles (et donc le TEB), ce qui ne garantit pas pour autant que le résultat obtenu soit un mot de code.

I.4.1.2 Modulation

Afin de transmettre le message au travers du milieu de transmission, le modulateur génère un signal porteur, dont la forme d'onde peut-être soit une suite d'impulsions soit une onde sinusoïdale. Dans le cas de la modulation numérique, le modulateur transpose chaque ensemble de m bits du message entrant dans le modulateur au débit binaire D_b en un signal physique de durée $T = \frac{mR}{D_b}$.

Les 2^m signaux physiques possibles forment ce que l'on appelle la constellation de la modulation. Dans le cas d'une onde sinusoïdale, le message peut être porté par la phase, l'amplitude ou/et la fréquence (OOK, PSK, FSK, CP FSK, QAM, ...).

Les caractéristiques principales d'une modulation sont : sa taille m , sa constellation et sa largeur de bande, qui d'après le critère de Nyquist est supérieure à $\frac{1}{2T}$. Par ailleurs, on mesure les performances d'une modulation grâce à l'efficacité spectrale η , qui fournit le nombre de bits d'information transmis par unité de temps et par unité de bande, soit:

$$\eta = \frac{D_b}{B} = \frac{mR}{BT} \text{ bit / Hz / s} \quad (\text{I.14})$$

Ainsi à un rapport signal à bruit donné, une modulation sera d'autant plus efficace que l'efficacité spectrale sera proche de la limite imposée par le théorème de Shannon.

Le démodulateur effectue le travail inverse du modulateur, c'est-à-dire qu'il convertit le signal reçu du milieu dans le format d'entrée du décodeur de canal. En pratique, le démodulateur doit détecter le signal entrant et fournir une mesure de fiabilité pour chaque

point de la constellation. De ces mesures et de la détection dépend la probabilité d'erreur à un rapport signal à bruit donné.

L'approche de la modulation, comme interface entre le code canal et le milieu de propagation, peut dans certains cas rendre l'opération de modulation très complexe par une augmentation conséquente du nombre d'états de la constellation. Par exemple, la modulation peut devoir offrir un accès au canal à plusieurs utilisateurs ou supporter un canal ayant plusieurs entrées et plusieurs sorties.

I.4.1.2.1 Multi-utilisateurs

Utiliser un canal à accès multiple permet de partager les ressources du canal, c'est-à-dire d'exploiter au mieux la bande passante mise à disposition par le canal. L'enjeu d'une telle opération est à la mesure des coûts de ces ressources. Malheureusement comme dans tous partages, cela implique des interactions entre les protagonistes (ici, les signaux des utilisateurs). Pour limiter les interactions, plusieurs méthodes existent :

- le multiplexage temporel (TDMA en anglais), qui répartit la transmission des signaux des utilisateurs sur des intervalles de temps distincts.
- le multiplexage fréquentiel (FDMA en anglais), qui répartit la transmission des signaux des utilisateurs sur des bandes de fréquences distinctes.
- le multiplexage par code (CDMA en anglais), qui répartit la transmission des signaux des utilisateurs grâce à des codes d'étalement orthogonaux entre eux permettant à l'ensemble des utilisateurs d'accéder au même espace temps-fréquence.
- le multiplexage par entrelaceur (IDMA en anglais), qui répartit la transmission des signaux des utilisateurs en affectant à chacun un entrelacement différent derrière le code de canal.

Sans insister sur les avantages et inconvénients de ces techniques, toutes imposent de changer la détection au niveau du démodulateur. Cette étape, qui peut devenir très complexe, doit garantir l'élimination des interférences entre utilisateurs pour assurer de bonnes performances.

I.4.1.2.2 MIMO

Un système MIMO est basé sur un milieu de propagation ayant plusieurs entrées et plusieurs sorties. Il peut s'agir par exemple des nouveaux systèmes sans fil multi antennes ou encore des systèmes filaires haut-débits soumis à la diaphonie (crostalk).

I.4.1.3 Milieu de transmission

Pour transiter de l'émetteur au récepteur, l'information utilise un média que l'on nomme milieu de transmission. Qu'il s'agisse de l'air, d'une fibre optique, d'un support de stockage, d'une paire de câbles torsadés, etc., le milieu de transmission est toujours soumis à des perturbations pouvant déformer le message transmis. Ces perturbations peuvent s'exprimer sous la forme :

- d'un bruit thermique, que l'on trouve dans la plupart des milieux de transmission. Cette perturbation pouvant être modélisée par un processus aléatoire gaussien sera abordée plus tard.
- d'effacement, lorsque la donnée est perdue par le canal, ce qui arrive principalement dans les canaux à entrée et sortie binaire.
- d'atténuation. On parle de canaux à évanouissements lorsque l'atténuation évolue au cours du temps (par exemple le canal de Rayleigh) et de canal sélectif en fréquence, lorsque l'atténuation n'est pas uniforme dans la bande de fréquence utilisée.
- d'interférences, qui peuvent provenir d'autres utilisateurs (canal multi-utilisateur), ou d'autres signaux (canal multi-utilisateur multi entrée), ou d'autres symboles du même signal. L'interférence entre symboles caractérise les canaux multi trajets, qui, par définition, génèrent en superposition au signal transmis un ou plusieurs échos de ce signal.

De toutes ces perturbations, seules les interférences entre utilisateurs sont prévisibles et peuvent donc être annulées lors de la détection du signal. Les autres interférences et les atténuations lentes du canal peuvent également être annulées en procédant à une estimation du canal. En revanche, la nature aléatoire des autres perturbations rend impossible leur annulation. Pour les contrecarrer, il faut alors réaliser la transmission en exploitant les diversités (i.e. protection de l'information par divers moyens : temps, fréquence, espace, codage) adaptées pour ce canal. Par exemple, la diversité en temps peut s'avérer très utile sur les canaux à évanouissement, car elle permet d'affecter à une même information plusieurs instants de codage distincts. Or comme chaque instant de codage est associé à des atténuations différentes, l'information bénéficie en moyenne d'une meilleure protection. De même, la diversité en fréquence présente un intérêt sur les canaux sélectifs en fréquence comme c'est le cas dans l'OFDM.

I.4.1.3.1 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG)

Le canal BBAG est un canal à entrée binaire et sortie analogique [16], tel que chaque symbole sortant du canal Y est la somme du symbole émis X et d'un bruit gaussien centré de variance σ^2 tel que : $\sigma^2 = N_0/2$, où N_0 représente la densité spectrale de puissance de bruit.

Dans ces conditions, la probabilité conditionnelle que la sortie Y corresponde au symbole x_i est :

$$P(Y/X = x_i) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_i - Y)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{I.15})$$

Les performances en taux d'erreur (TEB et TEP) sont généralement exprimées en fonction du rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$ ou E_b est l'énergie par bit d'information.

I.4.1.3.2 Capacité d'un canal de transmission

La performance d'un code sur ce canal est alors évaluée en fonction de sa proximité avec la limite de Shannon, i.e. le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ atteignant la capacité du canal. Pour le canal gaussien, la capacité s'exprime :

$$C = B \cdot \lg(1 + SNR) \quad \text{bit} / s \quad (\text{I.16})$$

avec le rapport signal à bruit :

$$SNR = \frac{D_b \cdot E_b}{B \cdot N_0} \quad (\text{I.17})$$

d'ou d'après (I.14):

$$C = B \cdot \lg\left(1 + \eta \frac{E_b}{N_0}\right) \quad (\text{I.18})$$

Par définition, on peut en déduire que pour l'efficacité spectrale η_{\max} atteignant la capacité, on aura :

$$\eta_{\max} = \lg\left(1 + \eta_{\max} \frac{E_b}{N_0}\right) \quad (\text{I.19})$$

On conséquence la limite de Shannon pour cette efficacité spectrale sera de :

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{limite} = \frac{2^{\eta_{\max}} - 1}{\eta_{\max}} \quad (I.20)$$

I.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les fondements théoriques qui régissent la transmission numérique des informations. Le point et le rôle des différentes méthodes d'accès multiples dans une chaîne de transmission ont été explicités. De même, la notion d'allocation statistique et dynamique a été aussi abordée. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA. Les paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueurs d'onde ou d'intervalles de temps disponibles, limitent la capacité de multiplexage et constitue le principal inconvénient de ces méthodes d'accès. Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation. Nous avons aussi montré que la méthode d'accès CDMA se décline sous la forme directe qui regroupe le DS-SS-SSA, le TH-SS-SSA et le FH-SS-SSA.

Le but de cette explication est de bien identifier le positionnement de la technique d'accès multiple CDMA qui sera la base de notre étude et grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquences, en utilisant l'étalement de spectre pour la distinction entre les différents utilisateurs. Cela signifie que la distinction s'effectue grâce à un code qui leur est attribué et connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur.

L'explication des fondements théoriques et les principes de l'étalement de spectre et ses propriétés font également partie du cadre de notre travail. En fait, nous avons analysé le point et le rôle des différentes propriétés du système CDMA pour augmenter ou diminuer la capacité du système, améliorer la qualité de service et développer la performance du système du point de vue du débit/surface.

Aussi dans ce chapitre on peut trouver aussi des repères pour situer les différentes étapes de transmission sur la chaîne de communication numérique.

Chapitre II
Technique d'accès large
bande WCDMA

II.1 Introduction

Ce chapitre introduit les principes de base de l'interface air WCDMA. Nous porterons une attention particulière aux caractéristiques par lesquelles le WCDMA se différencie du GSM et de l'IS-95.

L'évolution de la technique CDMA, le WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) est une technique utilisée pour la téléphonie mobile de troisième génération. La norme UMTS est basée sur cette technique. L'utilisation de la technique CDMA seule est cependant moins performante que l'UMTS. Les opérateurs américains, qui utilisent déjà majoritairement la technique CDMA et qui peuvent donc facilement passer au WCDMA, envisagent ainsi de développer leurs infrastructures existantes pour faire pleinement bénéficier leurs clients des services multimédia à haut débit.

II.2 Interface d'accès large bande CDMA (WCDMA)

Le WCDMA a été faite pour tenir compte des nouvelles exigences introduites par les systèmes de communication 3G. Ces exigences sont principalement dictées par les nouveaux services haut débit tels que le multimédia, la vidéoconférence, l'internet,...etc. Dans ce chapitre, les principales caractéristiques de l'interface d'accès WCDMA sont présentées. Pour plus d'approfondissement, se référer à [12].

II.2.1 Caractéristiques du WCDMA

Toutes les caractéristiques du CDMA s'appliquent également au WCDMA. Néanmoins, le WCDMA apporte plusieurs améliorations concernant la performance et la flexibilité des services, ainsi que l'exploitation de l'extensibilité. Les principales différences entre CDMA et WCDMA [17] sont couvertes dans les sections suivantes.

Le CDMA et le WCDMA sont des systèmes d'accès multiple par répartition de code utilisant une modulation par séquence directe (DS-SS-CDMA, Direct Sequence Code Division Multiple Access). Cela signifie que les bits correspondants aux données utilisateur sont étalés sur une large bande passante en multipliant ces données utilisateur par une séquence pseudo-aléatoire de bits (appelée chip) provenant des codes d'étalement CDMA. Afin de pouvoir supporter des débits très élevés (jusqu'à 2Mbit/s), le WCDMA utilise des transmissions à facteur d'étalement variable et à codes multiples. Le débit chips (débit binaire de la séquence de code) de 3.84 Mc/s donne une bande passante par porteuse de l'ordre de 5 MHz. La large

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

bande passante par porteuse du WCDMA permet de supporter des débits utilisateur importants. Elle a en outre un impact bénéfique sur les performances du système. En effet, en fonction de la licence qui lui a été attribuée, l'opérateur peut utiliser plusieurs porteuses pour augmenter la capacité de son réseau. L'espacement des porteuses peut être choisi par pas de 200 kHz, entre 4,4 et 5 MHz, selon le niveau d'interférence entre les porteuses. Contrairement à l'IS-95, le W-CDMA ne nécessite pas de synchronisation des stations de base. Il n'y a donc pas besoin de référence globale de temps comme pour le GPS (Global Positioning System).

| | UMTS (WCDMA) | IS-95(CDMA) |
|--|--|---|
| Méthode d'accès multiple | DS-CDMA | DS-CDMA |
| Espacement entre porteuses | 5 MHz | 1.25MHz |
| Débit Chip (débit de la séquence de code) | 3.84 Mcp/s | 1.2288 Mcp/s |
| Fréquence de contrôle de puissance | 1500 Hz (uplink et downlink) | La liaison montante: 800Hz La liaison descendante: lente |
| Synchronisation des stations de base | Pas nécessaire | Nécessaire avec (GPS) |
| Paquet de données | <i>Load- Based Packet Scheduling</i> | Paquet de données transmis comme <i>Short Circuit Switched Calls</i> |
| Détection | Cohérente, dans la voie montante et la voie descendante | Cohérente, seulement dans la voie descendante |
| <i>Handover inter-fréquence</i> | Oui | Possible |
| Algorithme de gestion de ressources radio | Oui | Pas nécessaire |
| Transmission de données | En fonction de la charge | Mode circuit |
| Diversité de transmission Liaison descendante (<i>Downlink</i>) | Supportée, augmente la capacité de la liaison descendante | Non supportée par la norme |

Tableau II.1: Les différences principales entre les interfaces radio WCDMA et IS-95

De plus, le WCDMA utilise le contrôle de puissance rapide en boucle fermée à la fois dans la voie montante et la voie descendante, alors que le contrôle de puissance rapide de l'IS-95 est utilisé uniquement dans la voie montante. De même, le taux de SIR (Signal-to-Interference Power Ratio) dans le WCDMA est beaucoup plus élevé. Dans la voie descendante, un contrôle de puissance en boucle fermée est nécessaire pour fournir une

puissance supplémentaire aux utilisateurs qui se trouvent au bord de la cellule. Cela assure que l'interférence causée par la cellule voisine ne bloque pas le signal de la cellule actuelle.

En outre, dans le WCDMA, il existe une référence commune de phase pour la détection cohérente dans les voies montantes et descendantes. Ces références de phase sont utilisées pour aligner dans le temps les composantes des trajets multiples détectés ; cet alignement a pour but d'améliorer l'efficacité de la combinaison. L'IS-95 utilise une méthode similaire, mais seulement dans la voie descendante.

Dans beaucoup d'applications multimédias, la voie montante et la voie descendante ont besoin d'une capacité asymétrique. En effet, la navigation sur le Web, par exemple, provoque plus de charges sur la voie descendante que sur la voie montante. Pour pallier ces charges, l'interface radio WCDMA utilise la diversité de transmission (Transmit Diversity), puisque le signal de la voie descendante sera transmis en utilisant deux antennes. Ceci a pour effet d'améliorer la capacité, car les signaux transmis par les deux antennes peuvent être considérés comme des composantes additionnelles de trajets multiples et utilisés dans la combinaison de diversité du récepteur RAKE pour améliorer la réception.

Mais, cette propriété n'est pas prise en charge par l'interface radio de la deuxième génération. Le WCDMA supporte aussi d'autres techniques telles que les réseaux d'antennes adaptatives (Adaptive Antenna Arrays) et la détection multiutilisateur ([12] & [10]).

II.2.2 Flexibilité et extensibilité de services dans le WCDMA

Le WCDMA permet d'offrir des débits variables aux utilisateurs. Autrement dit, il est possible de proposer aux utilisateurs de la bande passante « à la demande » (BoD, Bandwidth on Demand). À chaque utilisateur est attribuée une trame d'une durée de 10 ms durant laquelle le débit est constant. Cependant, ce débit peut varier d'une trame à l'autre. Cette allocation dynamique de la capacité est contrôlée par le réseau afin d'obtenir un débit optimal pour les services paquets. En fait, le WCDMA propose l'utilisation d'un facteur d'étalement variable (Spreading Factor SF) et de transmission multicode afin d'obtenir la BoD. Dans la transmission multicode, plus d'un canal de données est consacré à un utilisateur. Par exemple, pour arriver au débit maximal de 2.3 Mbps dans la voie descendante, nous utilisons un facteur d'étalement égal à quatre, et trois canaux parallèles de code [10] .

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

Le WCDMA propose également une extensibilité de service. En effet, il est aussi possible de mélanger des services simultanés avec différentes conditions de qualités et différents débits dans un même signal de connexion. Par exemple, les services traditionnels de parole peuvent être accompagnés de services vidéo en temps réel, mais cela nécessite un débit très élevé et une limitation du retard. En réalité, nous avons besoin d'un gestionnaire de ressource radio très efficace pour fournir cette très large variété de débits différents dans la connexion, tout en garantissant la qualité de la transmission.

À vrai dire, l'interface d'accès WCDMA a été conçue de telle façon que certaines fonctionnalités avancées de CDMA, comme la détection multiutilisateur et les antennes adaptatives, puissent être déployées par l'opérateur afin d'accroître la capacité et/ou la couverture de son réseau.

II.2.3 Flexibilité d'opérateur dans WCDMA

Les systèmes de communication CDMA supportent deux types de réseaux, synchrones ou asynchrones. Dans un système DS-CDMA synchrone, les stations de base respectent une référence de temps unique pour pouvoir transmettre. La référence de temps dans le réseau peut être fournie par un système de navigation par satellite de type GPS, comme c'est le cas en IS-95 où les stations de base peuvent être physiquement reliées à une horloge commune par le biais de câbles électriques. De même, la technique TD-CDMA (UTRA/TDD) demande une synchronisation entre les différentes stations de base pour optimiser les performances du réseau, notamment en raison de sa composante TDMA et de l'utilisation du mode de duplexage TDD.

La contrainte imposée par la synchronisation des stations de base dans un réseau DS-CDMA synchrone rend plus difficile son déploiement, surtout dans des situations où le mobile passe d'un environnement extérieur à un environnement intérieur, où la réception du signal provenant des satellites pour la synchronisation de la station de base est moins bonne. En contrepartie, un système synchrone possède certains avantages. En effet, lorsque le mobile doit communiquer simultanément avec plusieurs stations de base, ce qui est possible dans un système DS-CDMA, le mobile doit effectuer une procédure de synchronisation temporelle avec chacune d'entre elles. Si les stations de base sont synchrones, le décalage temporel entre les signaux qu'elles émettent peut être connu par le mobile, ce qui pourra simplifier la tâche de synchronisation de son récepteur.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

Dans un système d'accès radio WCDMA (UTRA/FDD) utilisant la technologie asynchrone, aucune contrainte de la référence de temps n'est imposée aux stations de base qui peuvent transmettre de façon tout à fait indépendante.

La référence de temps dans les systèmes synchrones est nécessaire parce que toutes les stations de base utilisent les mêmes codes d'étalement, et la séparation entre elles est faite par la compensation des phases du code utilisé [11]. Cette nécessité d'une référence de temps est omise dans le WCDMA parce que nous utilisons un code d'embrouillage comme référence pour identifier les utilisateurs. Cela conduit au déploiement de stations de base asynchrones (WCDMA), notamment dans des situations où le mobile passe d'un environnement extérieur à un environnement intérieur.

En plus du handover intra-fréquence entre les stations de base, le WCDMA a aussi la capacité de faire du handover inter-fréquence et inter-systèmes. Avec les structures hiérarchiques de WCDMA, les systèmes peuvent fournir une grande capacité et assurer une couverture complète et une grande mobilité. Les handovers inter-fréquences sont nécessaires dans ces types de systèmes pour fournir la capacité nécessaire, tandis que les handovers inter-systèmes jouent un rôle important particulièrement dans la première phase du système WCDMA [17].

II.3 Description générale de la chaîne de transmission de WCDMA

Une partie importante dans le WCDMA est la chaîne de transmission des données qui sera réalisée à l'aide des composants analogiques et numériques. En effet, la chaîne de transmission WCDMA applique une partie des techniques de traitement du signal spécifiques aux différents types d'informations (différents canaux). Tout d'abord, le WCDMA incorpore l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Ensuite, cette chaîne de transmission met en place des techniques très souples de multiplexage. En effet, ces techniques permettent de gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

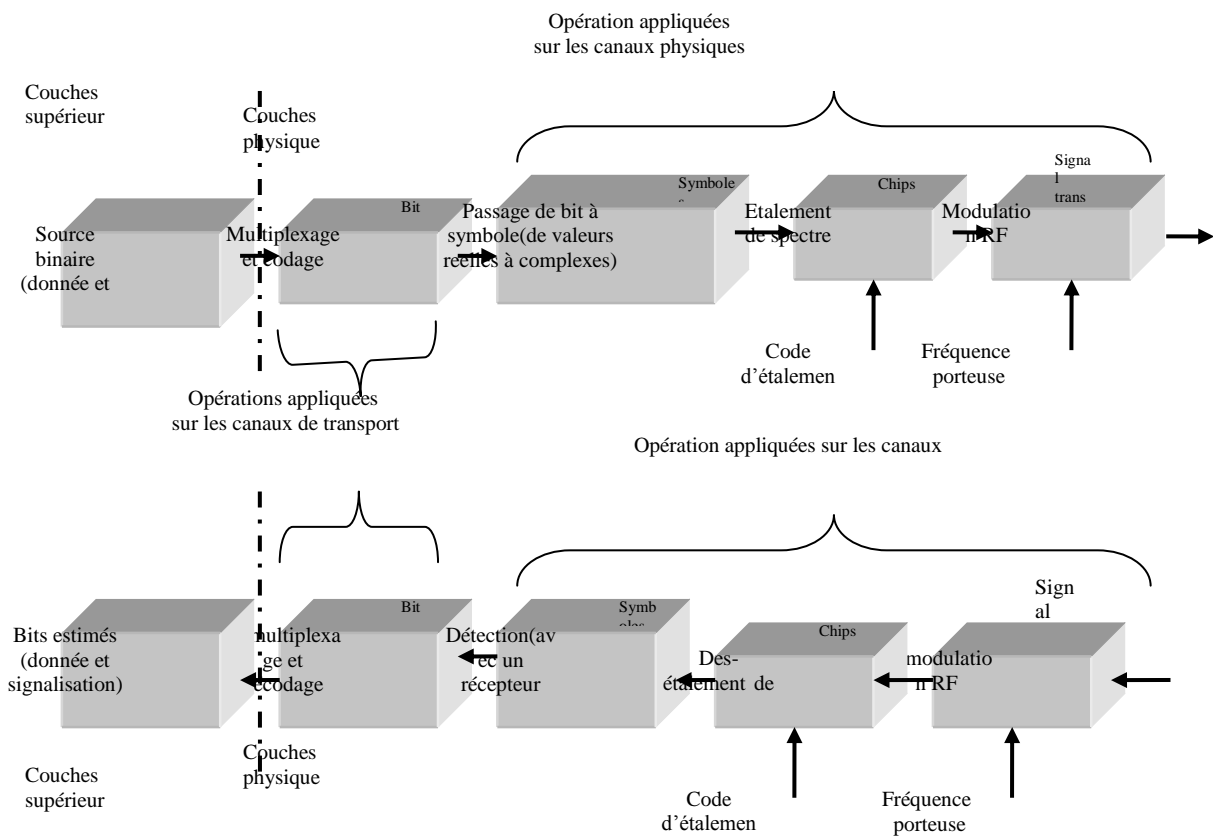


Figure II.1 : Fonctions effectuées par la couche « physique » dans la chaîne de transmission

Dans la figure (II.1) nous pouvons voir les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission WCDMA. Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux bits délivrés par les couches supérieures à la couche « physique ». Une fois les chips présents, ils subissent des traitements du signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers le canal. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en chips. Ce sont ces chips qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après être modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception.

II.3.1 Étalement de spectre et la modulation radio dans le WCDMA

Dans cette section nous présentons la partie de l'émetteur WCDMA qui nous intéresse, c'est-à-dire l'étalement de spectre et la modulation radio. L'étalement de spectre contient deux opérations : la première opération est la « canalisation » (channelization) ; cette opération

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

transfère tous les symboles de données aux chips par la multiplication du chaque bit d'information par une séquence du code orthogonal, ce qui augmente la largeur de bande du signal. En fait, la longueur de cette séquence de bits est appelée facteur d'étalement (SF, spreading factor). Le code utilisé (appelée code de canalisation) doit réaliser l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du canal physique. La deuxième opération est l'embrouillage et est appliquée sur le signal étalé sans affecter sa largeur de bande. Le code utilisé (appelé code d'embrouillage) permet à une station de base de différencier sur la voie montante les utilisateurs sous son contrôle, et aux utilisateurs d'identifier les stations de base. En général, les codes utilisés pour les deux opérations d'étalement de spectre (canalisation et embrouillage) doivent avoir une bonne propriété de corrélation.

II.3.1.1 Propriétés des codes utilisés pour l'étalement de spectre

Les systèmes de communication utilisant l'étalement de spectre offrent une efficacité de spectre très élevée grâce à leurs capacités et leurs possibilités d'attribuer une largeur de bande à chaque utilisateur. Mais en considérant que les procédures d'étalement et de désétalement ayant lieu respectivement dans l'émetteur et dans le récepteur de ces systèmes sont des opérations idéales. Ce n'est pas le cas en pratique, car les propriétés des codes utilisés ajoutent une série d'imperfections susceptibles de dégrader le contenu spectral et temporel du signal.

Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation, et plus précisément par leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. En pratique, les codes d'étalement possèdent de bonnes propriétés de corrélation si chaque signal étalé n'est pas corrélé avec les autres signaux de la même bande, c'est-à-dire que la séquence pseudo-aléatoire est différente pour chaque utilisateur, pour ne perdre aucune information pendant l'émission, la transmission et la réception. En effet, le système de communication doit être capable de traiter la demande de différents utilisateurs ; pour cela il doit être capable d'assurer les différents services des utilisateurs. Dans un canal de transmission, chaque utilisateur occupe une bande de fréquence, mais il existe une interférence entre les utilisateurs, et cette interférence détermine la capacité du canal dans le système de communication.

Les codes utilisés pour l'étalement de spectre doivent être orthogonaux. Si nous avons cette propriété pour l'intercorrélation et l'autocorrélation de codes, nous allons d'une part réduire les effets de la propagation par trajets multiples et l'interférence entre symboles ISI (Inter-Symbol Interference), et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple (MAI, Multiple Access Interference) [18].

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

Du point de vue statistique, l'autocorrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit, le code « c_i » de longueur « M » telle que « $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$ ». La fonction d'autocorrélation $R_{c_i}(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$R_{c_i}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_i(k+1) \quad (\text{II.1})$$

Par ailleurs, l'intercorrrelation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'intercorrrelation « $R_{c_i c_j}(t)$ » de deux codes « c_i » et « c_j » de longueur « M » tels que $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$ et $c_j = [c_j(0), c_j(1), \dots, c_j(M-1)]$, s'écrit :

$$R_{c_i c_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_j(k+1) \quad (\text{II.2})$$

Les éléments des codes dans les deux précédentes expressions [(II.1) et (II.2)] ont la valeur « $+1$ » ou « -1 ». Cette notation, appelée notation polaire, est utilisée pour effectuer les corrélations à l'aide de simples additions arithmétiques. Ainsi, les « 1 » sont représentés par des « -1 » et le « 0 » par des « $+1$ ». Cette représentation sera utilisée par la suite sans perte de généralité.

Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que présentent des codes caractérisés par une autocorrélation qui satisfait « $R_{c_i}(t) = 0$ » pour « $t \neq 0$ », avec « $R_{c_i}(0) = M$ » et par une fonction d'intercorrrelation nulle « $R_{c_i c_j}(t) = 0$ » pour toute « t ». En effet, les codes ayant une fonction d'intercorrrelation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs transmettant en même temps, sur la même fréquence, mais avec des codes distincts. Par ailleurs, une fonction d'autocorrélation nulle pour « $t \neq 0$ », permettrait d'annuler l'interférence causée par les trajets multiples.

Si la fonction d'intercorrrelation entre deux codes différents « c_i » et « c_j » satisfait

« $Rc_i c_j(0) = 0$ », on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un résidu d'intercorrélation apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et ceux des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à l'interférence d'accès multiple (MAI). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée, comme c'est le cas lorsque l'effet proche-lointain est présent.

II.3.1.2 Code de canalisation

Les codes de canalisation, appelés aussi codes orthogonaux, rendent possible le passage de symboles aux chips, c'est-à-dire d'un signal en bande étroite à un signal en large bande. La fonction d'étalement est accomplie en multipliant la partie réelle (voie I) et imaginaire (voie Q) de chaque symbole d'information par le code de canalisation alloué à l'utilisateur et dont la taille est égale au facteur d'étalement « SF ». Ce code peut être le même pour chaque voie suivant que l'on se place dans la voie montante ou dans la voie descendante. Dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur.

Dans la voie descendante, il est possible d'utiliser des codes de canalisation orthogonaux pour identifier les utilisateurs, car la station de base décide du moment où l'information est transmise vers les stations mobiles (les signaux étalés sont synchrones). Dans la voie montante, la transmission depuis les mobiles vers la station de base n'est pas synchronisée et les signaux qui ont été étalés grâce aux codes de canalisation ne sont plus orthogonaux d'un utilisateur à l'autre. Aussi, on préfère employer dans cette voie des codes d'embrouillage pour distinguer les utilisateurs en raison de leurs propriétés d'intercorrélation qui sont supérieures à celles des codes de canalisation. D'ailleurs, dans la voie montante, des utilisateurs différents dans une même cellule peuvent utiliser un même code de canalisation pour transmettre : c'est le code d'embrouillage qui les identifie [19].

II.3.1.2.1 Génération des codes de canalisation

L'une des caractéristiques fondamentales des systèmes 3G est la possibilité d'offrir des services multimédias dans lesquels plusieurs flots d'information peuvent être transmis en parallèle, chacun correspondant à un service dont le débit binaire peut être différent. Notons

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

que le débit symbole « R_s » satisfait à « R_c/SF », où « R_c » est le débit chip qui est constant et égal à 3.84 Mcps et « SF » est le facteur d'étalement. Dans ce contexte, il est nécessaire de générer des codes de canalisation avec un SF variable tout en préservant leur orthogonalité (deux codes sont orthogonaux si leur fonction d'intercorrélation satisfait « $R_{c_i c_j}(0) = 0$ »). Pour ce faire, on fait appel à la méthode proposée dans la référence [20] dite OVVSF pour Orthogonal Variable Spreading Factor. Les codes ainsi générés sont appelés codes OVVSF.

Considérons la matrice « C_N » de taille « $N \times N$ » et composée de « N » codes de canalisation de longueur « N » Chips où « $N = 2^K$ » (K est un entier positif). Soit « $C_{N,i}$ » le vecteur correspondant à la ligne « i » de cette matrice. Suivant cette notation, « C_N » est générée à partir de la matrice « $C_{N/2}$ » d'après :

$$C_N = \begin{bmatrix} C_{N,0} \\ C_{N,1} \\ \vdots \\ \vdots \\ C_{N,N-2} \\ C_{N,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2,0} & C_{N/2,0} \\ C_{N/2,0} & -C_{N/2,0} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2,(N/2)-1} & C_{N/2,(N/2)-1} \\ C_{N/2,(N/2)-1} & -C_{N/2,(N/2)-1} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Avec « $C_{N,0} = 1$ ». Il s'ensuit que les codes de canalisation de longueur variable peuvent être obtenus à partir d'une structure en arbre, comme le montre la figure(II.2) suivante :

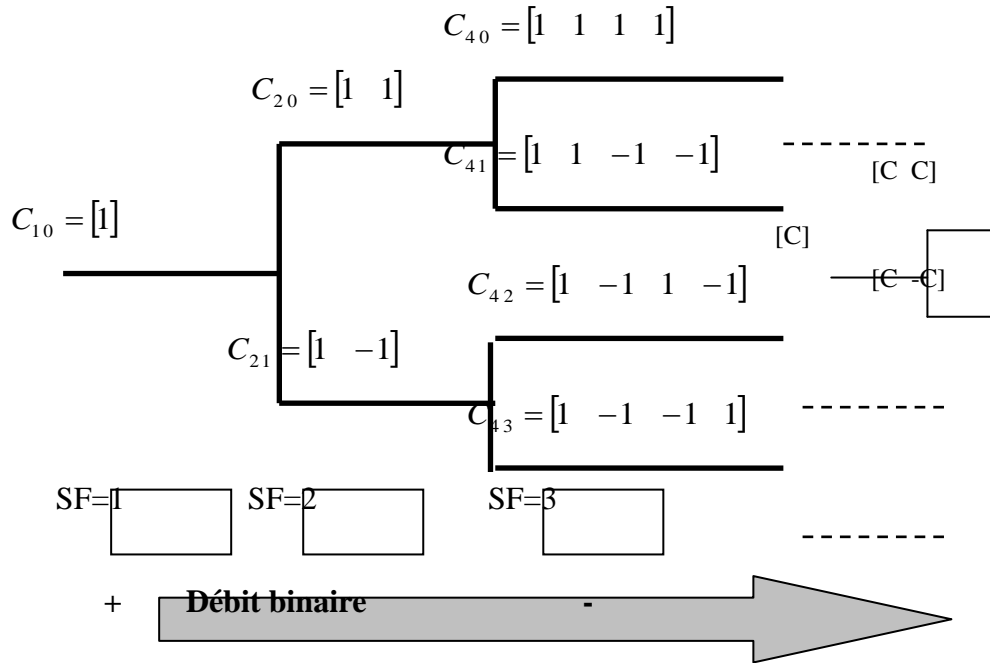


Figure II.2 : Structure en arbre pour la génération des codes orthogonaux de canalisation

On peut générer un total de « $N = 2^K$ » codes de canalisation de taille « N », la valeur de « N » étant précisément le facteur d'étalement « SF ». On observe sur la figure (II.2) que la taille des codes à chaque niveau de l'arbre est différente et le débit binaire diminue lorsque « K » s'accroît, c'est-à-dire lorsque « SF » augmente.

Dans la voie montante, la valeur minimale de « SF » est 4 et la valeur maximale est 256. Les débits symboles maximums et minimums associés sont respectivement 960 kbps et 15 kbps. Dans la voie descendante, la valeur minimale de « SF » est toujours 4 alors que la valeur maximale est 512, ce qui limite le débit de symbole minimum à 7,5 kbps.

Les codes générés dans les branches de l'arbre se situant au même niveau constituent un ensemble de fonctions orthogonales de Walsh qui correspondent aux lignes d'une matrice de Hadamard [21]. On peut aussi constater que les codes dérivés d'un code mère ne sont pas orthogonaux avec celui-ci. Par exemple, si le code « $C_{2,0}$ » est assigné à un utilisateur, il devient mère des codes $C_{4,0}, C_{4,1}, C_{8,0}, C_{8,1}, C_{8,2}, C_{8,3} \dots$. Ce qui signifie que ceux-ci ne pourront pas être attribués à d'autres utilisateurs qui transmettent à un débit inférieur, car ils

Dans le même ordre d'idées, l'ascendance du code mère est aussi bannie de l'utilisation. Dans notre exemple, « $C_{2,0}$ » est le code mère, c'est-à-dire que le code « $C_{1,0}$ » ne pourra pas être alloué à un autre utilisateur qui souhaite transmettre à un débit deux fois supérieures, car le « $C_{2,0}$ » n'est plus orthogonal avec « $C_{1,0}$ ». Enfin, lorsque « $C_{2,0}$ » est attribué à un utilisateur, on peut montrer que ce code représente 50% de la totalité des codes de canalisation disponibles. Par contre si c'est « $C_{4,0}$ » qui est assigné, seuls 25% de l'ensemble des codes de l'arbre sont utilisés.

II.3.1.3 Code d'embrouillage

Le signal étalé par les codes de canalisation est multiplié chip par chip par un autre code dit d'embrouillage. Ce code fait partie des codes pseudo-aléatoires dont les propriétés d'intercorrélation sont supérieures à celles obtenues par les seuls codes de canalisation.

Dans la voie descendante, les codes d'embrouillage permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule. L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statiques de l'interférence proches de celles d'un bruit gaussien, sachant que cette interférence est provoquée par les cellules voisines émettant sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors la détection des symboles transmis.

Dans la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés non seulement pour améliorer les propriétés statistiques des codes de canalisation, mais aussi pour différencier les utilisateurs présents dans une même cellule.

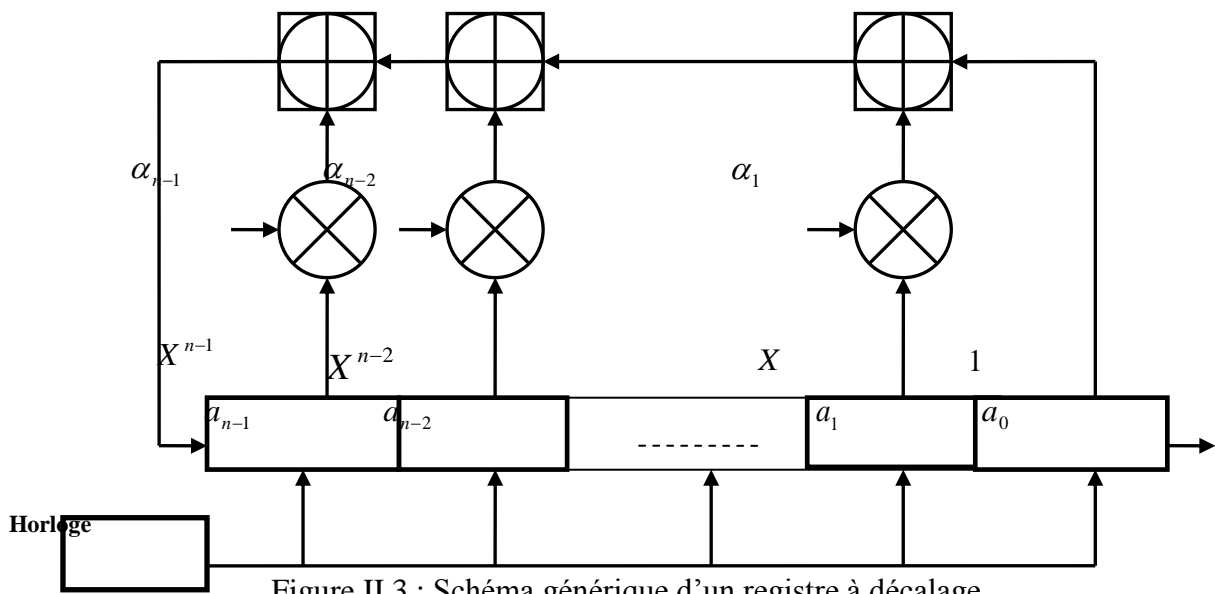
II.3.1.3.1 Génération des codes d'embrouillage

Nous avons employé le terme pseudo-aléatoire pour parler des codes utilisés pour étaler le signal. Ce sont ces deux mots « pseudo » et « aléatoire » qui confèrent à ce type de codes des propriétés assez intéressantes justifiant leur utilisation dans un système de radiocommunication. En effet, le code n'est pas complètement aléatoire, car il est heureusement possible à le régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés. Un code pseudo-aléatoire est donc un code binaire dont les propriétés statiques ressemblent à celles d'une séquence binaire aléatoire [18].

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit par la figure (II.3), représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois initialisés les différents états du registre, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

Ce registre, dont le nom complet est « registre linéaire à décalage avec contre réaction » de l'anglais Linear Feedback Shift Register (LFSR), est dit périodique, car quelles que soient les valeurs initiales, c'est-à-dire les valeurs prises par « a_i », on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de périodes d'horloge. Comme le registre comprend « n » états représentés par les valeurs binaires de « a_i », il est possible de générer « 2^n » codes pseudo-aléatoires. Il en résulte aussi que la période de la séquence n'est jamais supérieure à « $2^n - 1$ ».



En outre, on peut voir sur la figure (II.3) que lorsque les valeurs initiales sont toutes égales à zéro, le registre reste dans le même état de façon permanente : le code obtenu n'est pas composé que de zéro. Le nombre maximum d'états possibles, différents de « 0 », est « $P = 2^n - 1$ ». Une séquence binaire de période « $2^n - 1$ », générée avec un registre à décalage de type LFSR, est appelée m-séquence ou encore, séquence à longueur maximale

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

(*Maximal Length Sequence*). On peut noter sur la figure (II.3) que le générateur de m-séquence peut être représenté suivant une notation polynomiale [18] .

$$f(X) = X^n + \alpha_{n-1}X^{n-1} + \alpha_{n-2}X^{n-2} + \dots + \alpha_1X + 1 \quad (\text{II.4})$$

Les coefficients « α_i » peuvent prendre deux valeurs « 1 » ou « 0 ». Ainsi, lorsqu'il y a une connexion physique, « $\alpha_i = 1$ » et lorsque « $\alpha_i = 0$ », il n'y a pas de connexion. Le polynôme irréductible générant une $\alpha_i = 1$ m-séquence est dit primitif. Un polynôme primitif permet de générer deux séquences : la séquence « 0 » (état initial « 0 ») ou une séquence de période « P » (la même séquence quel que soit l'état initial, non nul). Donc, il y a autant de m-séquence que de polynômes primitifs [22]. Le nombre de polynômes primitifs et par conséquent le nombre de m-séquences que l'on peut générer avec un polynôme de degré n sont très inférieurs à « P », un fait qui peut contraindre son utilisation dans un système W-CDMA où l'on cherche à avoir le nombre de séquences différentes le plus élevé possible. De plus, les propriétés d'intercorrélation entre deux m-séquences sont assez médiocres, car des pics assez prononcés peuvent apparaître. Afin d'améliorer les propriétés d'intercorrélation des m-séquences tout en pouvant générer un nombre plus important de codes avec les mêmes propriétés pseudo-aléatoires, un autre type de codes a été proposé : les codes de Gold.

La principale qualité des codes de Gold est liée au fait que la fonction d'intercorrélation entre deux codes est uniforme et bornée [23]. Dans son article, J. Gold propose d'additionner en modulo 2 deux m-séquences de mêmes longueurs, générées par deux polynômes primitifs différents. Si la période des deux séquences est « $2^n - 1$ », la séquence résultante aura aussi « $2^n - 1$ » comme période. Si nous considérons tous les décalages possibles entre les deux m-séquences, on peut générer un total de « $2^n + 1$ » codes (les « $2^n - 1$ » codes précédents plus les deux m-séquences génératrices).

Gold démontre que certaines paires de m-séquences possèdent des pics d'intercorrélation dont la magnitude est égale ou inférieure à la valeur d'intercorrélation minimale entre toutes les paires de m-séquences de même longueur. Cette paire de m-séquences est appelée « paire préférée » [23]. On va voir ici de quelle manière les codes de Gold sont générés à partir de deux m-séquences dont les polynômes sont, par exemple,

« $x = X^5 + X^2 + 1$ » et « $y = X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$ ». La figure (II.4) illustre les registres à décalages respectifs et leur mode d'interconnexion pour générer les « $2^5 + 1 = 33$ » codes de Gold correspondants.

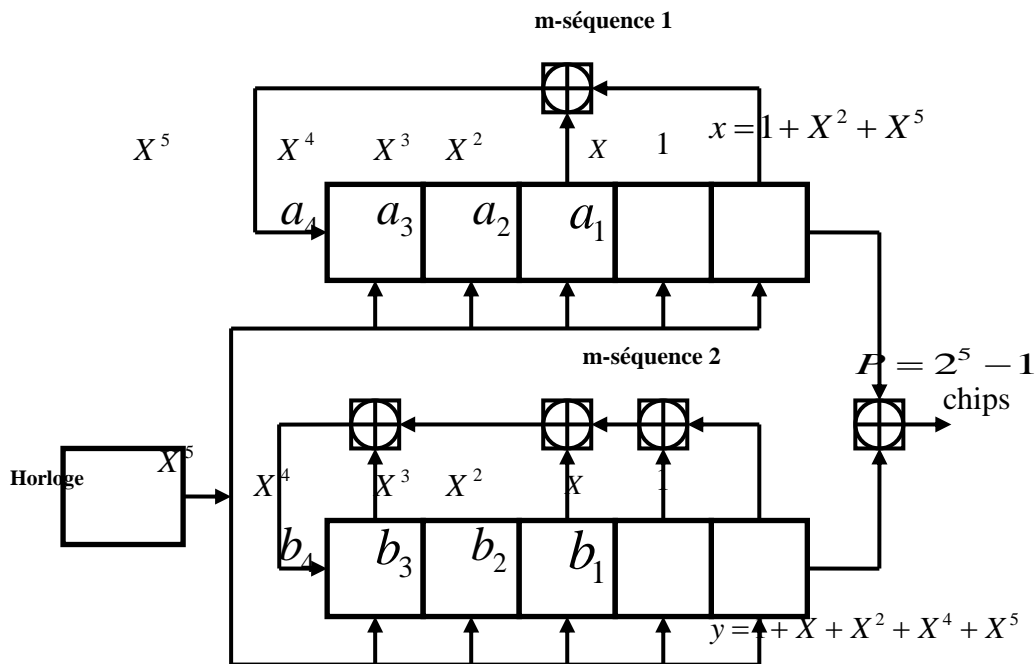


Figure II.4 : exemple de génération de codes Gold

Que ce soit dans la voie montante ou dans la voie descendante, chaque élément du code d'embrouillage est représenté par une valeur complexe. Si l'on note « C_n » la séquence complexe d'embrouillage n et « $C_n(i)$ » l' i -ième élément de cette séquence, l'opération d'embrouillage réalisée au niveau de l'émetteur de la station de base ou de la station mobile est effectuée suivant le schéma de la figure (II.5). Lorsque l'on met en place une séquence d'embrouillage complexe, l'amplificateur de puissance enregistre les mêmes performances, quelle que soit la différence de puissance « G » qui existe entre les voies « I » et « Q ». Par exemple, pour le calcul de la séquence complexe « C_n » dans la voie montante, on a le choix entre deux options, suivant qu'il s'agisse d'une séquence de Gold longue ou une séquence de Gold courte [24], [25].

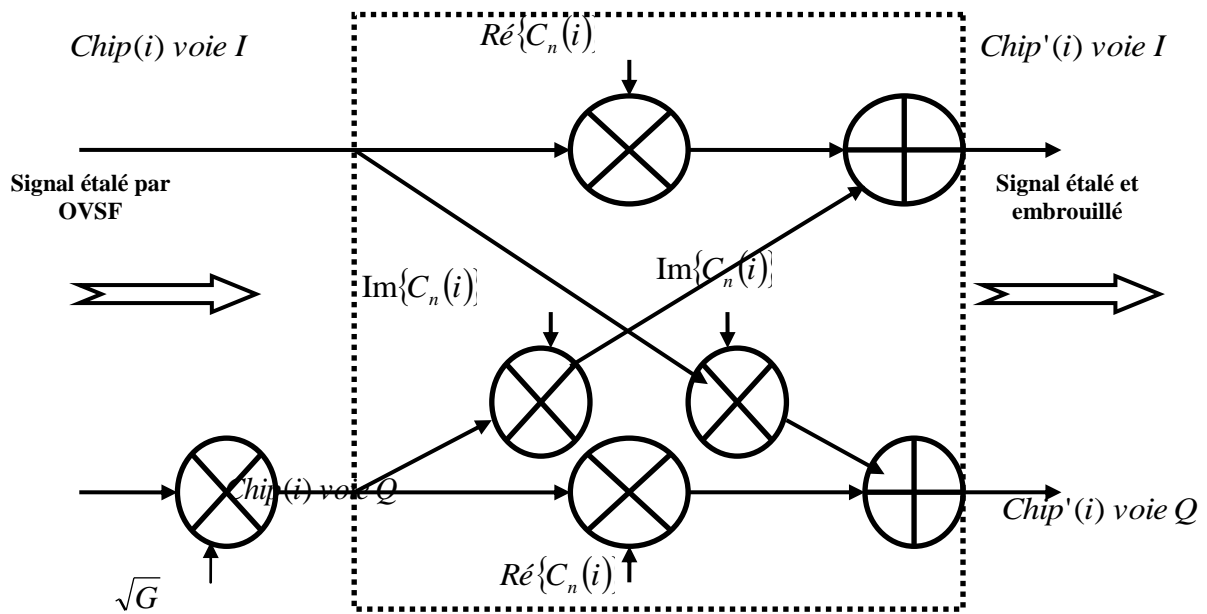


Figure II.5 : Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission

II.3.2.1 Modulation QPSK

En émission, l'opération de modulation transforme le signal en bande de base, une fois converti en analogique en signal radio, afin de pouvoir le transmettre dans l'air. Suivant le type de modulateur radio employé (hétérodyne ou homodyne), le signal peut passer par une fréquence intermédiaire avant d'être placé sur la fréquence porteuse. La figure (II.6) montre comment l'on peut effectuer la modulation au niveau de l'émetteur de la station de base et de la station mobile, sachant que ceci n'est qu'une des manières possibles de procéder.

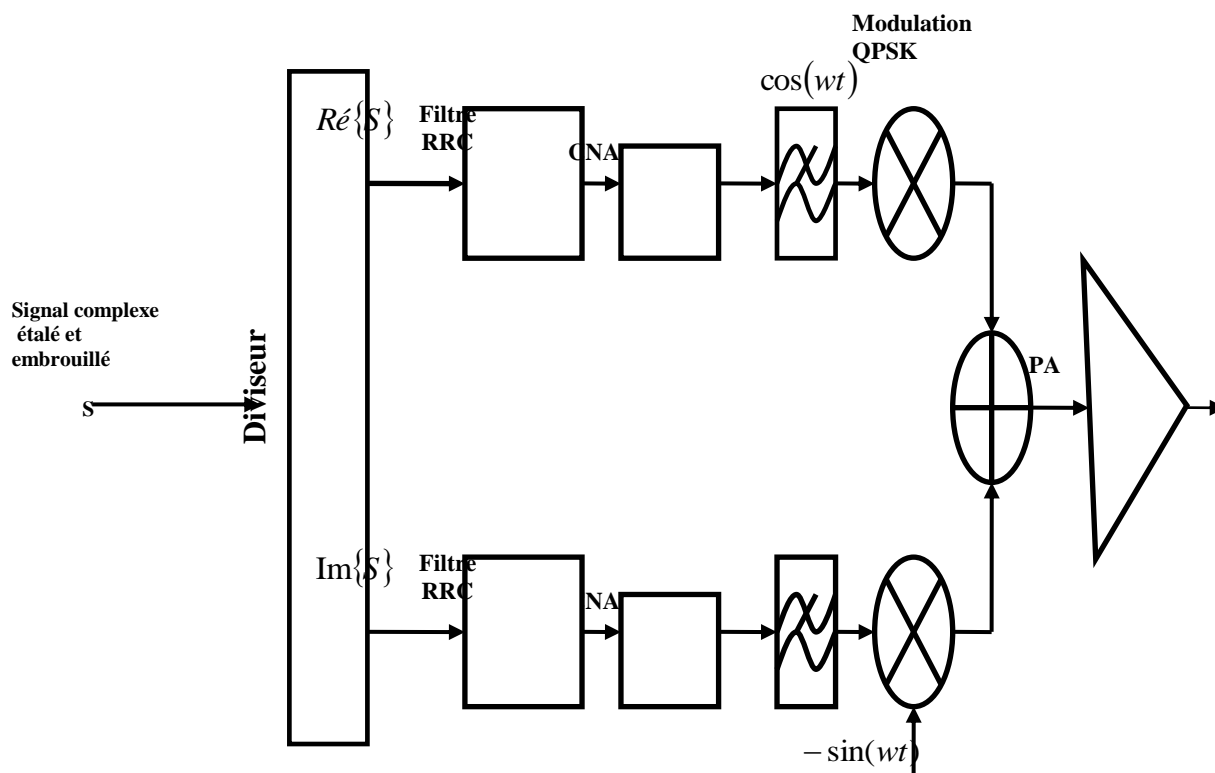


Figure II.6 : Exemple d'une chaîne d'émission utilisant la modulation radio QPSK

Après avoir été étalé et embrouillé, le signal complexe qui en résulte, composé de chips, est réparti sur une voie réelle et sur une voie imaginaire appelée respectivement voies « I » et « Q ». Puis, il est filtré avec des filtres numériques RRC (Root Raised Cosine) et converti en signal analogique à l'aide de convertisseurs numériques/analogiques (CNA). Le signal passe encore par des filtres analogiques avant d'être modulés en quadrature et transposés sur une fréquence « w ».

Après le filtrage analogique, le signal est ensuite modulé suivant le principe de la modulation QPSK. Ce type de modulation permet la transmission de deux bits par symbole ou, plutôt, de deux chips par symbole (le signal binaire a déjà été étalé). La phase du signal modulé prend différentes valeurs représentant uniquement une paire de chips. Dans le schéma de la figure (II.6), le signal modulé est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance (PA pour Power Amplifier) avant d'être transmis. Le choix du modulateur QPSK a été effectué précisément avec le souci d'améliorer son efficacité. En effet, l'efficacité de l'amplificateur de puissance est particulièrement importante dans la station mobile, car elle a une influence directe sur la consommation d'énergie du terminal, et partant, sur son autonomie.

L'embrouillage complexe appliqué après étalement permet de maintenir le même niveau de puissance moyenne sur les voies « I » et « Q », indépendamment de l'amplitude de ces deux voies avant l'embrouillage. L'efficacité de l'amplificateur est ainsi accrue.

II.3.2.2 Modulation BPSK

PSK est un type de modulation (Phase Shift Keying), en français modulation à déplacement de phase qui possède un modulant de type numérique. La plus simple est la BPSK (Binary Phase Shift Keying).

La modulation peut se faire simplement avec un multiplieur.

Pour démoduler, un moyen en apparence simple consiste à multiplier la porteuse par le signal $s(t)$.

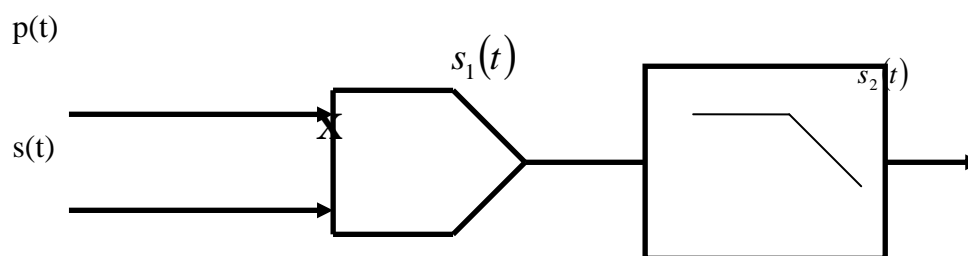


Figure II.7 : Principe d'un démodulateur BPSK à comparateur de phase.

En fait, le mode FDD est considéré dans les sections suivantes de cette thèse, et la méthode de modulation appliquée est la BPSK.

II.3.3 Caractéristiques du canal de propagation

Le canal de propagation est la bête noire de tout système de radiocommunication, parce qu'il engendre des dégradations sur le signal transmis. Afin de choisir les techniques de traitement du signal appropriées et à mettre en œuvre dans la chaîne d'émission/réception (type de codage canal, entrelacement, vocodeur.....) et au niveau du réseau (contrôle de puissance lent ou rapide, diversité de transmission, antennes adaptatives, transmission discontinue....), il faut définir les caractéristiques du canal de propagation. Les propriétés du canal permettent de vérifier que la perte de propagation dans la voie montante et dans la voie descendante est équivalente et de garantir ainsi une couverture maximale avec la qualité de service demandée [26].

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de puissance du signal mesuré à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (fading). D'après cette définition, nous pouvons classer les différents modèles de propagation en trois catégories :

- **Évanouissement à long terme** : les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés d'après des équations qui déterminent l'affaiblissement de parcours (*Path-Loss*) [27].
- **Évanouissement à moyen terme** : en présence d'obstacles, tels que des arbres, des collines ou des immeubles, apparaît le phénomène appelé effet de masque. Ce phénomène est aussi connu sous le nom d'évanouissement à moyen terme, il se manifeste à des distances qui vont de quelques dizaines à quelques centaines de mètres [28].
- **Évanouissement à court terme** : les évanouissements à court terme sont caractérisés par des variations rapides de la puissance du signal dans des intervalles de temps assez court. Ce type d'évanouissement trouve ses origines dans les réflexions du signal transmis sur les différents obstacles et dans la vitesse relative entre le mobile et la station de base. À la réception, plusieurs versions du signal, autrement dit des trajets multiples, arrivent à des intervalles de temps différents. L'angle d'arrivée, l'amplitude et la phase de chacun des trajets varient de manière aléatoire.

II.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu que La méthode d'accès CDMA est intégrée dans le modèle développé WCDMA employées dans le domaine des communications radio fréquences.

L'interface d'accès WCDMA est un système utilisant l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateur variables, propose une extensibilité de service et supporte deux types de réseaux : synchrones ; asynchrones. La chaîne de transmission WCDMA applique une partie des techniques de traitement du signal numérique comme l'étalement de spectre en

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

émission et la procédure inverse en réception. Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation. En fait, il existe deux opérations d'étalement de spectre : la première opération est la canalisation, la deuxième opération est l'embrouillage. En effet, la chaîne de transmission met en place des techniques très souples pour gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

Chapitre III

Le turbocode et le décodage itératif

III.1 Introduction

Le grand nombre et la diversité des usagers qui peuvent accéder à un système d'accès multiple WCDMA nécessitent la protection de l'information contre le bruit et toute perturbation qui peut survenir. Pour cela, il est indispensable d'employer un procédé de codage correcteur d'erreur comme les codes en blocs, les codes convolutionnels et les turbocodes.

Le pouvoir de correction d'un code convolutif s'accroît lorsque la longueur du registre de codage augmente. Si on prend la performance de quatre codes CSR de mémoires respectives $v = 2, 4, 6$ et 8 , pour des rendements $1/2, 2/3, 3/4$ et $4/5$, avec un décodage selon l'algorithme MAP. Pour chacun des rendements, le pouvoir de correction s'améliore avec l'augmentation de v , au dessus d'un certain rapport signal à bruit que l'on peut confondre presque parfaitement avec la limite théorique de Shannon. Pour satisfaire les applications les plus courantes du codage de canal, une mémoire de l'ordre de 30 ou 40 serait nécessaire (à partir d'une certaine longueur de registre et pour un rendement de codage $1/2$, la DMH (distance minimale de Hamming) d'un code convolutif de mémoire v est de l'ordre de grandeur de v). Si l'on savait décoder aisément un code convolutif à plus d'un milliard d'états, on ne parlerait plus beaucoup de codage de canal et le turbocode n'existerait pas.

Un turbocode est un artifice de code visant à imiter un code convolutif de grande mémoire v . Il est construit suivant le principe de l'adage "diviser pour régner", c'est-à-dire par association de plusieurs petits codes CSR dont les décodages particuliers sont de complexité raisonnable. La méthode la plus simple pour définir un code convolutionnel est de décrire le dispositif employé pour le codage [29]. Un échange judicieux d'information entre les décodeurs élémentaires permet au décodeur composite d'approcher la performance du décodage à maximum de vraisemblance.

III.2 Les turbocodes

Fort heureusement, par rapport à ce qui précède, il n'est pas nécessaire de porter la dimension N à une grande valeur. En remplaçant la permutation aléatoire Π_2 par une permutation judicieusement élaborée, de bonnes performances peuvent être obtenues en se limitant à une dimension $N = 2$. C'est le principe du turbocode [3]. La figure (III.1) présente un turbocode binaire à mémoire $v = 3$ utilisant des codeurs CSR élémentaires identiques (polynômes 15, 13). Le taux de codage naturel du turbocode sans poinçonnage est $1/3$ d'après [3].

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

C'est un turbocode dans sa version la plus classique [1]. Le message binaire d'entrée, de longueur k , est codé, dans son ordre naturel et dans un ordre permuté, par deux codeurs CSR appelés $C1$ et $C2$, qui peuvent être terminés ou non. Dans cet exemple, les deux codeurs élémentaires sont identiques (polynômes générateurs 15 pour la récursivité et 13 pour la construction de la redondance) mais ce n'est pas une nécessité. Pour obtenir des rendements plus élevés, un poinçonnage des symboles de redondance $Y1$ et $Y2$ est effectué.

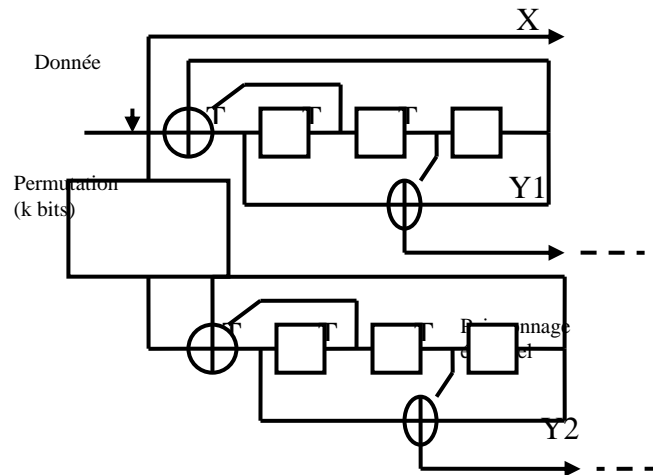


Figure III.1 : Turbocode où $R=1/3$.

Les paramètres définissant un turbocode particulier sont les suivants :

- m est le nombre de bits dans les symboles appliqués au turbocodeur. Les applications connues à ce jour considèrent des symboles binaires ($m = 1$) ou double-binaires ($m = 2$).
- Chacun des deux codeurs élémentaires $C1$ et $C2$ est caractérisé par
 - sa mémoire de code v
 - ses polynômes générateurs de récursivité et de redondance
 - son rendement

Les valeurs de v sont en pratique inférieures ou égales à 4. Les polynômes générateurs sont généralement ceux que l'on utilise pour les codes convolutifs classiques et qui ont fait l'objet d'une littérature abondante dans les années 1980-90.

- La manière dont on effectue la permutation est importante lorsque le taux d'erreurs binaires cible est inférieur à 10^{-5} environ. Au-dessus de cette valeur, la performance est peu sensible à la permutation, à condition bien sûr que celle-ci respecte au moins le principe de dispersion (cela peut être par exemple une permutation régulière). Pour un

taux d'erreurs cible faible ou très faible, la performance est dictée par la distance minimale du code et celle-ci est très dépendante de la permutation Π .

- d. Le motif de poinçonnage doit être le plus régulier possible, à l'image de ce qui se pratique pour les codes convolutifs classiques. Toutefois, il peut être avantageux d'avoir un motif de poinçonnage faiblement irrégulier quand on recherche de très faibles taux d'erreurs et lorsque la période de poinçonnage est un diviseur de la période du polynôme générateur de récursivité ou de parité.

Le poinçonnage s'effectue classiquement sur les symboles de redondance. Il peut être envisagé de plutôt poinçonner les symboles d'information, pour augmenter la distance minimale du code. Cela se fait au détriment du seuil de convergence du turbo décodeur. De ce point de vue, en effet, poinçonner des données partagées par les deux décodeurs est plus pénalisant que poinçonner des données qui ne sont utiles qu'à l'un des décodeurs.

Ce qui sera à considérer de près dans la construction d'un turbocode et dans son décodage, ce sont les séquences RTZ, dont les poids de sortie limitent la distance minimale du code et en fixent les performances asymptotiques. Dans la suite, il sera admis que les motifs d'erreurs qui ne sont pas RTZ ne contribuent pas à la DMH du turbocode et n'auront donc pas à être recensés.

Le tableau (III.1) recense les applications industrielles connues à ce jour.

| Application | Turbocode | Terminaison | Polynômes | Rendements |
|--|-------------------------------|-------------|---------------|--------------------|
| CCSDS (espace lointain) | Binaires, 16 états | tail bits | 23, 33, 25,37 | 1/6 ,1/4 ,1/3 ,1/2 |
| UMTS, CDMA200 (mobile 3G) | Binaire, 8 états | tail bits | 13,15,17 | 1/4 , 1/3 , 1/2 |
| DVB-RCS (Return Channel on Satellite) | double binaire, 8 états | circulaire | 15, 13 | de 1/3 à 6/7 |
| DVB-RCT (Return Channel on Terrestrial) | double binaire, 8 états | circulaire | 15, 13 | 1/2, 3/4 |
| Inmarsat (M4) | binaire, 16 états | aucune | 23, 35 | 1/2 |
| Eutelsat (skypelex) | double binaire, 8 états | circulaire | 15, 13 | 4/5, 6/7 |
| IEEE 802.16 (WiMAX) | double binaire, 8 états | circulaire | 15, 13 | de 1/2 à 7/8 |

Tableau III.1 : Les applications standardisées des turbocodes convolutifs.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

La figure (III.2) représente les turbocodes utilisés en pratique.

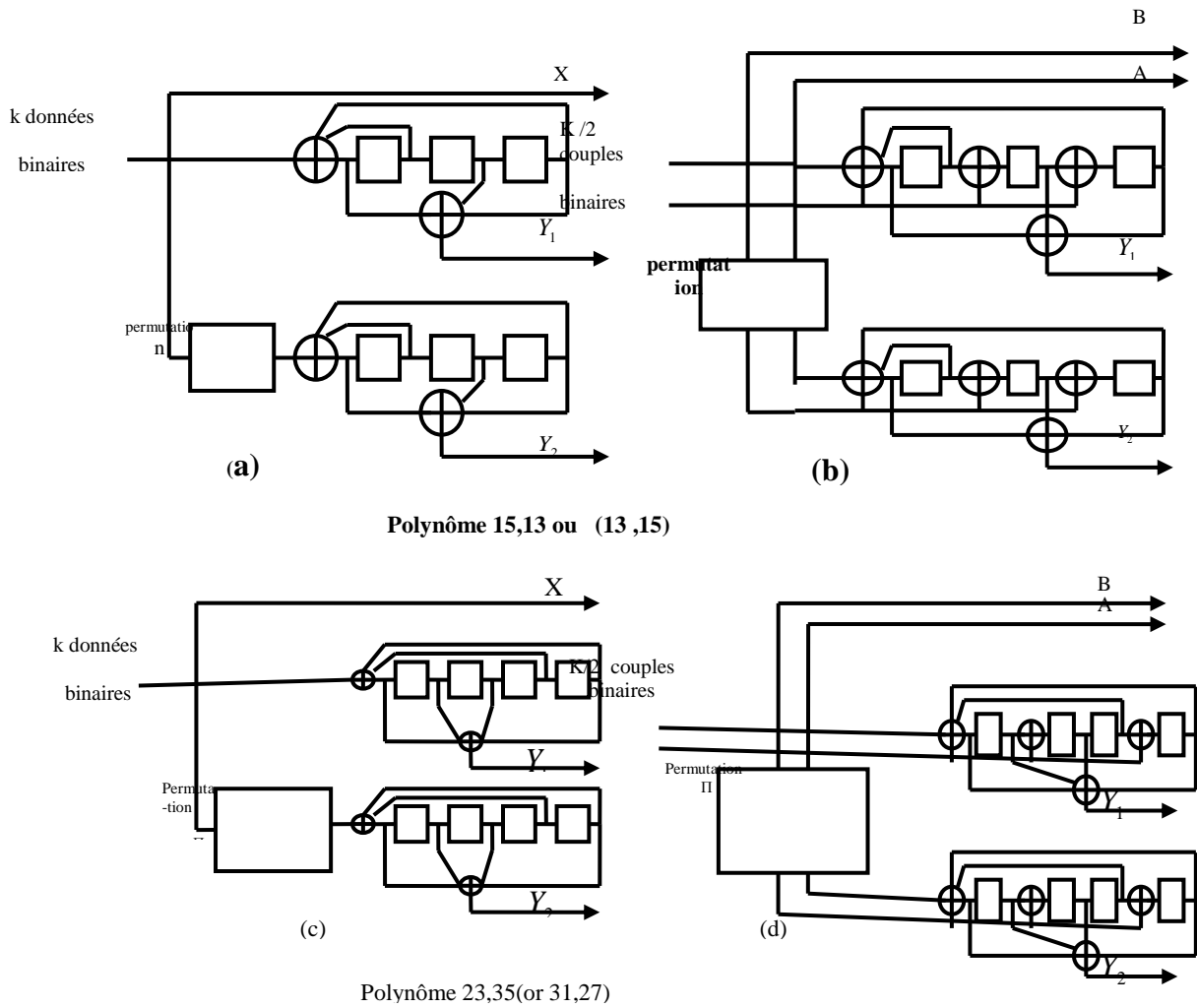


Figure III.2 : Les turbocodes utilisés en pratique.

III.2.1 : La fonction de permutation

Qu'on l'appelle entrelacement ou permutation, la technique consistant à disperser des données dans le temps a toujours rendu de grands services en communications numériques.

On l'utilise avec profit par exemple pour réduire les effets des atténuations plus ou moins longues dans les transmissions affectées d'évanouissements et plus généralement dans des situations où des perturbations peuvent altérer des symboles consécutifs. Dans le cas des turbocodes aussi, la permutation permet de lutter efficacement contre l'apparition de paquets d'erreurs, sur l'une au moins des dimensions du code composite. Mais son rôle ne s'arrête pas là : elle détermine aussi, en relation étroite avec les propriétés des codes constitutifs, la distance minimale du code concaténé.

Il ya deux types de permutations : La permutation régulière et la permutation irrégulière.

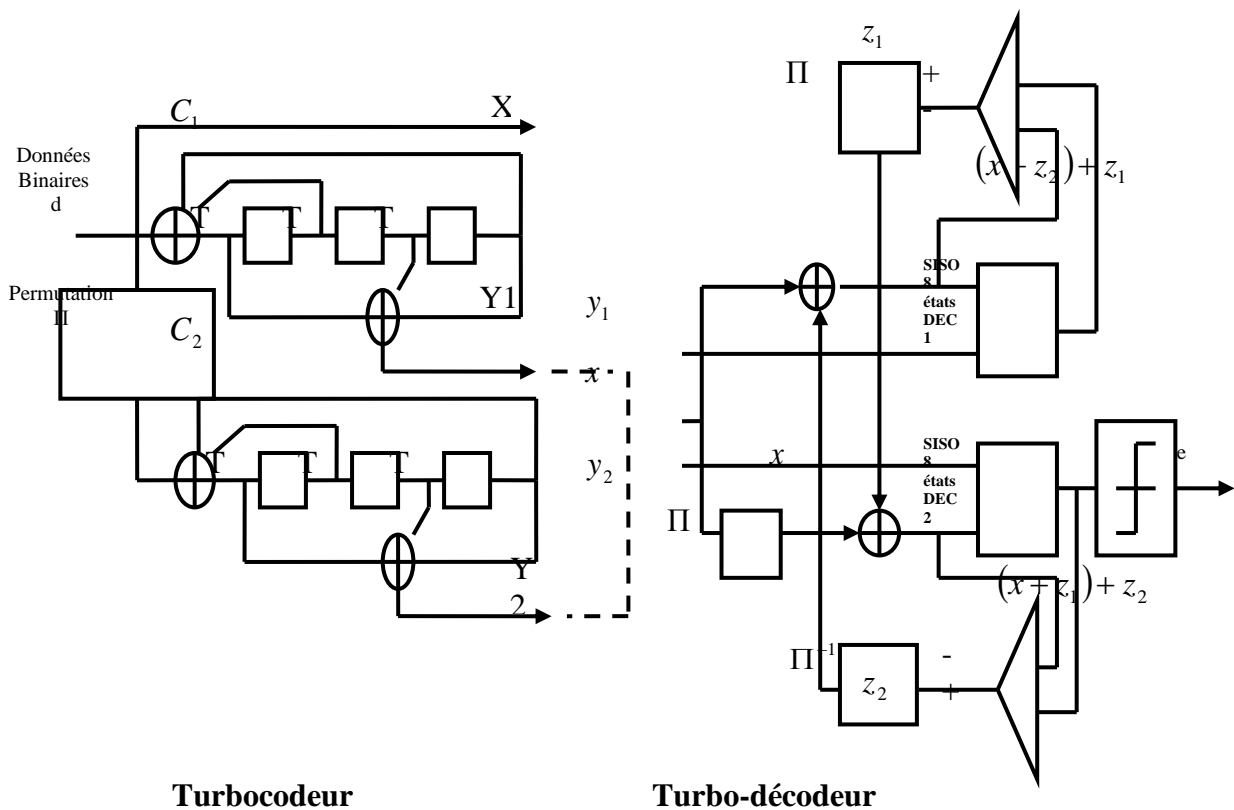
« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

III.3 Le décodage des turbocodes

III.3.1 Le turbodécodage

Le décodage d'un turbocode binaire s'appuie sur le schéma de principe de la figure(III.3).La boucle permet à chaque décodeur de tirer profit de l'ensemble des informations disponibles. Les grandeurs considérées à chaque nœud du montage sont des LRV (Logarithmes de Rapport de Vraisemblance), les opérations de décodage étant effectuées dans le domaine logarithmique.

Le LRV en sortie d'un décodeur de code systématique peut être vu comme la somme de deux termes : l'information intrinsèque, en provenance du canal de transmission, et l'information extrinsèque, que ce décodeur ajoute à la première pour effectuer son travail de correction. Comme l'information intrinsèque est utilisée par les deux décodeurs (à des instants différents), c'est l'information extrinsèque produite par chacun des décodeurs qui doit être transmise à l'autre en tant qu'information nouvelle pour assurer la convergence conjointe.



Turbocodeur

Turbo-décodeur

Figure III.3 : Turbocodeur à 8 états et structure de principe du turbo-décodeur correspondant. Les deux décodeurs élémentaires s'échangent des informations probabilistes, dites extrinsèques (z).

À cause des effets de latence, l'échange des informations extrinsèques, dans un circuit de traitement numérique, doit être mis en œuvre à travers un processus itératif : premier décodage par DEC1 et mise en mémoire des informations extrinsèques z_1 , deuxième décodage par DEC2 et mise en mémoire des informations extrinsèques z_2 (fin de la première itération), de nouveau appel à DEC1 et mise en mémoire de z_1 , etc. Différentes architectures matérielles, avec des degrés plus ou moins élevés de parallélisme, sont envisageables pour accélérer le décodage itératif.

Si l'on voulait décoder le turbocode à l'aide d'un seul décodeur, qui prendrait en compte tous les états possibles du codeur, on obtiendrait pour chaque élément du message décodé une probabilité et une seule, d'avoir une valeur binaire égale à 0 ou à 1. La structure composite de la figure (III.3), quant à elle, fait appel à deux décodeurs travaillant conjointement. Par analogie avec le résultat que fournirait le décodeur unique, il leur faut donc converger vers les mêmes décisions, avec les mêmes probabilités, pour chacune des données considérées.

C'est le principe fondamental du traitement « turbo », qui justifie la structure du décodeur, comme le montre le raisonnement suivant.

Le rôle d'un décodeur SISO (Soft-In/Soft-Out) est de traiter les LRV à son entrée pour essayer de les rendre plus fiables, grâce à la redondance locale (c'est-à-dire y_1 pour DEC1, y_2 pour DEC2). Le LRV produit par un décodeur de code binaire, relatif à la donnée d , peut s'écrire simplement comme :

$$LVR_{sortie}(d) = LVR_{entre}(d) + z(d) \quad (III.1)$$

où $z(d)$ est l'information extrinsèque propre à d . Le LRV est amélioré quand z est négative et d est un 0, ou quand z est positive et d est un 1.

Après p itérations, la sortie de DEC1 est :

$$LLR_{sortie,1}^p(d) = (x + z_2^{p-1}(d)) + z_1^p(d)$$

et celle de DEC2 est :

$$LLR_{sortie,2}^p(d) = (x + z_1^{p-1}(d)) + z_2^p(d)$$

Si le processus itératif converge vers une solution stable, $Z_1^p(d) - Z_1^{p-1}(d)$ et $Z_2^p(d) - Z_2^{p-1}(d)$ tendent vers zéro lorsque p tend vers l'infini. En conséquence, les deux LRV relatifs à d deviennent identiques, satisfaisant ainsi le critère fondamental de commune probabilité

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

énoncé plus haut. Quant à la preuve de la convergence, elle fait toujours l'objet de travaux approfondis et on peut consulter à ce propos, par exemple ([30],[31]).

Outre les fonctions de permutation et de permutation inverse, la figure (III.4) détaille les opérations effectuées lors du turbo-décodage :

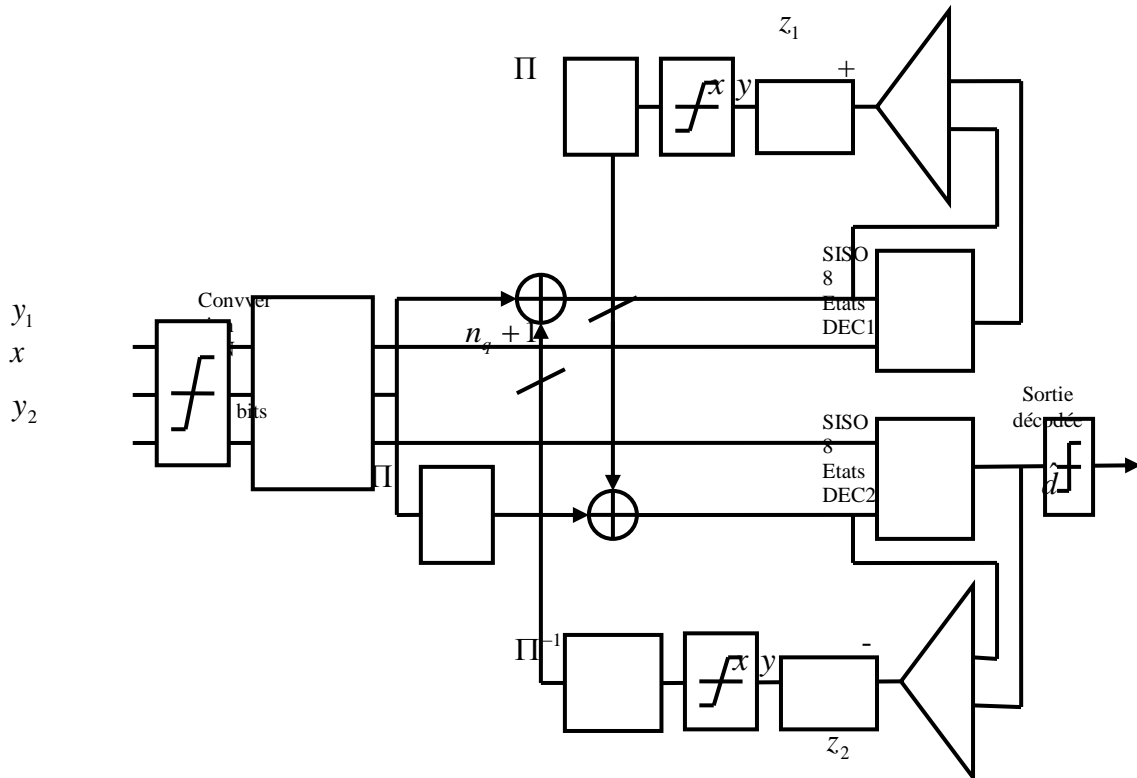


Figure III.4 : Opérations détaillées (écrêtage, quantification, atténuation de l'information extrinsèque) dans le turbo-décodage de la figure III.3.

1. La conversion analogique-numérique (A/N) transforme les informations en provenance du démodulateur en échantillons exploitables par le décodeur numérique. Deux paramètres interviennent dans cette opération: n_q , le nombre de bits de quantification, et Q , le facteur d'échelle, c'est à dire le rapport entre la valeur absolue moyenne du signal quantifié et sa valeur absolue maximale. n_q est fixé à une valeur de compromis entre la précision requise et la complexité du décodeur. Avec $n_q = 4$, la performance du décodeur est très proche de celle que l'on obtient avec des échantillons réels. La valeur de Q dépend de la modulation, du rendement de codage et du type de canal. Elle est par exemple plus grande pour un canal de Rayleigh que pour un canal gaussien.

2. Le décodage SISO a pour rôle d'augmenter le rapport signal bruit équivalent du LRV, c'est-à-dire de fournir à la sortie une information extrinsèque Z_{sortie} plus fiable qu'à l'entrée (Z_{entre}). De la fonction de transfert SNR (Z_{sortie}) = G (SNR(Z_{entre})) de chacun des décodeurs dépendra la convergence du procédé itératif. Lorsqu'une information n'est pas disponible à l'entrée du décodeur SISO, du fait du poinçonnage par exemple, une valeur neutre (zéro analogique) se substitue à cette information manquante.
3. Lorsque l'algorithme élémentaire de décodage n'est pas l'algorithme optimal (MAP) mais une version simplifiée sous-optimale, l'information extrinsèque doit subir quelques transformations avant d'être utilisée par un décodeur :
 - a. la multiplication de l'information extrinsèque par le facteur γ , inférieur à 1, garantit la stabilité de la structure bouclée. γ peut varier au fil des itérations, par exemple de 0,7 au début du processus itératif jusqu'à 1 pour la dernière itération.
 - b. l'écrêtage de l'information extrinsèque répond à la fois au souci de limiter la taille des mémoires et au souci de participer à la stabilité du processus. Une valeur typique de dynamique maximale de l'information extrinsèque est de 2 fois la dynamique d'entrée du décodeur.
4. La prise de décision binaire s'effectue par un seuillage à la valeur 0. Le nombre d'itérations requis par le turbo-décodage dépend de la taille du bloc et du rendement de codage. En général, la DMH du code est d'autant plus élevée que le bloc décodé est grand et la convergence en est plus lente. Il en est de même lorsque les rendements de codage sont faibles. En pratique, on limite le nombre d'itérations à une valeur comprise entre 4 et 10, selon les contraintes de vitesse, de latence et de consommation imposées par l'application.

III.3.2 Le décodage SISO et l'information extrinsèque

Sont ici développés les traitements effectués en pratique dans un décodeur SISO utilisant l'algorithme MAP [32] ou sa version simplifiée Max-log-MAP, encore appelée SubMAP [33], pour décoder les codes CSR m-binaires et mettre en œuvre le décodage itératif. Pour les codes et turbocodes binaires, toutes ces équations sont à simplifier en prenant $m = 1$.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

Notations

Une séquence de données d est définie par $d \equiv d_0^{k-1} = (d_0 \dots d_i \dots d_{k-1})$, où d_i est le vecteur de données m -binaires appliqué à l'entrée du codeur à l'instant i : $d_i = (d_{i,1} \dots d_{i,l} \dots d_{i,m})$. La valeur de d_i pourra également être représentée par la grandeur scalaire entière $j = \sum_{l=1}^m 2^{l-1} d_{i,l}$, comprise entre 0 et $2^m - 1$ et l'on écrira alors $d_i \equiv j$.

Dans le cas d'une modulation à deux ou quatre états de phase (MDP-2, MDP-4), la séquence codée et modulée $U \equiv U_0^{k-1} = (U_0 \dots U_i \dots U_{k-1})$ est constituée de vecteurs u_i de taille $m + m'$: $U_i = (u_{i,1} \dots u_{i,l} \dots u_{i,m+m'})$, où $u_{i,l} = \pm 1$ pour $l = 1 \dots m + m'$ et m' est le nombre de bits de redondance ajoutés aux m bits d'information. Le symbole $u_{i,l}$ est donc représentatif d'un bit systématique pour $l \leq m$ et d'un bit de redondance pour $l > m$.

La séquence observée en sortie du démodulateur est notée $V \equiv V_0^{k-1} = (V_0 \dots V_i \dots V_{k-1})$, avec $V_i = (v_{i,1} \dots v_{i,l} \dots v_{i,m+m'})$. La suite des états du codeur entre les instants 0 et k est notée $S = S_0^k = (S_0 \dots S_i \dots S_k)$.

III.3.2.1 Décodage suivant le critère du Maximum A Posteriori (MAP)

À chaque instant i , les estimations pondérées (probabilistes) fournies par le décodeur MAP sont les 2^m probabilités a posteriori (APP pour A Posteriori Probabilities)

$$\Pr(d_i \equiv j | V), j = 0 \dots 2^m - 1.$$

La décision dure correspondante, d_i^{\wedge} , est la représentation binaire de la valeur j qui maximise l'APP.

Chaque APP peut s'exprimer en fonction des vraisemblances conjointes $p(d_i \equiv j, V)$:

$$\Pr(d_i \equiv j | V) = \frac{p(d_i \equiv j, V)}{P(V)} = \frac{p(d_i \equiv j, V)}{\sum_{l=0}^{2^m-1} p(d_i \equiv l, V)} \quad (\text{III.2})$$

En pratique, on calcule les vraisemblances conjointes $p(d_i \equiv j, V)$ pour $j = 0 \dots 2^m - 1$ puis chaque APP est obtenue par normalisation.

Le treillis représentatif d'un code de mémoire v possède 2^v états, prenant leur valeur scalaire s dans $(0, 2^v - 1)$. Les vraisemblances conjointes sont calculées à partir des probabilités récurrentes avant (forward) $\alpha_i(s)$ et arrière (backward) $\beta_i(s)$ et des vraisemblances de branches $g_i(s', s)$:

$$p(d_i \equiv j, V) = \sum_{(s', s) / d_i(s', s) \equiv j} \beta_{i+1}(s) \alpha_i(s') g_i(s', s) \quad (\text{III.3})$$

où $(s', s)/d_i(s', s) \equiv j$ désigne l'ensemble des transitions d'état à états $s' \rightarrow s$ associées à la donnée d'information m-binaire j. Cet ensemble est, bien sûr, toujours le même dans un treillis invariant dans le temps.

La grandeur $g_i(s', s)$ s'exprime comme :

$$g_i(s', s) = \Pr^a(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j) \cdot p(v_i | U_i) \quad (\text{III.4})$$

où U_i est le jeu de symboles d'information systématique et redondante associé à la transition $s' \rightarrow s$ du treillis à l'instant i et $\Pr^a(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j)$ est la probabilité a priori d'émettre le m-uplet d'information et que cela corresponde à la transition $s' \rightarrow s$ à l'instant i. Si la transition $s' \rightarrow s$ n'existe pas dans le treillis pour $d_i \equiv j$, alors $\Pr^a(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j) = 0$, sinon celle-ci est donnée par la statistique de la source (le plus souvent uniforme en pratique).

Dans le cas d'un canal gaussien à entrées binaires, la grandeur $p(v_i | U_i)$ s'écrit :

$$p(v_i | U_i) = \prod_{l=1}^{m+m'} \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(v_{i,l}-u_{i,l})^2}{2\sigma^2}\right) \right) \quad (\text{III.5})$$

où σ^2 est la variance du bruit additif blanc gaussien. En pratique, on ne retient que les termes spécifiques à la transition considérée et qui ne s'éliminent pas par division dans l'expression (III.2) :

$$p'(v_i | U_i) = \exp\left(\frac{\sum_{l=1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l}}{\sigma^2}\right) \quad (\text{III.6})$$

Les probabilités récurrentes avant et arrière sont calculées de la manière suivante:

$$\alpha_i(s) = \sum_{s'=0}^{2^V-1} \alpha_{i-1}(s') g_{i-1}(s', s) \text{ pour } i = 1 \dots k \quad (\text{III.7})$$

et :

$$\beta_i(s) = \sum_{s'=0}^{2^V-1} \beta_{i+1}(s') g_i(s, s') \text{ pour } i = k-1 \dots 0 \quad (\text{III.8})$$

Pour éviter les problèmes de précision ou de débordement dans la représentation de ces grandeurs, il convient de les normaliser régulièrement. L'initialisation des récursions dépend de la connaissance ou non de l'état du codeur en début et en fin de codage.

Si l'état S_0 de départ du codeur est connu, alors $\alpha_0(s_0) = 1$ et $\alpha_0(s) = 0$ pour tout autre état, sinon tous les $\alpha_0(s)$ sont initialisés à la même valeur. La même règle est appliquée pour l'état final S_k . Pour les codes circulaires, l'initialisation est effectuée automatiquement après l'étape de prologue, qui démarre à partir de valeurs identiques pour tous les états du treillis.

Dans le contexte du décodage itératif, le décodeur composite fait appel à deux décodeurs élémentaires s'échangeant des probabilités extrinsèques. Par conséquent, la brique de base de décodage décrite précédemment doit être reconsidérée :

1. pour tenir compte dans l'expression (III.4) d'une probabilité extrinsèque, $\Pr^{\text{ex}}(d_i \equiv j | V')$, calculée par l'autre décodeur élémentaire du décodeur composite, à partir de sa propre séquence d'entrée V' ,
2. pour produire sa propre probabilité extrinsèque $\Pr^{\text{ex}}(d_i \equiv j | V')$ qui sera utilisée par l'autre décodeur élémentaire.

En pratique, pour chaque valeur de j , $j = 0 \dots 2^m - 1$:

1. dans l'expression (III.4), la probabilité a priori $\Pr^{\text{a}}(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j)$ est remplacée par la probabilité a priori modifiée $\Pr^{\text{a}}(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j)$, ayant pour expression, à un facteur de normalisation près :

$$\Pr^{\text{a}}(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j) = \Pr^{\text{a}}(d_i \equiv j, d_i(s', s) \equiv j) \cdot \Pr^{\text{ex}}(d_i \equiv j | V') \quad (\text{III.9})$$

1. $\Pr^{\text{ex}}(d_i \equiv j | V')$ est donnée par :

$$\Pr^{\text{ex}}(d_i \equiv j | V') = \frac{\sum_{(s', s)/d_i(s', s) \equiv j} \beta_{i+1}(s) \alpha_i(s') g_i^*(s', s)}{\sum_{(s', s)} \beta_{i+1}(s) \alpha_i(s') g_i^*(s', s)} \quad (\text{III.10})$$

Les termes $g_i^*(s', s)$ sont non nuls si $s' \rightarrow s$ correspond à une transition du treillis et sont alors déduits de l'expression de $p(v_i | u_i)$ en éliminant la partie systématique de l'information. Dans le cas d'une transmission sur un canal gaussien à entrées binaires et en partant de l'expression simplifiée (III.6) de $p'(v_i | u_i)$, on a :

$$g_i^*(s', s) = \exp\left(\frac{\sum_{l=m+1}^{m+m'} v_{i,l} u_{i,l}}{\sigma^2}\right) \quad (\text{III.11})$$

III.3.2.2 L'algorithme simplifié Max-Log-MAP ou SubMAP

Le décodage suivant le critère MAP requiert un grand nombre d'opérations, dont des calculs d'exponentielles et des multiplications. La réécriture de l'algorithme de décodage dans le domaine logarithmique simplifie les traitements.

Les estimations pondérées fournies par le décodeur sont alors des grandeurs proportionnelles aux logarithmes des APP, dites Log-APP et notées L :

$$L_{i(j)} = -\frac{\sigma^2}{2} \ln \Pr(d_i \equiv j | V), \quad j = 0 \dots 2^m - 1 \quad (\text{III.12})$$

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

On définit $M_i^\alpha(s)$ et $M_i^\beta(s)$, les métriques avant et arrière relatives au noeud s à l'instant i ainsi que $M_i(s',s)$, la métrique de branche relative à la transition $s' \rightarrow s$ du treillis à l'instant i par :

$$\begin{aligned} M_i^\alpha(s) &= -\sigma^2 \ln \alpha_i(s) \\ M_i^\beta(s) &= -\sigma^2 \ln \beta_i(s) \\ M_i(s',s) &= -\sigma^2 \ln g_i(s',s) \end{aligned} \quad (III.13)$$

Introduisons les grandeurs $A_{i(j)}$ et B_i calculées comme :

$$A_i(j) = -\sigma^2 \ln \left[\sum_{(s',s)/d_i(s',s) \equiv j} \beta_{i+1}(s) \alpha_i(s') g_i(s',s) \right] \quad (III.14)$$

$$B_i = -\sigma^2 \ln \left[\sum_{(s',s)} \beta_{i+1}(s) \alpha_i(s') g_i(s',s) \right] \quad (III.15)$$

$L_i(j)$ peut alors s'écrire, par référence à (III.2) et (III.3), de la manière suivante :

$$L_i(j) = \frac{1}{2} (A_i(j) - B_i) \quad (III.16)$$

Les expressions (III.14) et (III.15) peuvent être simplifiées en appliquant l'approximation dite Max-Log :

$$\ln(\exp(a) + \exp(b)) \approx \max(a, b) \quad (III.17)$$

On obtient pour $A_i(j)$:

$$A_i(j) \approx \min_{(s',s)/d_i(s',s) \equiv j} \left(M_{i+1}^\beta(s) + M_i^\alpha(s') + M_i(s',s) \right) \quad (III.18)$$

et pour B_i :

$$B_i \approx \min_{(s',s)} \left(M_{i+1}^\beta(s) + M_i^\alpha(s') + M_i(s',s) \right) = \min_{l=0 \dots 2^m - 1} A_i(l) \quad (III.19)$$

et l'on a finalement :

$$L_i(j) = \frac{1}{2} (A_i(j) - \min_{l=0 \dots 2^m - 1} A_i(l)) \quad (III.20)$$

Remarquons que ces grandeurs sont toujours positives ou nulles.

Introduisons les grandeurs L^a proportionnelles aux logarithmes des probabilités a priori Pr^a :

$$L_i^a(j) = -\frac{\sigma^2}{2} \ln Pr^a(d_i \equiv j) \quad (III.21)$$

Les métriques de branches $M_i(s',s)$ s'écrivent, d'après (III.4) et (III.13) :

$$M_i(s',s) = 2L_i^a(d(s',s)) - \sigma^2 \ln p(V_i | U_i) \quad (III.22)$$

Si la statistique d'émission a priori des m-uplets d_i est uniforme, le terme $2L_i^a(d(s',s))$ peut être omis dans la relation précédente car c'est la même valeur qui intervient dans toutes

les métriques de branche. Dans le cas d'une transmission sur un canal gaussien à entrées binaires, on a d'après (III.6):

$$M_i(s', s) = 2L_i^\alpha(d(s', s)) - \sum_{l=1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l} \quad (\text{III.23})$$

Les métriques avant et arrière sont alors calculées à partir des relations de récurrence suivantes :

$$M_i^\alpha(s) = \min_{s'=0, \dots, 2^v-1} [M_{i-1}^\alpha(s') - \sum_{l=1}^{m+m'} v_{i-1,l} \cdot u_{i-1,l} + 2L_{i-1}^\alpha(d(s', s))] \quad (\text{III.24})$$

$$M_i^\beta(s) = \min_{s'=0, \dots, 2^v-1} [M_{i+1}^\beta(s') - \sum_{l=1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l} + 2L_i^\alpha(d(s, s'))] \quad (\text{III.25})$$

L'application de l'algorithme Max-Log-MAP revient en fait à réaliser un double décodage de Viterbi, dans les sens aller et retour. Il est, pour cette raison, également appelé algorithme dual Viterbi.

Si l'état de départ du codeur, S_0 , est connu, alors $M_0^\alpha(S_0) = 0$ et $M_0^\alpha(s) = +\infty$ pour tout autre état, sinon tous les $M_0^\alpha(s)$ sont initialisés à la même valeur.

La même règle est appliquée pour l'état final. Pour les codes circulaires, toutes les métriques sont initialisées à la même valeur en début de prologue.

Finalement, en tenant compte de (III.18) et en remplaçant $M_i(s', s)$ par son expression (III.23), on obtient :

$$A_i(j) = \min_{(s', s)/d_i(s', s) \equiv j} [M_{i+i}^\beta(s) + M_i^\alpha(s') - \sum_{l=1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l}] + 2L_i^\alpha(j) \quad (\text{III.26})$$

La décision dure prise par le décodeur est la valeur de j , $j = 0 \dots 2^m - 1$, qui minimise $A_i(j)$. Notons j_0 cette valeur. D'après (III.20), $L_i(j)$ s'écrit :

$$L_i(j) = \frac{1}{2} [A_i(j) - A_i(j_0)] \quad \text{pour } j = 0 \dots 2^m - 1 \quad (\text{III.27})$$

On notera que la présence du coefficient σ^2 dans la définition (III.12) de $L_i(j)$ permet de s'affranchir de la connaissance de ce paramètre pour le calcul des métriques et par conséquent pour tout le décodage. C'est un avantage important de la méthode Max-Log-MAP sur la méthode MAP.

Dans le contexte du décodage itératif, le terme $L_i^\alpha(j)$ est modifié afin de prendre en compte l'information extrinsèque $L_i^*(j)$ en provenance de l'autre décodeur élémentaire :

$$L_i^\oplus(j) = L_i^\alpha(j) + L_i^*(j) \quad (\text{III.28})$$

D'autre part, l'information extrinsèque produite par le décodeur est obtenue en éliminant dans $L_i(j)$ les termes contenant l'information directe sur d_i , c'est-à-dire les informations intrinsèques et a priori :

$$L_i^*(j) = \frac{1}{2} \left[\begin{array}{l} \min_{(s',s)/d_i(s',s) \equiv j} \left[M_{i+i}^\beta(s) + M_i^\alpha(s') - \sum_{l=m+1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l} \right] \\ - \min_{(s',s)/d_i(s',s) \equiv j_0} \left[M_{i+i}^\beta(s) + M_i^\alpha(s') - \sum_{l=m+1}^{m+m'} v_{i,l} \cdot u_{i,l} \right] \end{array} \right] \quad (\text{III.29})$$

L'expression de $L_i(j)$ peut alors être formulée comme suit :

$$L_i(j) = L_i^*(j) + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^m v_{i,l} \cdot \left[u_{i,l} \Big|_{d_i \equiv j} - u_{i,l} \Big|_{d_i \equiv j_0} \right] + [L_i^\oplus(j) - L_i^\oplus(j_0)] \quad (\text{III.30})$$

Cette expression montre que l'information extrinsèque $L_i^*(j)$ peut, en pratique, être déduite de $L_i(j)$ par simple soustraction. Le facteur $\frac{1}{2}$ dans la définition (III.12) de $L_i(j)$ permet d'obtenir une décision pondérée et une information extrinsèque $L_i^*(j)$ à la même échelle que les échantillons bruités $v_{i,l}$.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu ce que s'est qu'un turbocodes, Les paramètres définissant un turbocode, les applications industrielles du turbocode connues à ce jour et les schémas synoptiques des turbocodes utilisés en pratique.

Ce chapitre a introduit le turbodécodage, de manière à fournir une visibilité globale sur cette application. Ainsi, en balayant les fondamentaux sur les codes convolutifs et leur décodage au sein des décodeurs SISO, on a pu ouvrir la voie à une explication plus fine du décodage itératif à partir d'une concaténation de codes, puis on a d'étayé les différents algorithmes du décodage itératif du turbocode.

Chapitre IV

Simulations et résultats

IV.1 Introduction

L'objectif pour la prochaine génération du système de communications mobile est d'intégrer de façon transparente une grande variété de services de communication tels que les données à grande vitesse, vidéo et multimédia ainsi que les signaux vocaux. La technologie requise pour aborder les défis pour rendre ces services disponibles est populairement connue comme la troisième génération des systèmes cellulaires (3 G).

L'amélioration de la réception du système est garantie par l'application d'un codeur correcteur d'erreur.

Parmi les premiers codes correcteurs d'erreurs qui sont utilisés dans les chaînes de transmissions radio mobile, ce sont les codes en bloc et parmi ces codes nous avons choisi le code de Hamming, puis les codes convolutionnels sont venues pour améliorer la détection et la correction d'erreur, mais à cause des services multimédias qui demandent des données de grande capacité ; exigé par les utilisateurs de la téléphonie mobile de la 3^{ème} génération, les codes convolutionnels restent décriés devant le décodage de ces codes gigantesques qui rendent les algorithmes de décodages très complexes, ce qui fallait chercher d'autres codes qui peuvent décoder ces codes géants avec une complexité raisonnable d'algorithme, la solution a été d'inventer les turbocodes.

En appliquant les turbocodes, nous étudions le taux d'erreurs par bits à la réception d'une chaîne de transmission dans un système d'accès radio WCDMA (UTRA/FDD) pour différentes conditions du canal.

Dans cette thèse, et en raison des difficultés présentées dans l'analyse théorique, la performance du turbocode est évaluée par simulation sur ordinateur.

MATLAB est utilisé pour construire le code informatique d'un turbocode, il est constitué de deux ou plusieurs codes convolutionnels qui sont concaténés en série ou en parallèle.

Dans nos simulations, le modèle de canal gaussien est utilisé parce qu'il est un assez bon modèle pour différents supports de transmission.

IV.2 Simulation et résultats

L'algorithme de simulation d'une chaîne de transmission radiomobile codé avec un codage correcteur d'erreur, est présenté à la figure (IV.1).

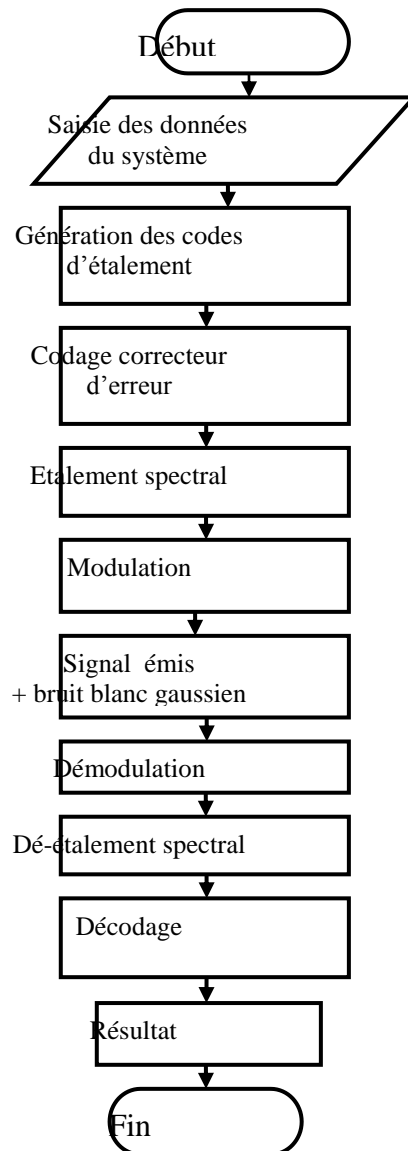


Figure IV.1 : Algorithme de simulation d'un système radio mobile codé

Au cours de ce travail nous avons simulé deux types de turbocode l'un est le résultat d'une concaténation série des codes convolutionnels et l'autre est le résultat d'une concaténation parallèle des codes convolutionnels.

Les résultats de nos simulation sont basés sur le taux d'erreur binaire (BER) sur une gamme de SNR, et pour montrer l'importance d'appliquer un code correcteur d'erreur dans une chaine de transmission radio mobile pour améliorer la réception du système, on va commencer par appliquer le code de Hamming comme code en bloc et le code convolutionnel.

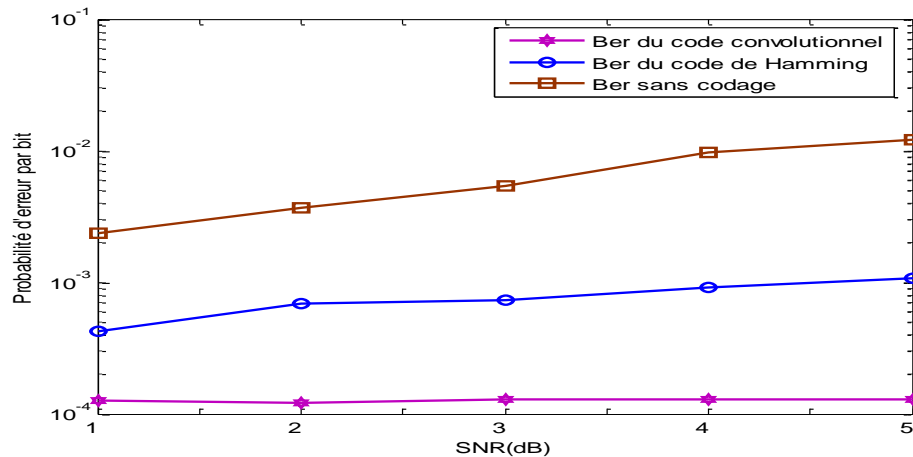


Figure IV.2 : Probabilité d'erreur par bit pour un système sans codage et codé par code de Hamming puis par code convolutionnel.

La figure (IV.6) illustre la probabilité d'erreur par bit en fonction du SNR dans le cas d'un système sans codage et d'un système codé avec un code de Hamming puis par un code convolutionnel.

On remarque que la probabilité d'erreur du système codé est plus faible que celle du système non codé et que BER causée par le code convolutionnel est plus faible que celle causée par le code de Hamming, ce qui veut dire que le code convolutionnel est plus efficace que le code de Hamming, et selon [34] l'application du codage convolutionnel améliore aussi la capacité du système.

Et pour optimiser encore nos résultats, on a joué sur le paramètre du taux de codage du code convolutionnel pour avoir une probabilité d'erreurs encore plus faible.

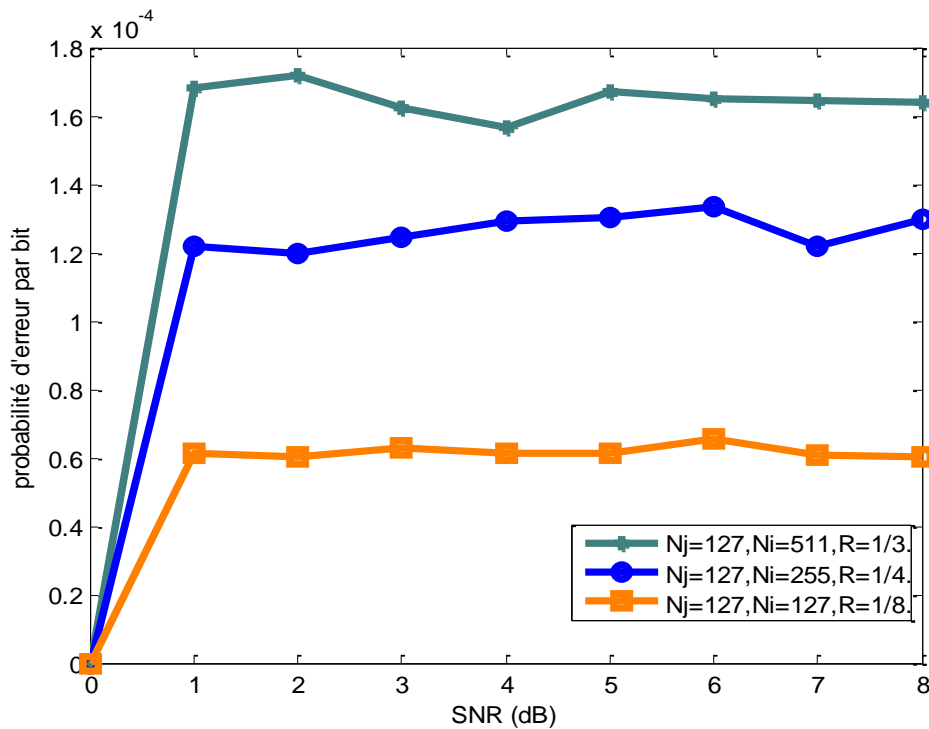


Figure IV.3 : Probabilité d'erreur par bit pour un système codé par un code convolutionnel pour différents taux de codage.

De cette figure on peut remarquer qu'on peut améliorer nos résultats jusqu'à avoir une probabilité d'erreur de l'ordre de $6.21 \cdot 10^{-5}$ avec un taux de codage de 1/8 qui est la plus faible que celle obtenue avec les taux de codage 1/3 et 1/4, mais avec un tel taux de codage, l'algorithme du système devient de plus en plus complexe, ce qui nous amène à chercher un autre type de codage qui donnera des résultats meilleurs et avec un algorithme moins complexe.

Pour cette raison, nous avons appliqué les turbocodes pour améliorer la réception du système. Dans ce cas nous avons utilisé un turbocode constitué de deux codes convolutionnels qui sont concaténés en parallèle dans une chaîne de transmission radiomobile à bruit blanc gaussien. Les polynômes générateurs utilisés pour ce modèle de turbocode sont : $G1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$ et $G2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$ et le taux de codage pour chacun d'eux est $R=1/3$.

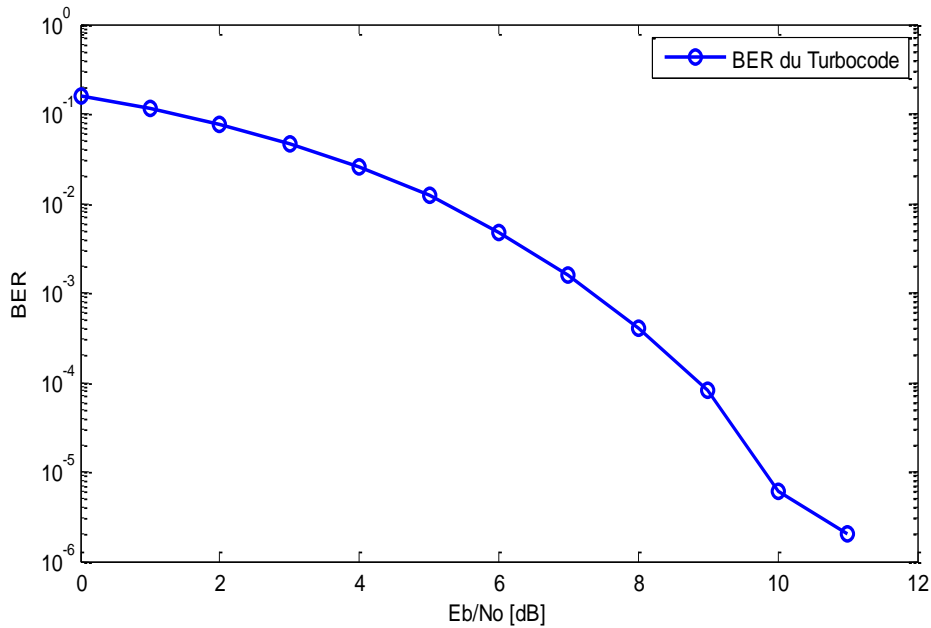


Figure IV.4 : Probabilité d'erreur par bit pour un système codé par turbo code.

Dans cette figure la probabilité d'erreur obtenue est de l'ordre de $3.052 \cdot 10^{-6}$, ce qui veut dire que ce code donne une probabilité d'erreur très faible.

Dans la figure suivante en va faire une comparaison entre les trois codes correcteurs d'erreurs.

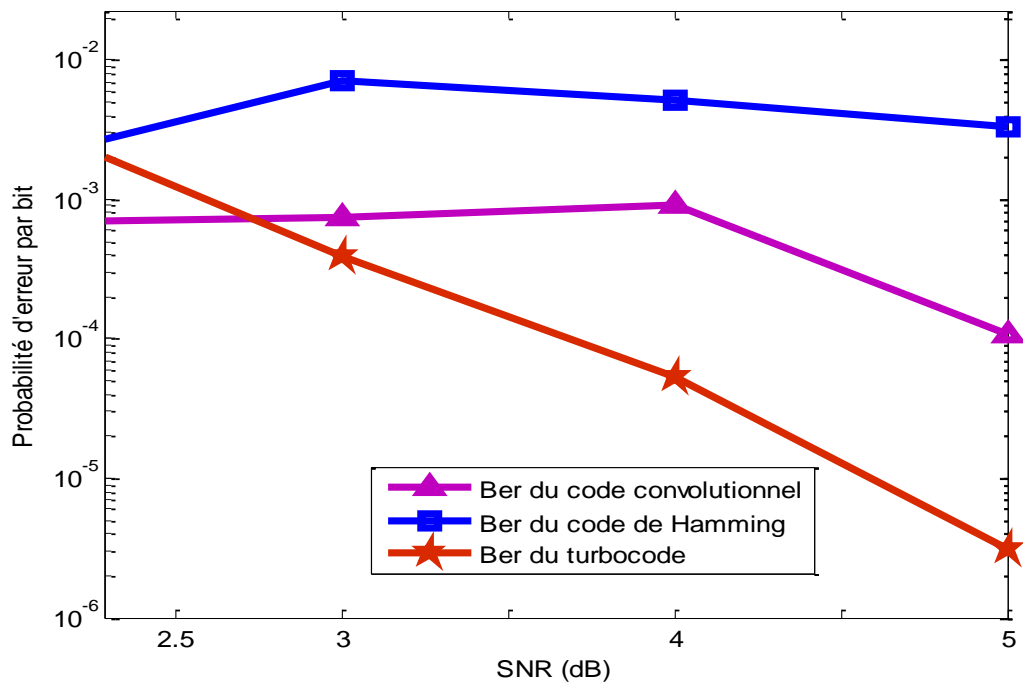


Figure IV.5: Probabilité d'erreur par bit des trois codeurs [35].

Dans cette figure nous avons fait une comparaison de résultats des trois codeurs pour un taux de codage $R=1/3$. On remarque que la probabilité d'erreur causée par le turbocode en parallèle est la plus faible.

Dans la figure suivante on va comparer encore un code convolutionnel avec poly2trellis(7, [171 133]), et un décodeur de Viterbi avec poly2trellis(7, [171 133]), avec un turbocode constitué de deux code convolutionnels concaténés en série avec poly2trellis(3, [7 5], 7) et algorithme Max*.

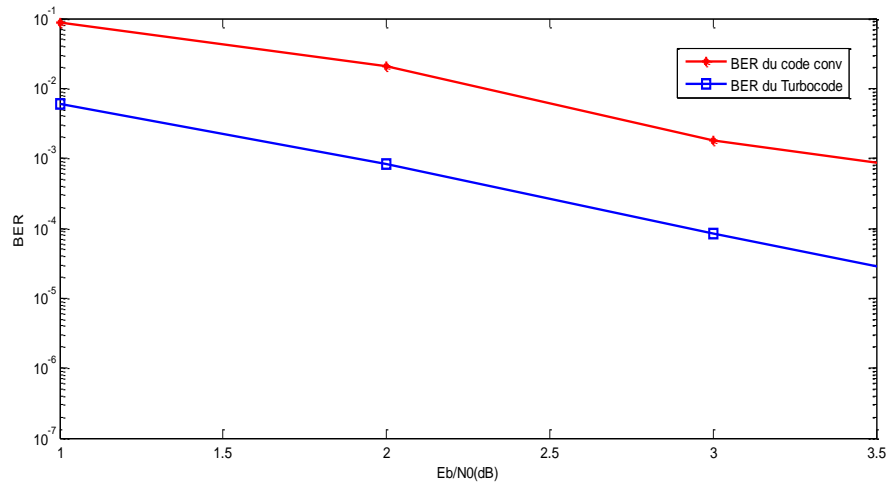


Figure IV.6 : Probabilité d'erreur pour un système codé par code convolutionnel et d'autre système codé par un turbocode en série.

En remarque toujours que BER du turbocode est toujours plus faible que celle causé par un code convolutionnel que se soit le turbocode est en série ou en parallèle. D'ici on peut conclure que les turbocodes sont les meilleurs codes correcteurs d'erreurs utilisés dans les chaînes de transmission radio mobile.

Comme le décodeur du turbocode est un décodeur itératif on a choisi un décodeur SISO ("soft-input/soft-output") à 4 états pour améliorer les performances de la réception du système.

Dans la figure suivante on va appliquer deux nombre de bit d'entrées l'un est faible est l'autres est plus grand.

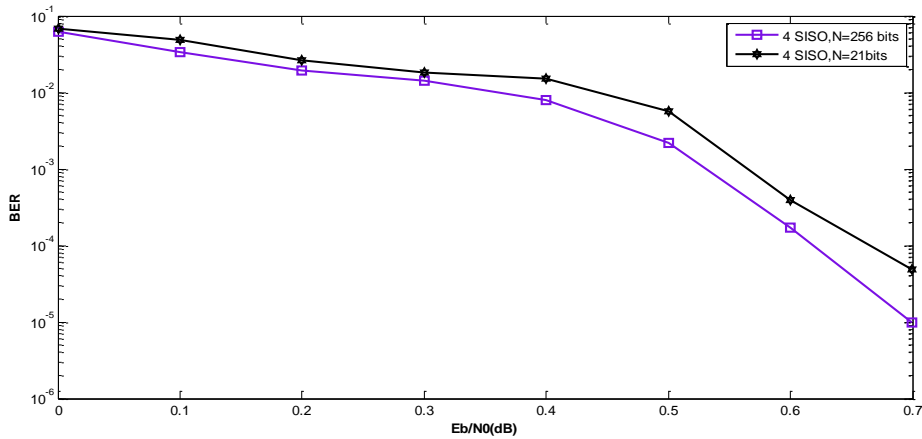


Figure IV.7: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodeur itératif SISO pour N=256 bits et N=21 bits.

Dans cette simulation nous avons choisi un turbocode à 4 états constitué de 2 codes convolutionnels concaténés en parallèle, on remarque que la probabilité d'erreur du décodage 4 SISO avec N=256 bits est plus faible que celle avec N=21 bits, ce qui veut dire que ce genre de décodage est meilleur pour les transmissions des données ayant un grand nombre de bits, et que le turbocode est bon pour les services multimédias comme la visiophonie et la vidéoconférence....etc.

Dans la figure suivante on va voir l'effet du décodeur itératif SISO réalisé par une boucle de retour sur le taux d'erreur.

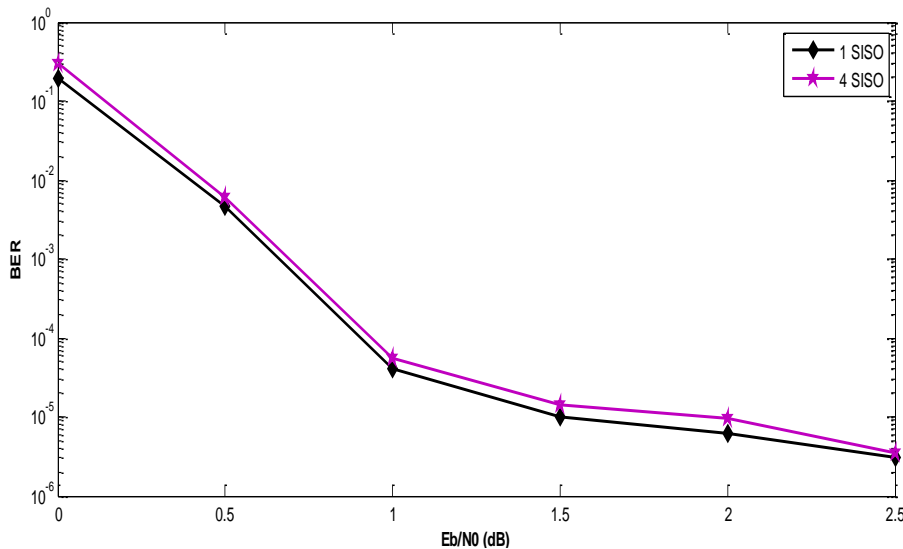


Figure IV.8 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodeur SISO.

Cette figure montre que les résultats du décodeur à l'état 1SISO est mieux que du décodeur à l'état 4 SISO, c'est à dire que quand le décodeur fait une autre itération, les résultats seront meilleurs (le décodeur retourne de l'état 4SISO à l'état 1SISO en faisant une boucle de retour pour une autre itération, et ça donne une correction mieux, c'est l'effet du décodage itératif), car le principe du décodage itératif, consiste à casser l'enchaînement séquentiel des étapes élémentaires de la réception par l'introduction d'une boucle de retour.

Cet effet de retour, qui dans la pratique est réalisé de manière itérative, permet donc d'améliorer globalement la réception du système.

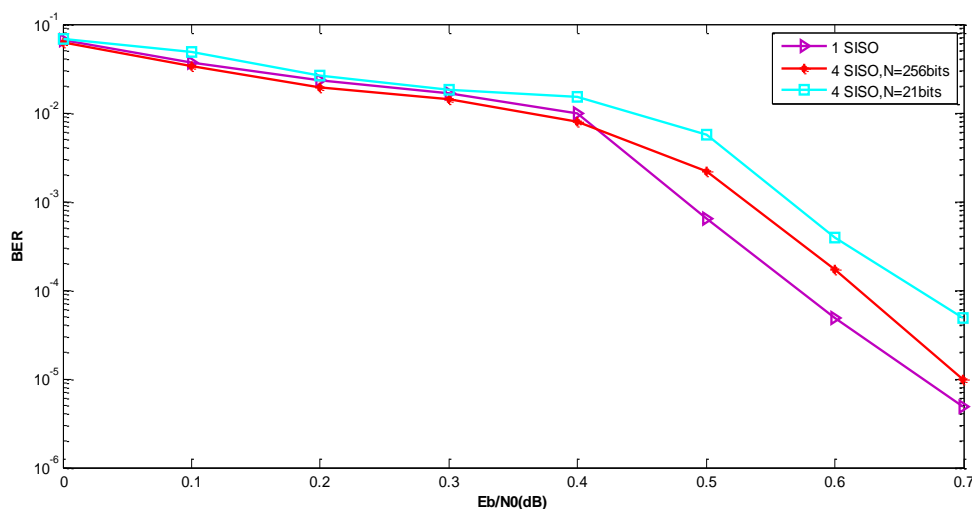


Figure IV.9: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode avec décodage à l'état 4 SISO (pour N=256 bits et N=21 bits) et décodage à l'état 1 SISO.

Là dans cette figure on remarque toujours que malgré le N = 256 bits est grand à l'état 4 SISO, reste les résultats de l'état 1 SISO plus meilleurs que celle du décodage à l'état 4SISO quelque soit la valeur de N, d'ici en touche l'influence du décodage itératif et du nombre d'itération sur l'amélioration de la réception du système.

En pratique on trouve deux types de turbocode, l'un est constitué d'une concaténation parallèle de deux ou plus de codes convolutionnels et l'autre est le résultat d'une concaténation série de deux ou plus de codes convolutionnels.

La figure suivante montre une comparaison entre les différentes probabilités d'erreurs par bit d'un turbocode en série avec les différents algorithmes de décodage itératif.

On pratique on trouve trois algorithmes de décodage itératifs : l'algorithme Max , l'algorithme Max * et l'algorithme True APP

Remarque : en simulation l'algorithme Max est l'algorithme LogMAP, l'algorithme Max *est l'algorithme MaxLogMAP et l'algorithme True APP est l'algorithme MAP

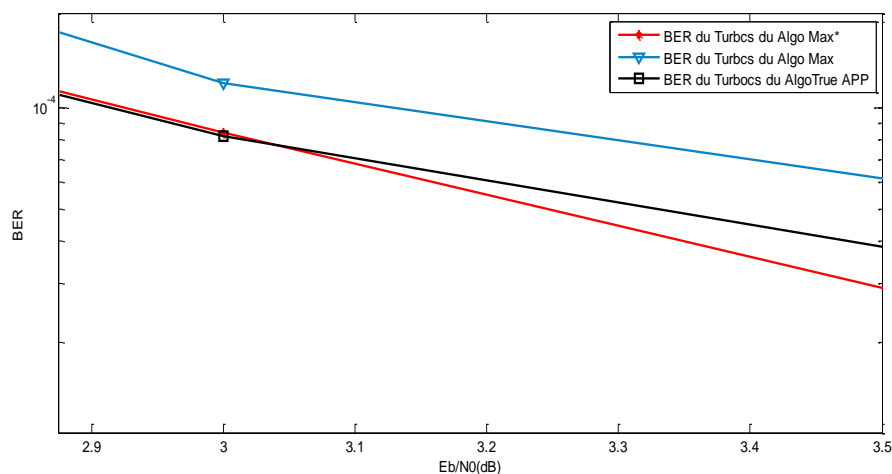


Figure IV.10 : Probabilité d'erreur par bit pour les différents algorithmes de décodages pour un turbocode en série.

Cette figure montre que l'algorithme Max* est le meilleur algorithme de décodage par rapport aux autres algorithmes pour ce genre de turbocode.

La figure suivante représente une comparaison entre un turbocode en série avec un turbocode en parallèle.

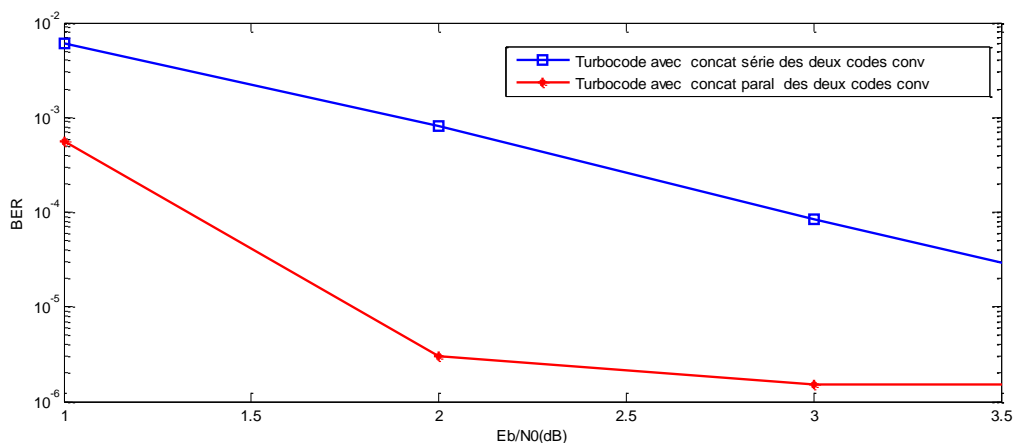


Figure IV.11 : Probabilité d'erreur par bit causé par deux types de turbocode.

Là on remarque que BER du turbocode en parallèle est plus faible que celle causé par un turbocode en série, et par conséquent dans ce qui suit on va appliquer le turbocode en parallèle.

La figure suivante montre une comparaison entre les différentes probabilités d'erreurs par bit d'un turbocode en parallèle avec les différents algorithmes de décodage itératif, où $E_b/N_0=2.3$ dB.

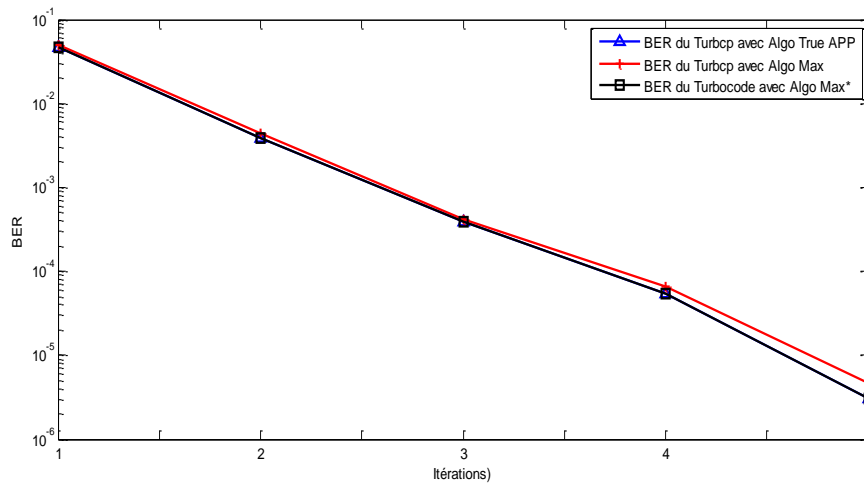


Figure IV.12 : Probabilité d'erreur par bit pour les trois algorithmes de décodage itératif pour un turbocode en parallèle.

On voit que BER de l'algorithme Max* et BER de l'algorithme TrueAPP sont presque les mêmes avec une petite différence qui montre que BER causé par l'algorithme Max* est plus faible que celle de l'algorithme TrueAPP et les deux sont plus faibles que BER de l'algorithme Max.

Donc on peut conclure que le meilleur algorithme de décodage itératif pour l'optimisation des performances de la réception d'un système radiomobile est l'algorithme Max* et ça pour les deux types de turbocode.

Dans la figure suivante on va voir si le turbocode est bon pour les systèmes où le rapport signal sur bruit est grand, et dans ce cas on va appliquer un turbocode en parallèle avec un algorithme de décodage Max*.

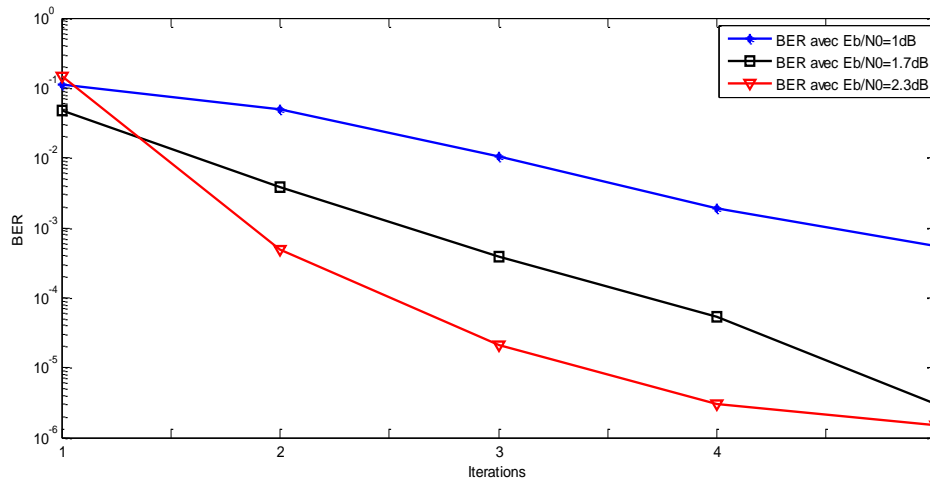


Figure IV.13 : Probabilité d'erreur par bit pour trois valeurs de E_b/N_0 pour un turbocode en parallèle avec algorithmes de décodage itératif Max*

D'après cette figure on voit que la probabilité d'erreur est plus faible lorsque E_b/N_0 s'accroît, ce qui veut dire que le turbocode d'une façon générale est bon pour les systèmes à rapport signal à bruit grand.

Dans ce qui suit nous avons appliqué le turbocode dans une chaîne de transmission UMTS, c'est une chaîne de transmission à bruit blanc gaussien avec une modulation BPSK.

Les polynômes générateurs utilisés pour ce modèle de turbocode sont :

$G_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 1]$ et $G_2 = [1 \ 0 \ 1 \ 1]$ et le taux de codage utilisé est $R=1/3$.

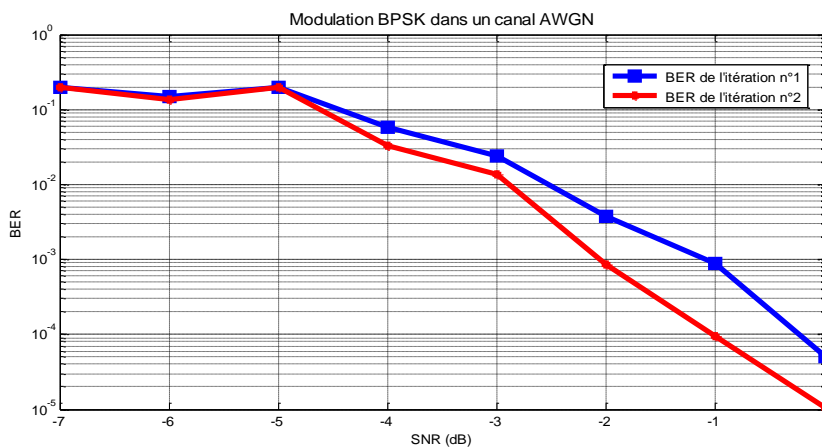


Figure IV.14 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 2 itérations et $K=40$.

Dans cette figure on remarque que pour $(SNR=0)$ BER est de l'ordre de 10^{-5} avec 2 itérations.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

Dans la figure suivante en va augmenter le nombre d'itérations jusqu'à 5 itérations.

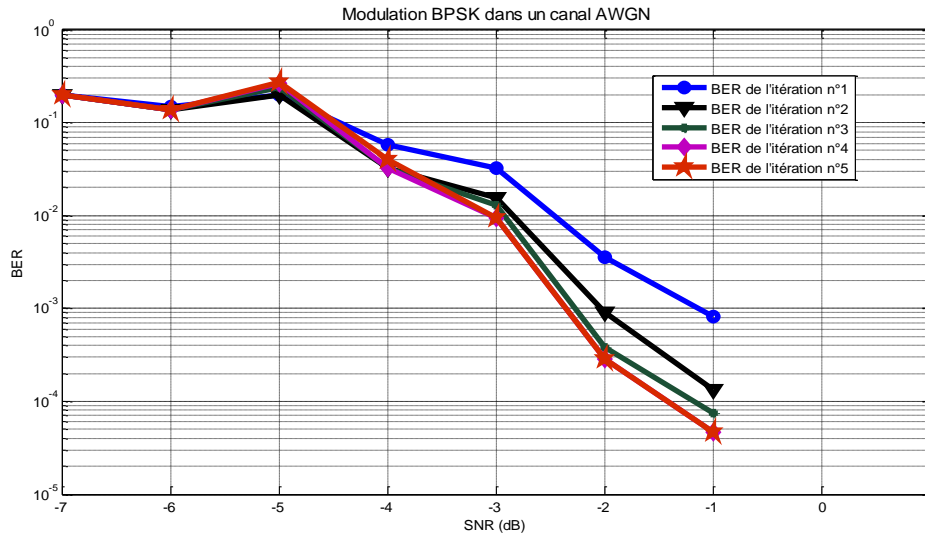


Figure IV.15 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbo-code de l'UMTS avec 5 itérations et $K=40$ où $(SNR < 0)$.

Pour cette figure en remarque que pour $(SNR=-1)$, BER est de l'ordre de 10^{-5} , et c'est un bon résultat dans le cas où le SNR est négatif, donc ce modèle de turbo-code est bon même si le signal est noyé dans le bruit.

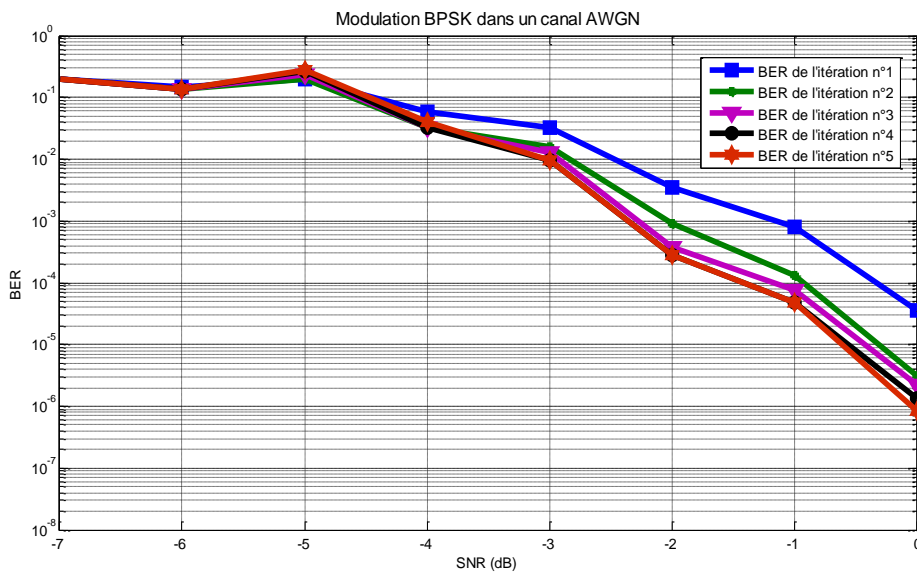


Figure IV.16 : Probabilité d'erreur par bit d'un turbo-code de l'UMTS avec 5 itérations et $K=40$.

Dans cette figure en remarque que BER du 5^{ème} itération est de l'ordre de 10^{-7} pour $(SNR=0)$, d'ici en peut conclure que dans une chaîne de transmission de l'UMTS plus le nombre d'itération est grand plus BER est faible.

La figure suivante représente les résultats du [36] qui a appliqué un turbocode dans une chaîne de transmission de l'UMTS.

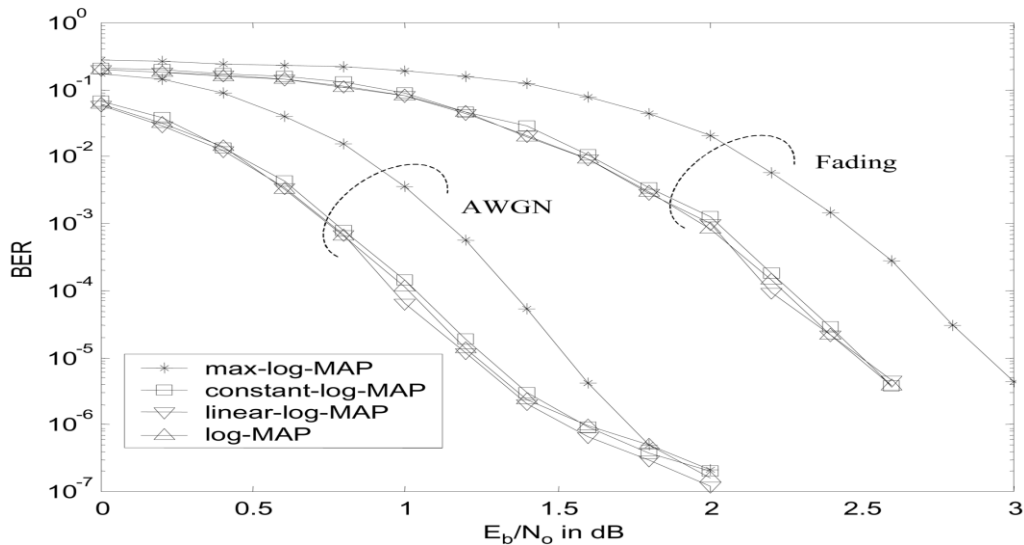


Figure IV.17: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS après 10 itérations et $K=5640$. [36]

Cette figure présente les résultats du [36], tel que BER est de l'ordre de 10^{-7} après 10 itérations, pour $K=5640$ et $SNR = 2$ dB, rappellent que pour un turbocode nous avons démontré que plus K et le nombre d'itération sont grand plus BER est faible.

Nous avons aussi une autre figure qui représente les résultats du [37] qui ont appliqué eux aussi un turbocode dans une chaîne de transmission de l'UMTS.

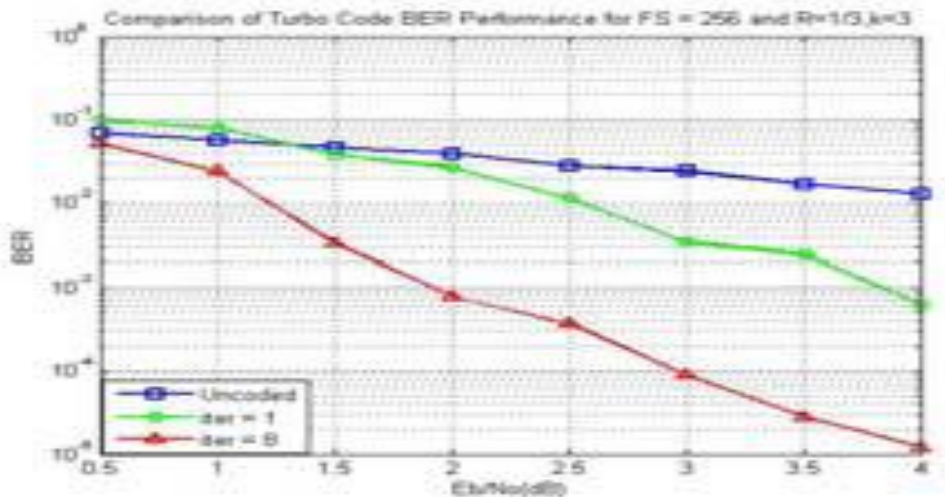


Figure IV.18: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS après 1 et 8 itérations avec un décodeur SOVA et $K=3$. [37]

Cette figure présente les résultats du [37], tel que BER est de l'ordre de 10^{-5} après 8 itérations, pour $K=3$ et $E_b/N_0 = 4$ dB.

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

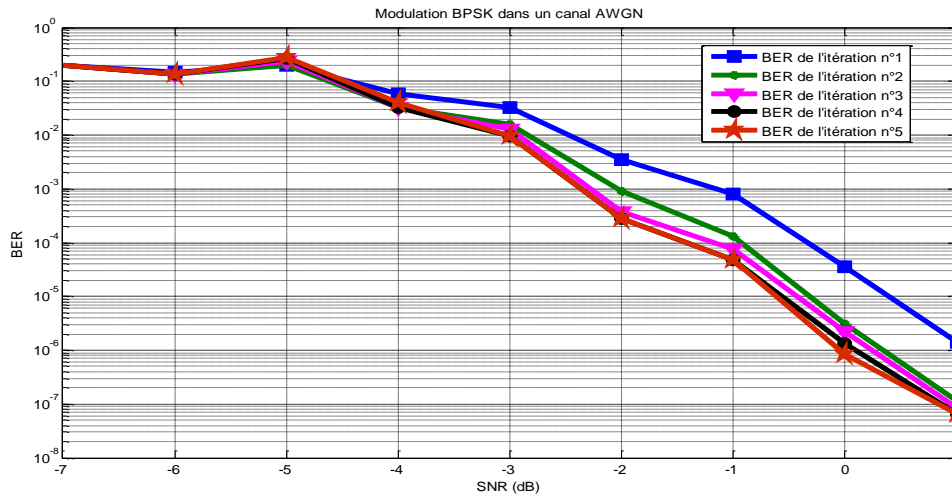


Figure IV.19: Probabilité d'erreur par bit d'un turbocode de l'UMTS avec 5 itérations et $K=40$ où SNR [-7 : 1].

Dans cette figure BER est de l'ordre de 10^{-8} avec seulement 5 itérations et $K=40$, c'est un taux d'erreur très faible pour seulement (SNR=1), et si en compare nos résultats avec celui du [36] à la figure (IV.17) et celui de [37] à la figure (IV.18) en vois clairement que notre modèle de turbocode avec un décodeur SISO que nous avons appliqué a donné des résultats bien meilleurs que celui du [36] et du [37]. Et donc l'application du notre modèle de turbocode en combinaison avec l'étalement spectral dans une chaîne de transmission UMTS peut améliorer la réception de ce système d'une façon complète.

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vus que l'application des codes correcteurs d'erreurs est indispensable dans une chaîne de transmission radiomobile.

Parmi les codes correcteurs d'erreur, nous avons comparé l'application des trois codes qui sont le code de Hamming comme code en bloc, le code convolutionnel et le turbocode, et les résultats montre que le turbocode est le code promoteur des futures communications filaire et non filaire.

Ce qui caractérise le turbocode au autre code correcteur d'erreur est la partie du décodage qui est le décodage itératif, ce genre de décodage permet de décoder des codeurs puissant est très complexe.

Parmi les décodeurs itératifs nous avons le décodeur SISO adopté pour les turbocodes.

Les résultats montre que le décodage SISO donne de bonnes résultats avec les données ayant un grand nombre de bits, puis nous avons vu que plus le nombre d'itérations est grand plus BER est faible .

Dans nos simulation nous avons utilisé deux type de turbocode l'un est le résultat d'une concaténation série des codes convolutionnels et l'autre est le résultat d'une concaténation parallèle des codes convolutionnels.

La comparaison entre les deux modèles du turbocode que nous avons utilisé montre que le turbocode en parallèle donne des résultats plus optimaux que celles du turbocode en série.

Après nous avons choisi l'algorithme Max* (l'algorithme Max-Log-MAP) comme le meilleur algorithme de décodage pour les deux types de turbocode car les résultats montrent que le taux d'erreur causé par l'algorithme Max* est le plus faible.

Après nous avons appliqué le turbocode avec un décodeur SISO en combinaison avec l'étalement spectrale dans une chaine de transmission UMTS à bruit blanc gaussien et avec une modulation BPSK, et nous avons minimisé la probabilité d'erreur jusqu'à 10^{-8} , ce qui veut dire qu'on peut optimiser la réception du système UMTS en appliquant le turbocode.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les différents systèmes d'accès multiple présentent de nombreux avantages pour les systèmes de communication actuels et futurs, et tout particulièrement, la méthode d'accès multiple par étalement de spectre. Une étude approfondie est effectuée à travers le chapitre I sur les méthodes d'accès multiple au canal dans le domaine des télécommunications. Il en ressort que la méthode CDMA permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance au bruit que confère l'étalement.

En effet, le CDMA à large bande (WCDMA) est une extension du concept de CDMA à bande étroite. Le WCDMA a été ciblé pour la troisième génération (3G) des systèmes de communication comme l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems). Les différences les plus nettes entre les systèmes de troisième génération et les systèmes de deuxième génération se trouvent dans les protocoles de communication sur l'interface d'accès. En fait, le CDMA a déjà été utilisé comme interface d'accès dans les systèmes de deuxième génération comme IS-95 qui ont été construits principalement pour fournir des services tels que la parole dans les macrocellules. Ce système a été présenté généralement sous le nom de système CDMA à bande étroite. L'évolution du CDMA vers le WCDMA a été faite pour tenir compte des nouvelles exigences introduites par les systèmes de communication 3G. Ces exigences sont principalement dictées par les nouveaux services haut débit tels que le multimédia, la vidéoconférence, l'internet, ...etc

Le chapitre III traite l'application de l'un des codes prometteurs dans la transmission des signaux, ce code s'appelle turbocode.

L'invention du turbocode a montré la possibilité de réaliser des systèmes de codes correcteurs d'erreurs s'approchant à quelques dixièmes de dB de la limite de Shannon à l'aide

« Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. »

UMK. Biskra 2014

d'un décodage itératif (ou turbo) à décision douce ("soft") utilisant des algorithmes de faible complexité.

Au chapitre IV nous avons vu les résultats des simulations de l'application des trois codes correcteurs d'erreurs dans un système WCDMA qui sont le code de Hamming comme code en bloc, le code convolutionnel et le turbocode, puis la comparaison des trois codeurs qui a montré que les turbocodes sont les meilleurs code correcteurs d'erreurs car ils nous ont donné le plus faible taux d'erreur avec une complexité raisonnable d'algorithme.

Ce qui caractérise le turbocode aux autres codes est la partie du décodage qui est le décodage itératif, ce genre de décodage permet de décoder des codeurs puissants est très complexe.

Parmi les décodeurs itératifs nous avons le décodeur SISO adopté pour le turbocode.

Les résultats montrent que le décodage SISO donne de bon résultat avec les données de haut débit, puis nous avons vu que plus le nombre d'itérations est grand plus BER est faible, mais le nombre d'itération reste limité.

Nous avons vu qu'il ya deux types de turbocode l'un est le résultat d'une concaténation série de deux codes convolutionnels et l'autre est le résultat d'une concaténation parallèle de deux codes convolutionnels.

La comparaison entre les deux turbocodes que nous avons utilisés montre que le turbocode constitué d'une concaténation parallèle de deux codes convolutionnels donne des résultats plus optimisés.

Après nous avons choisi le meilleur algorithme de décodage qui est l'algorithme Max*(l'algorithme Max-Log-MAP), et d'ici on peut conclure aussi que l'algorithme Max* est le meilleur pour les deux genres de turbocode et à l'aide de cet algorithme de décodage on peut avoir une bonne optimisation des performances du système au niveau de la réception du signal.

L'application du turbocode en combinaison avec l'étalement spectrale dans une chaîne de transmission UMTS, nous a permis de minimiser la probabilité d'erreur jusqu'à 10^{-8} , ce qui veut dire qu'on peut optimiser la réception du système UMTS en appliquant le turbocode.

Comme perspective, des études approfondies des algorithmes de turbo-décodage autour des techniques de parallélisme et d'autres autour de la conception numérique de ces derniers sont nécessaires pour améliorer la qualité de la réception du système.

L'utilisation des codes LDPC et l'optimisation des performances du récepteur RAKE peuvent aussi apporter des améliorations à ces systèmes.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo-codes », Proc. ICC '93, Geneva, pp. 1064-1070, May 1993.
- [2] C.E. Shannon, "A mathematical theory of communication", Bell Systems Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423, pp. 623-56, 1948.
- [3] Claude Berrou, "Codes et turbocodes", édition Springer-Verlag, France ,2007.
- [4] T. S. Rappaport, " Wireless Communications – Principles and Practice ", Pearson Education Inc., Second edition, 2002.
- [5] A. Andreadis G. Giambene, " Protocols for High-Efficiency Wireless Networks ", Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [6] S. Bana, P. Varaiya, "Space Division Multiple Access (SDMA) for Robust Ad Hoc Vehicle Communication Networks ", Proc. IEEE ITS Conference, p. 962–967, 2001.
- [7] N. Yee, J.-P. Linnatz, G. Fettweis, " Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks ", Proc. of IEEE PIMRC'93, p. 109–113, Yokohama, Japon, sept. 1993.
- [8] K. Fazel, L. Papke, " On the Performance of Convolutionally Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication Systems " Proc. of IEEE PIMRC'93, p. 468–472, Yokohama, Japon, sept. 1993.
- [9] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, " Réseaux GSM-DCS –Des principes à la norme", Hermès, 2000.
- [10] T. Ojanpera and R. Prasad, " Widebande CDMA for Third Generation Mobile Communication ", Artech Housz, Norwood, MA, U.S.A, 1998.
- [11] J. S. Lee and L. E. Miller, " CDMA Systems Engineering Handbook ", Artech House, Norwood, MA, U.S.A, 1998.
- [12] H.Holma and A. Toskala, " W-CDMA for UMTS ", 3rd Edition, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2004.

- [13] A. Baier, U.-C. Fiebig, W. Granzow, W. Koch, P. Teder, and J. Thielecke, " Design Study for a CDMA-Based Third Generation Mobile Radio System ", IEEE Journal Select. Areas Commun. vol. 12, p. 733–743, mai 1994.
- [14] Laurence B. Milstein, Donald L Schilling, Raymond L. Pickholtz, Vinko Erceg, Marvin Kullback, Emmanuel G. Kanterakis, Douglas S. Fishman, William H. Biederman, Donald C. Salerno, " On the Feasibility of a CDMA Overlay for Personal Communications Networks ", vol. 10, p. 655–668, mai 1992.
- [15] P. Elias, "Coding for noisy channels, " IRE Convention Record, vol. 4, pp.37–47,1955.
- [16] J. Proakis, "Digital Communications", fourth edition ed. McGraw-Hill, 1995.
- [17] E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson, and J. Sköld, " UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA ", IEEE Communication Magazine, vol. 36, n° 9, p. 70–80, sept. 1998.
- [18] D.V. Sarwate, M.B. Pursley, " Crosscorrelation Properties of Pseudo-Random and Related Sequences ", Proc. IEEE, vol. 68, n° 5, p. 593–619, mai 1980.
- [19] P. V. Kumar, T. Helleseth, A. R. Calderbank, A. R. Hammons, " Large Families of quaternary sequences with low correlation ", IEEE Trans. on info. Theory, vol. 42, mars 1996.
- [20] F. Adchi, M. Sawahashi, K. Okawa, " Tree-Structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-SS-SS-SS mobile radio ", Electronics Letters, vol. 33, p. 27–28, janv. 1997.
- [21] J. L. Walsh, " A closed set of normal orthogonal functions ", American J. Mathematics, vol. 45, p. 5–24, 1923.
- [22] S. W. Golomb, " Shift Register Sequences ", Aegean Park Press, 1992.
- [23] R. Gold, "Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function ", IEEE trans. Info. Theory, vol. 4, p. 154–156, janv. 1968.
- [24] D.L. Iacano, et al., " Code Generation for Wideband CDMA ", ST Journal of System Research, ST Microelectronics, vol. 1, p. 70–80, 2003.
- [25] E. H. Dinan, B. Jabbari, " Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Celular Networks ", IEEE Comm. Magazine, sept. 1998.

[26] TABBANE S., " Réseaux mobiles", Hermes, 1997.

[27] Juan J. Olmos " Effets de la dynamique des évanouissements sélectifs dans un égaliseur et une boucle de récupération de porteuse couplés", Annales des Télécommunications 44:381-391, July 01, 1989.

[28] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice ", Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.

[29] Mounira HENDAOUÏ, " Réception multi utilisateurs pour les systèmes radio mobiles AMRC", thèse de magistère, Université de Med Khider-Biskra, juillet 2008.

[30] Y. Weiss and W. T. Freeman, " On the optimality of solutions of the max-product belief-propagation algorithm in arbitrary graphs ", IEEE Trans.Inform. Theory, Vol. 47, Issue 2, pp. 736-744, Feb. 2001.

[31] L. Duan and B. Rimoldi, " The iterative turbo decoding algorithm has fixed points ", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, N° 7, pp. 2993-2995, Nov. 2001.

[32] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv : " Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate ", IEEE Trans. Inform. Theory, IT-20, pp. 248-287, Mar. 1974.

[33] P. Robertson, P. Hoeher and E. Villebrun, " Optimal and suboptimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo decoding ", European Trans. Telecommun., vol. 8, pp. 119-125, March-Apr. 1997.

[34] M. Hendaoui & A. Banakcha, "Multi-user reception for radio systems CDMA mobile", International Review on Computers and Software , vol. 6 n° 1 January 2011.

[35] Mounira. HENDAOUÏ & Abdelhamid. BENAKCHA, "Application des turbocodes dans un système multi usagers WCDMA", Courrier du Savoir - N°12, pp.15-19, Octobre 2011, Biskra.

[36] M. C. Valenti and J. Sun," The UMTS Turbo Code and an Efficient Decoder Implementation Suitable for Software-Defined Radios", International Journal of Wireless Information Networks, Vol. 8, No. 4, October 2001 (© 2002).

[37] Bhavana Shrivastav and Ravi Shankar Mishra, "Performance of Turbo Code for UMTS in AWGN channel",International Journal of Communication Engineering Applications-IJCEA, Vol 02, Issue 02; June 2011.

