

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

HAMIDANE Assia

&

LOMANI Cherifa

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option

(Réseaux & Télécommunications)

Thème

Evaluation de la capacité des canaux Rayleigh *et UWB* pour un système *SISO* et *MIMO*

Proposé par : ZINE Leila & AIT SAADI Hocine

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

Après quelques années d'étude, on allait enfin connaître les secrets du second étage du bâtiment d'électronique, plus connus sous le nom de Laboratoire de Communication *DIC* « *Détection Information Communication* ». Notre mission était alors d'explorer un nouveau champ de recherche afin de préparer ce projet de fin d'étude. On a alors eu la chance (dans le désordre aléatoire) de lire beaucoup, de comprendre un peu, d'améliorer notre encore trop pauvre anglais, de jouer avec les appareils, de courir dans les couloirs, de rencontrer des enseignants et des étudiants.

Merci à tous ceux qui nous ont assistés mais aussi supportés. Tous, vous avez participé à notre vie d'étude à des niveaux différents, et à tous on doit un petit quelque chose ... alors simplement MERCI.

Particulièrement

On tient à remercier les membres de jury d'avoir acceptés d'examiner notre travail.

On adresse toute notre reconnaissance à Monsieur AIT SAADI Hocine, et à Melle ZINE Leila, qui ont cordialement accepté d'être rapporteurs de ce labour. On les remercie pour leur lecture attentive de notre manuscrit et leurs remarques constructives.

Que Monsieur M'hamed BOUNEKHLA, Professeur en électronique de puissance à l'université de Blida, trouve ici l'expression de nos reconnaissances pour toute aide et les encouragements dont il nous a fait bénéficiers lors du démarrage de ce projet.

Un très grand merci en particulier à ceux avec qui on a travaillé pour ce projet et qu'il nous est arrivé de déranger s'éparpillant souvent dans des élucubrations hasardeuses ... merci pour nos discussions, votre aide et surtout votre patience.

Finalement, A nos chers parents: vous êtes pour nous un sujet de fierté.

Vous on avait toujours appris le sens de la responsabilité, de la raison, du devoir et de la confiance en soi. Au-delà des mots et des phrases, aucune parole ne saurait

exprimer nos éternels attachements, notre profond amour, nos perpétuelles affectations et infinies gratitudes qu'on vous doit. Car votre place dans nos cœurs est particulière, nul dédicace et nulle parole ne peut exprimer notre profond amour à votre égard. On sait que vous étiez toujours fier de nous et on espère que vous le serez encore plus aujourd'hui.

En ce moment qui constitue un tournant particulièrement important de ma jeunesse, mes sentiments et mes premières pensées vont vers mes très chers parents sans qui je n'aurais jamais pu parvenir au stade actuel de mon instruction.

C'est grâce à leur amour, sacrifices, encouragements et leurs prières que j'ai pu réussir dans mes études

Je leur témoigne par cette consécration toute ma gratitude et ma profonde affection.

A mes frères, mes sœurs, mes belles sœurs et beau-frère dont la présence et le soutien ont été indéfectible pendant les moments difficiles.

A mes anges, mes nièces Maria & Maroua El Batoul et mon neveu Youcef.

A l'ensemble de ma grande famille principalement mes grand parents (Bidou & El Hadja Baya & El Hadja Fatiha).

A tous mes ami(e)s dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieux.

Enfin, je rends vibrant hommage à tous mes professeurs, enseignants, et tous ceux qui de près ou de loin m'ont aidé à réaliser et finaliser ce travail.

Quoi que l'on fasse, nous nous sommes et ne resterons que de simples disciples devant nos mettre

Assia Batoul

Je dédie ce modeste travail à :

*A mes très chers **parents** que Dieu les protègent pour leur soutien durant toute ma carrière d'étude, pour leur bienveillance, leurs efforts constants dans mes études, et pour leurs encouragements.*

*A ma très chère sœur **Amína***


*A ma très chère tante **Nora***

*A mes deux chers frères **Salah Eddine, Mohamed Souhaib***

*A toute la famille **LOMANI, RAMDANI et HAMIDANE.***

A tous mes ami(e)s dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieux.

Enfin, je rends ardent vénération à tous mes professeurs, enseignants, et tous ceux qui de près ou de loin m'ont aidé à réaliser et finaliser ce travail.

A bouquet of pink roses and white baby's breath flowers wrapped in purple paper. The text is overlaid on the bouquet.

"L'histoire de la plus part d'entre nous s'écrit probablement à l'improviste au fur et à mesure que nous parcourons le chemin de la vie, Mais il au n'est des existences qui semblent tracées d'avance inéluctables et qui forment un cercle parfait »

ملخص : يهدف هذا المشروع إلى دراسة تقنيات التوزيع المثالي للقوة (OPSA) للنظامين SISO و MIMO . نهتم بصفة خاصة بالقناتين Rayleigh و UWB اللتان تمتازان بانتقاء التواترات. الهدف هو ربح الطيف الكلي و أخذ بعين الاعتبار ميزة معرفة خصائص القناة (مع افتراض المعرفة للقناة) باستعمال تقنية (water-filling) لبلوغ القيمة الحدية العظمى لقدرة القناة.

كلمات المفاتيح : قدرة القناة, اتصالات لاسلكية , SISO , MIMO , (UWB), Rayleigh, OFDM .

Résumé : Ce projet se rapporte à l'étude d'une technique d'allocation optimale de puissance (OPSA) dans les systèmes SISO et MIMO. On s'intéresse plus particulièrement au canal de Rayleigh sélectif en fréquence et aussi au canal *UWB* indoor sélectif également en fréquence. L'objectif est de bénéficier de la totalité du spectre et de prendre avantage de la connaissance des caractéristiques du canal (supposé connu) par l'utilisation de la technique « *water-filling* » afin de maximiser la capacité du canal.

Mots clés : Capacité de canal, communication sans-fil Indoor, SISO, MIMO, communication Ultra Wide-Band (UWB), Rayleigh, OFDM.

Abstract: This project is interested to study the optimal power spectrum allocation technic (OPSA) in SISO and MIMO systems. We are interested especially to Rayleigh channel and indoor *UWB* channel, both are in frequency selectivity. The objective is to profit of knowledge of the channel to achieve the optimal spectrum allocation by using the water filing algorithm in order to maximize the capacity.

Keywords: Channel capacity, indoor wireless communications, MIMO, SISO, ultra-wideband (UWB) communications, Rayleigh, OFDM.

Listes des acronymes et abréviations

| | |
|-----------------|--|
| 1x EV-DO | Evolution-data optimization |
| Ad-hoc | Advanced Developers Hands On Conference. |
| AMC | Adaptative Modulation and Coding |
| BBAG | Bruit Blanc Additif Gaussien. |
| BER | Bit Error Rate. |
| BLR | Boucle Locale Radio. |
| CDMA | Code Division Multiple Access. |
| CEPT | Conférence Européenne des Postes et Télécommunication. |
| CSI | Channel State Information. |
| CSMA/CD | Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection. |
| DECT | Digital Enhanced Cordless Telephone. |
| DES | Data Encryption Standard. |
| DOD-USA | Department Of Defense - United State of America. |
| DMT | Direct Multi Tone. |
| DSP | Density Spectral of Power. |
| DSSS | Direct Sequence Spread Spectrum. |
| DVD | Digital Versatile Disc. |
| EDGE | Enhanced Data rate for GSM Evolution |
| ETSI | European Telecommunication Standard Institute. |
| FB | Fractional Bandwidth. |
| FCC | Federal Communication Commission. |
| FHSS | Frequency Hopping Spread Spectrum. |
| GPRS | General Packet Radio Service. |
| GPS | Global Positioning System. |
| GSM | Global System for Mobile communication. |
| IDA | Indicateurs D'Alcoolisation. |
| IEEE | Institute of Electricals and Electronics Engineering. |
| I-UWB | Impulse UWB. |

| | |
|---------------|--|
| LAN | Local Area Network. |
| LOS | Line Of Sight. |
| MBOA | Multi-Band OFDM Alliance. |
| MC-UWB | Multi-Carrier UWB. |
| MIC | Ministère de L'Intérieur et de Communication. |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output. |
| MISO | Multiple Input Single Output. |
| MRC | Maximum Ratio Combiner. |
| NLOS | Non Line Of Sight. |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing. |
| PDF | Power Density Function. |
| QoS | Quality Of Service. |
| SIMO | Single Input Multiple Output. |
| SISO | Single Input Single Output. |
| SVD | Singular Values Decomposition |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunication System. |
| USA | United State of America. |
| UWB | Ultra Wide Band. |
| WECA | Wireless Ethernet Compatibility Alliance. |
| WF | Water- Filling. |
| WiFi | Wireless Fidelity. |
| WiMAX | Wide Interoperability for Microwaves access. |
| WLAN | Wireless Local Area Network. |
| WMAN | Wireless Metropolitan Area Network. |
| WPAN | Wireless Personal Area Network. |
| WWAN | Wireless Wide Area Network. |
| ZMCSCG | Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian. |

Notions mathématiques

| | |
|-----------------|--|
| f_H | Fréquence de coupure haute. |
| f_L | Fréquence de coupure basse. |
| f_C | Moyenne arithmétique. |
| C | Capacité maximale du canal (bit/s). |
| B | Largeur de bande du canal (Hz). |
| x | Signal émis. |
| y | Signal reçu. |
| h_{ij} | Evanouissement entre l'antenne réceptrice i et l'antenne émettrice j . |
| b | Bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle. |
| N_E | Nombre d'antennes d'émission. |
| N_R | Nombre d'antennes à la réception. |
| E_x | Puissance transmise totale. |
| $p_x(x)$ | Densité de probabilité de x . |
| $H(x)$ | Entropie de x . |
| $I(x, y)$ | Information mutuelle de x et y . |
| $s(t)$ | Signal transmis. |
| $h(t)$ | Réponse impulsionnelle du canal. |
| $N_0(f)$ | Densité spectrale du bruit. |
| SNR | Rapport de puissance signal sur puissance bruit. |
| C_{BBAG} | Capacité d'un canal à bruit blanc additif gaussien. |
| $H(k)$ | Gain fréquentiel du canal à la sous-bande. |
| $\sigma_n^2(k)$ | La variance du bruit affectant chaque sous-canal. |

| | |
|------------------|---|
| P_k | La puissance allouée à chaque sous-bande. |
| N_u | Le nombre de canaux utilisés. |
| λ | Le seuil qui permet de choisir les sous-canaux. |
| U | Matrices unitaires en émission. |
| V | Matrices unitaires en réception. |
| Σ | Matrice diagonale contenant les valeurs propres de H. |
| γ_i^{opt} | Puissances optimales calculées. |
| λ_d | Longueur d'onde. |
| T_r | Trace d'une matrice. |
| R_{XX} | Matrice de covariance du signal transmis. |

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre1 Présentation de la Technologie UWB | 5 |
| 1.1 Introduction..... | 5 |
| 1.2 Panorama des réseaux sans fil..... | 5 |
| 1.2.1 Classification des réseaux sans fil | 5 |
| 1.3 Introduction à la technologie UWB | 9 |
| 1.3.1 Historique..... | 11 |
| 1.3.2 Les caractéristiques principales de l’UWB..... | 11 |
| 1.3.3 Les catégories des signaux UWB..... | 12 |
| 1.4 Réglementation et standardisation de l’UWB | 13 |
| 1.4.1 Les réglementations d’UWB aux USA | 14 |
| 1.4.2 Les réglementations d’UWB en Europe..... | 15 |
| 1.4.3 Les réglementations d’UWB en Asie..... | 15 |
| 1.5 Les différentes applications d’UWB..... | 16 |
| 1.5.1 Applications commerciales | 17 |
| 1.5.2 Applications militaires | 18 |
| 1.6 Les principales compagnies utilisant d’UWB | 18 |
| 1.7 Les avantages et les inconvénients de la technologie UWB..... | 18 |
| 1.7.1 Les avantages..... | 18 |
| 1.7.2 Les inconvénients..... | 19 |
| 1.8 Conclusion | 19 |
| Chapitre2 Les systèmes MIMO | 20 |
| 2.1 Introduction..... | 20 |

| | | |
|---|--|-----------|
| 2.2 | Problématiques traitées | 20 |
| 2.2.1 | Modélisation réaliste du canal MIMO | 20 |
| 2.2.2 | Codage spatio-temporel | 21 |
| 2.3 | Les systèmes multi-antennaire | 22 |
| 2.3.1 | Le gain de densité « array gain » | 23 |
| 2.3.2 | Le gain de diversité | 23 |
| 2.3.3 | Multiplexage spatiale | 23 |
| 2.3.4 | Réduction des interférences | 24 |
| 2.4 | Notion de diversité | 24 |
| 2.4.1 | Diversité temporelle | 25 |
| 2.4.2 | Diversité fréquentielle | 26 |
| 2.4.3 | Diversité de polarisation | 27 |
| 2.4.4 | Diversité spatiale | 27 |
| 2.4.5 | Diversité de parcours | 28 |
| 2.4.6 | Diversité de diagramme | 28 |
| 2.4.7 | Diversité angulaire | 29 |
| 2.5 | Modélisation d'un canal MIMO non sélectif en fréquence | 29 |
| 2.6 | Capacité théorique du canal MIMO | 31 |
| 2.6.1 | Entropie et information mutuelle | 31 |
| 2.6.2 | Capacité déterministe | 33 |
| 2.6.3 | Capacité ergodique (de Shannon) | 33 |
| 2.6.4 | Capacité de coupure (complémentaire) | 33 |
| 2.7 | Conclusion | 34 |
| Chapitre3 Capacité du Canal MIMO | | 35 |
| 3.1 | Introduction | 35 |
| 3.2 | Capacité de canal à bruit gaussien | 36 |

| | | |
|------------------|---|-----------|
| 3.3 | Capacité de canal SISO sélectif en fréquence..... | 37 |
| 3.3.1 | L'algorithme d'optimisation « Water-Filling »..... | 40 |
| 3.4 | Capacité d'un canal MIMO | 43 |
| 3.5 | Conclusion | 47 |
| Chapitre4 | Simulations et Résultats..... | 48 |
| 4.1 | Introduction..... | 48 |
| 4.2 | Performances de la technique « Water-Filling » dans un système SISO | 53 |
| 4.2.1 | Les résultats sous l'environnement Rayleigh sélectif en fréquence | 53 |
| 4.2.2 | Les résultats sous l'environnement UWB en Indoor | 56 |
| 4.3 | Performances de la technique « Water-Filling » dans un système MIMO | 62 |
| 4.4 | Conclusion | 64 |
| | Conclusion générale | 65 |
| | Annexe A Les technologies sans-fil | |
| | Annexe B Programmes de « Water-Filling » | |
| | Annexe C Détails des équations | |
| | Bibliographie | |

Liste des figures

| | |
|--|----|
| <i>Figure 1. 1.</i> Classification des réseaux sans fil suivant la taille. | 6 |
| <i>Figure 1. 2.</i> Exemple d'architecture de réseaux sans fil. | 6 |
| <i>Figure 1. 3.</i> Exemple d'architecture WLAN. | 7 |
| <i>Figure 1. 4.</i> Boucle Local Radio (BLR). | 8 |
| <i>Figure 1. 5.</i> Exemple de découpage en cellules. | 9 |
| <i>Figure 1. 6.</i> La largeur de la bande spectrale d'un signal UWB. | 10 |
| <i>Figure 1. 7.</i> Répartition des canaux de la solution MBOA. | 13 |
| <i>Figure 1. 8.</i> Masques d'émission des systèmes ULB : de la FCC et de l'ETSI | 15 |
| <i>Figure 1. 9.</i> Le maximum débit et gamme pour les principales normes WPAN-WPAN. | 16 |
| <i>Figure 1. 10.</i> Un réseau sans fil d'UWB dans un mode Indoor. | 17 |
| | |
| <i>Figure 2. 1.</i> Principe de la diversité. | 25 |
| <i>Figure 2. 2.</i> Principe de la diversité temporelle. | 26 |
| <i>Figure 2. 3.</i> Principe de la diversité fréquentielle. | 26 |
| <i>Figure 2. 4.</i> Le principe de la diversité de polarisation. | 27 |
| <i>Figure 2. 5.</i> Différentes techniques de diversité spatiales. | 28 |
| <i>Figure 2. 6.</i> Le principe du système MIMO. | 30 |
| | |
| <i>Figure 3. 1.</i> Modèle du canal à Bruit Blanc Additif Gaussien. | 36 |
| <i>Figure 3. 2.</i> Transmission sur les canaux à bruit blanc additif gaussien parallèles et indépendants. | 38 |
| <i>Figure 3. 3.</i> La DSP du vrai canal et son approximation en sous-canaux. | 38 |
| <i>Figure 3. 4.</i> L'allocation optimale de la puissance avec l'algorithme "water-filling". | 42 |
| <i>Figure 3. 5.</i> Décomposition de H lorsque le canal est connu à l'émetteur et au récepteur. | 44 |
| <i>Figure 3. 6.</i> Décomposition du canal MIMO en plusieurs canaux parallèles. | 45 |
| <i>Figure 3. 7.</i> Allocation optimale de puissance pour un canal MIMO utilisant l'algorithme "Water-Filling". | 46 |
| | |
| <i>Figure 4. 1.</i> Schéma d'organigramme du programme principal. | 51 |
| <i>Figure 4. 2.</i> Schéma d'organigramme de l'algorithme "Water-Filling". | 52 |

| | |
|--|----|
| <i>Figure 4. 3.</i> La réponse fréquentielle d'un canal Rayleigh..... | 53 |
| <i>Figure 4. 4.</i> Les capacités du canal en fonction du SNR..... | 54 |
| <i>Figure 4. 5.</i> Le rapport de capacité uniforme et capacité optimale. | 55 |
| <i>Figure 4. 6.</i> L'effet du nombre de trajets sur le canal UWB..... | 57 |
| <i>Figure 4. 7.</i> Etude de la capacité du canal selon le nombre de trajets. | 58 |
| <i>Figure 4. 8.</i> L'effet du nombre de trajets sur la capacité du canal UWB. | 59 |
| <i>Figure 4. 9.</i> Le gain fréquentiel du canal UWB. | 60 |
| <i>Figure 4. 10.</i> L'effet du nombre de sous-canaux sur la capacité du canal. | 61 |
| <i>Figure 4. 11.</i> L'effet de nombre de sous-canaux. | 62 |
| <i>Figure 4. 12.</i> L'effet du nombre d'antennes..... | 63 |

Liste des tableaux

| | |
|--|----|
| <i>Tableau 1. 1</i> Les limitations de FCC pour les applications de transmission en Indoor et en Outdoor. | 14 |
|--|----|

Introduction générale

La notion de système ultra-large bande ou Ultra-Wide Band (UWB), n'est pas toujours clairement définie pour les systèmes de télécommunications. La terminologie UWB vient de la communauté du RADAR et désigne au départ des formes d'onde sans porteuses (carrier-free) faites d'impulsions de durée très courte ($< ns$). Dans ce contexte, une définition communément admise est que ces signaux ont un rapport, largeur de bande sur fréquence centrale ou Fractional Bandwidth (FB), supérieur ou égal à 0,25.

Les articles traitant de l'histoire de l'UWB convergent sur le fait que le terme « UWB » a probablement été introduit en 1989 par le département de la défense (DoD) des États-Unis, alors que les formes d'ondes par impulsions étaient déjà utilisées depuis plus de quarante ans. Ce terme même a été qualifié d'inapproprié (a misnomer). Ceci peut permettre d'expliquer en partie la difficulté pour la FCC (Federal Communications Commission) de statuer sur une définition de l'UWB.

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux sans-fils sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission de plus en plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; Parmi ceux-ci on cite la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité en particulier spatiales s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes de transmission. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi la réception de copies différentes du même signal transmi. Le fait que le signal reçu

soit affecté par des canaux multiples que l'on suppose décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité, peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS) et de débit de transmission.

En comparant les diversités : spatiale, temporelle et fréquentielle, il est à noter que l'utilisation de l'une des deux dernières techniques de diversité est plus coûteuse en termes de ressources utilisées. La mise en œuvre des diversités temporelles et/ou fréquentielle nécessite respectivement un temps de transmission long et/ou de bande fréquentielle. Mais, l'utilisation de plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle induit une réduction de l'efficacité spectrale du système. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter la bande passante du moment où les bandes des fréquences utilisables sont presque toutes allouées à des services divers par les organismes de standardisation impliqués tels que la FCC aux États- Unis. Par contre, la diversité spatiale ne sacrifie ni ressources temporelles ni fréquentielles, et permet d'augmenter le débit et par la suite la robustesse de la liaison radio.

Si on définit la diversité comme le nombre de canaux indépendants vus par le récepteur pour chaque symbole émis, on peut mesurer l'ordre maximal spatial atteignable de cette diversité par un système à antennes multiples. Dont le gain est au plus égal au produit du nombre d'antennes émettrices par le nombre d'antennes d'émission et de réception, dans le cas où le canal est non-sélectif en fréquence. Ainsi, l'étude des systèmes à antennes multiples est désignés par « systèmes MIMO » est devenue le centre d'intérêt de nombreux travaux de recherches.

Lorsque le nombre d'antennes émettrices et réceptrices augmente, la capacité du système augmente. Théoriquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre le nombre d'antennes émettrices et réceptrices. Ainsi, si on augmente en parallèle le nombre d'antennes de part et d'autre, l'efficacité spectrale du système croît linéairement.

Une fois l'information sur le canal, la capacité est obtenue par l'adaptation de la puissance et du débit aux évolutions du canal. De ce fait, la performance de la

communication peut être maximisée par une allocation optimale de la puissance en utilisant l'algorithme dénommé « Water-filling ».

L'objectif visé dans ce travail, est l'étude des systèmes MIMO associé à la technologie UWB sur un réseau sans fil, de type WPAN, dans le but d'évaluer ces performances en vue de capacité du canal en adoptant la technique d'allocation de puissance baptisée « Water-filling ».

Hormis l'introduction générale et la conclusion générale, ce travail s'articulera autour de quatre chapitres suivants:

Le premier chapitre traite les généralités sur les réseaux sans fil et permet de comprendre leur fonctionnement ; Il introduit ensuite l'UWB, expose ses principales caractéristiques et la positionne par rapport aux technologies concurrentes. Et enfin présente quelques avantages et inconvénients de l'UWB.

Le deuxième chapitre aborde les systèmes et la transmission multi-antennaires MIMO, en émission et en réception, puis expose les avantages majeurs des liens sans fil par rapport aux systèmes SISO « Single Input Single Output ». Puis le chapitre présentera la modélisation classique du canal MIMO, et clôturera avec quelques notions de la théorie de l'information en présentant la capacité comme outil de mesure de performance dans ce cas de systèmes.

Le troisième chapitre s'articule sur la théorie de l'information, La notion de capacité du canal sera définie pour différents types de canaux de transmission. Le cas le plus simple celui à bruit blanc additif gaussien AWGN. Puis ...sur les canaux à évanouissement. Par la suite le principe d'allocation optimale de la puissance ... détaillé, en particulier la technique « water-filling » appliquées dans un premier temps aux systèmes SISO, ensuite aux systèmes multi-antennaire MIMO.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude et la simulation de la technique « water-filling » dans un système SISO pour les canaux de Rayleigh et UWB Indoor par l'exploration de l'effet du nombre de trajets de sous-bandes sur le résultat attendu. Par la suite, on présentera l'évolution de la capacité optimale dans

un canal Rayleigh en fonction du nombre d'antennes disponibles en émission ainsi qu'en réception. Autrement dit, une comparaison entre la capacité obtenue par une allocation optimale de ressources sur les différents systèmes de transmission: SISO (1x1), MIMO (2x2), (2x3), (3x2) et (4x4) sera effectuée.

Le traitement obtenu montre l'évolution de la performance en termes de capacité du canal en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio).

Chapitre1 Présentation de la Technologie *UWB*

1.1 Introduction

Ce chapitre présente les communications Ultra Wide Band (UWB). Il débute par définir les réseaux sans fil et les différentes technologies de communications utilisées dans ces réseaux ; il se poursuit par une introduction aux communications UWB et enfin aborde les principales caractéristiques de la technologie UWB qui la distinguent des autres technologies existantes.

1.2 Panorama des réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un système de communication permettant de transporter les informations sans contraintes de câblage. Dans ce type de réseaux, on entend parfois parler de « mobilité », du fait qu'un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus au moins étendu. Les informations sont transmises soit par liaison infrarouge, soit par onde radio. La transmission par onde radio est la méthode la plus répandue en raison de sa plus large couverture géographique et son débit plus élevé. Il existe plusieurs technologies de transmission se distinguant d'une part par la fréquence d'émission et d'autre part par le débit ou/et encore la portée.

1.2.1 Classification des réseaux sans fil

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories selon la taille de la zone géographique à couvrir [1] et le mode opératoire.

a) Classification des réseaux en fonction de la taille

On distingue les réseaux personnels sans fil (WPAN), les réseaux locaux sans fil (WLAN), les réseaux métropolitains (WMAN) et les réseaux étendus sans fil (WWAN). La figure 1.1 représente une taxinomie des différents réseaux sans fil en fonction de la couverture.

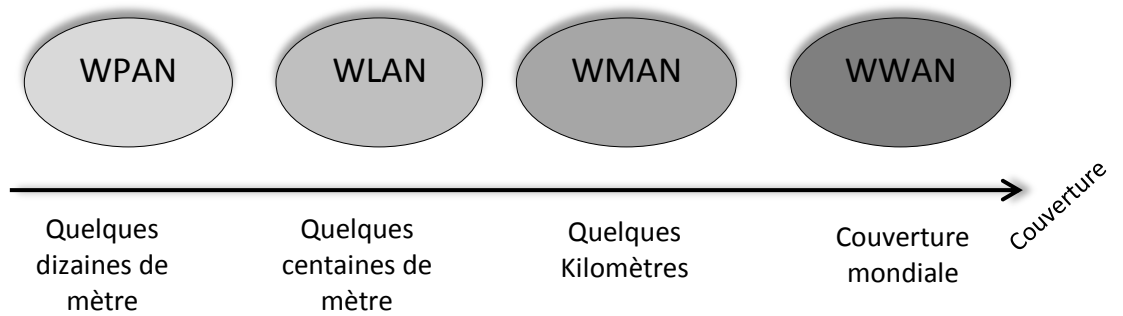


Figure 1. 1. Classification des réseaux sans fil suivant la taille.

Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. La figure 1.2 illustre un exemple d'architecture d'un réseau sans fil.

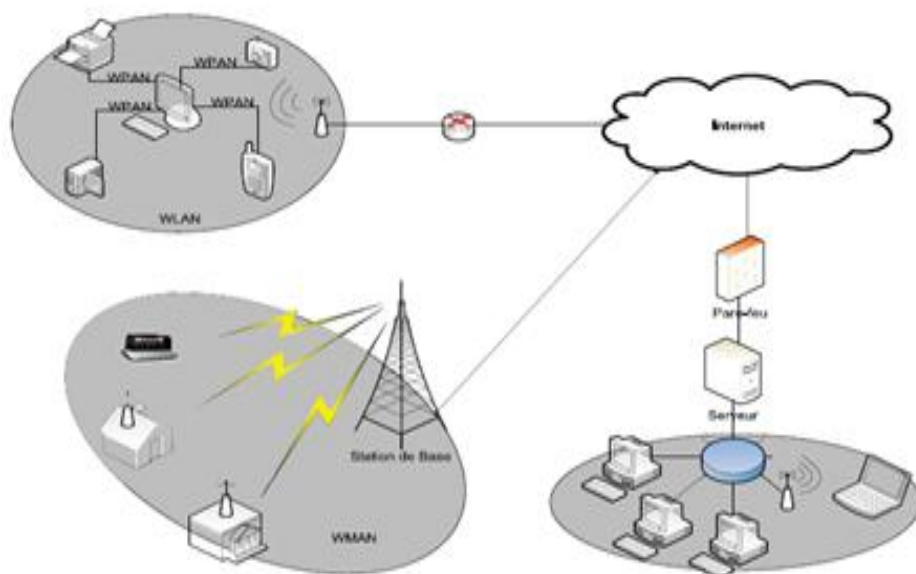


Figure 1. 2. Exemple d'architecture de réseaux sans fil.

- **Les WPAN « Wireless Personal Networks »**

Dans cette catégorie, on retrouve les réseaux sans fil à l'échelle humaine dont la portée maximale est limitée à quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur. Ce type de réseau est adapté à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, ...) ou bien à permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes. On y trouve les standards tels que le Bluetooth, l'Ultra Wide Band (UWB), Zigbee, RFID et HomeRF.

- **Les WLAN « Wireless Local Networks »**

C'est la catégorie des réseaux locaux dont la portée peut arriver jusqu'à 500m. Ayant un fonctionnement cellulaire, il permet de relier entre les terminaux présents dans la zone de couverture à partir de points d'accès reliés à un réseau fixe. On y trouve les standards tels que le Wi-Fi « Wireless Fidelity » et les HiperLAN. La figure 1.3 représente un exemple d'architecture WLAN.

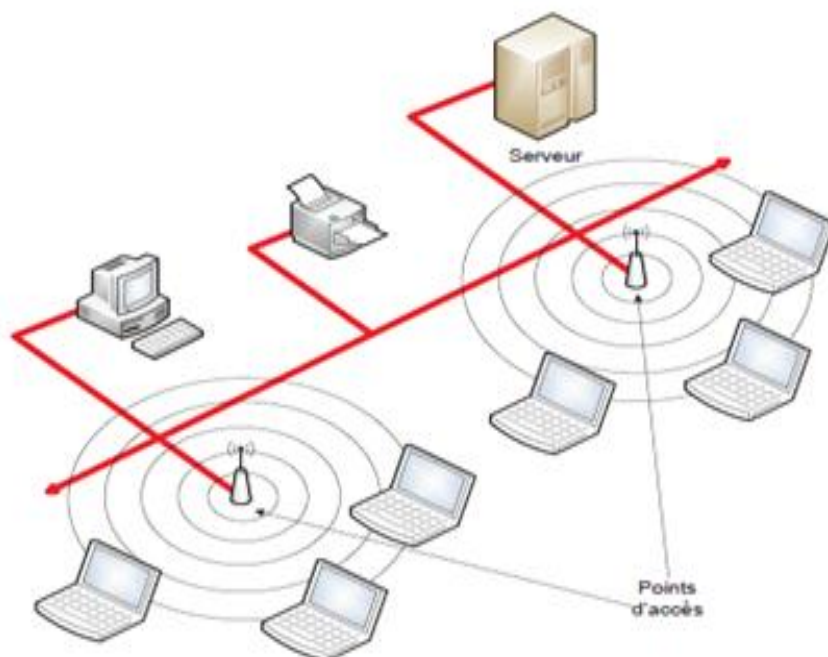


Figure 1. 3. Exemple d'architecture WLAN.

- **Les WMAN « Wireless Metropolitan Networks »**

Plus connus sous le nom de Boucle Locale Radio (BLR), ce type de réseaux utilise le même matériel que celui qui est nécessaire pour réaliser un WLAN, mais peut couvrir une plus grande zone de la taille d'une ville avec une portée pouvant aller jusqu'à 50 Km. Les WMAN cherchent à offrir à leurs abonnés les mêmes performances (débit, QoS,...) que les réseaux filaires classiques tout en minimisant les coûts des installations. C'est dans cette catégorie que l'on classe le WiMAX et les HiperMAN. La figure 1.4 illustre une BLR.

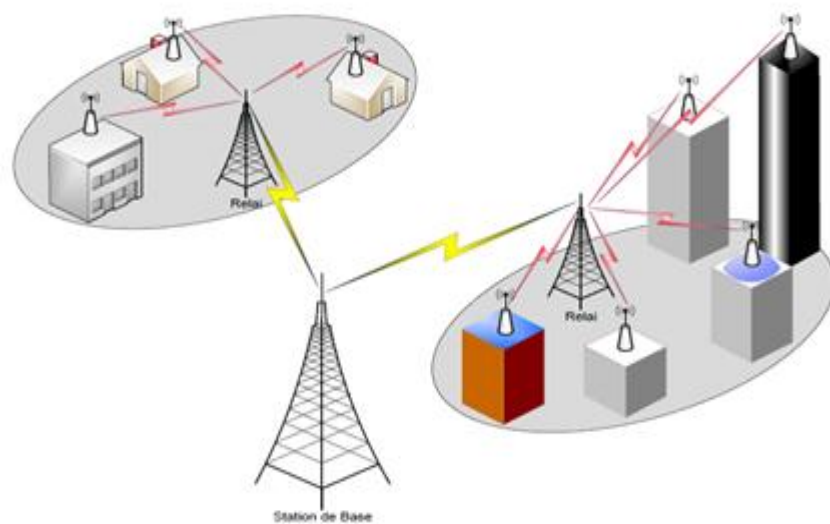


Figure 1. 4. Boucle Local Radio (BLR).

- **Les WWAN « Wireless Wide Networks »**

C'est la catégorie de réseaux cellulaires mobiles dont la zone de couverture est très large, à l'échelle nationale, voire mondiale. Grâce à cela, l'abonné peut avoir accès à une multitude de services (aller sur Internet, consulter ses courriels, ...). L'espace est donc partagé en zones de couvertures, dénommées cellules, dont la forme et la taille sont variables. La figure 1.5 montre un exemple de découpage en cellules. Dans cette catégorie, on peut citer le GSM et ses évolutions (GPRS, EDGE), le CDMA et l'UMTS.

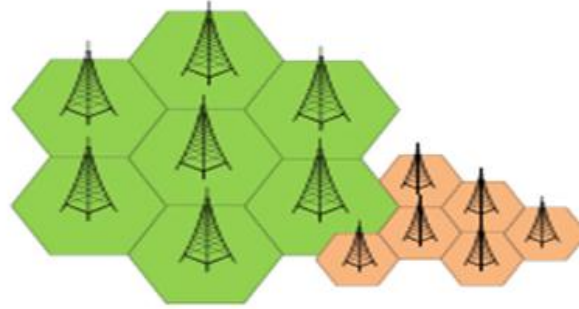


Figure 1. 5. Exemple de découpage en cellules.

b) Classification des réseaux en fonction du mode opératoire

En réseau sans fil, on retrouve principalement deux modes opératoires : le mode infrastructure et le mode sans infrastructure (Ad hoc).

Dans le premier mode, le réseau est composé de plusieurs cellules dont chacune d'elles comprend une station de base (ou un point d'accès) par laquelle toutes les autres stations de la cellule accèdent au réseau intra et intercellulaire. Les différents points d'accès sont reliés entre eux et/ou au réseau Internet grâce à une technologie supplémentaire qui peut être filaire ou hertzienne. Dans cette catégorie, on trouve les réseaux WLAN (Wi-Fi), WMAN (WiMAX) et WWAN (GSM).

En mode ad -hoc, il n'y a pas de point d'accès fixe, l'infrastructure n'est composée que de stations elles-mêmes, ces dernières jouant à la fois le rôle de terminaux et de routeurs pour permettre le passage de l'information d'un terminal vers un autre sans que ces terminaux ne soient reliés directement. La caractéristique principale d'un réseau ad-hoc est l'existence de tables de routage dynamiques dans chaque nœud. C'est la classe des réseaux WPAN tels que le Bluetooth [2].

1.3 Introduction à la technologie UWB

Ultra-Wide Band est une technologie de communication radio à haut débit destinée aux courtes portées qui consiste à user des signaux dont le spectre s'étale

sur une large bande de fréquences allant de 500 Mhz à plusieurs Gigahertz (Ghz). Cette technologie était utilisée pour des applications radars puis transposée aux applications de télécommunications. En 2002, la FCC « Fédéral Communication Commission » organisme de réglementation américaine a libéré la bande de fréquences de 3.1 à 10.6 Ghz pour des usages commerciaux sans licence. L'ouverture de cette bande de fréquences est également à l'étude en Europe, au Japon et en Asie. La bande fractionnelle du signal proposée par FCC, mesurée à -10dB, et supérieure ou égale à 25% :

$$\frac{f_H(-10dB) - f_L(-10dB)}{f_C} \geq 25\% \quad (1.1)$$

Où f_H et f_L représentent dans cet ordre les fréquences de coupure haute et basse du signal à -10 dB.

Soit f_C la moyenne arithmétique donnée par $f_C = \frac{f_H + f_L}{2}$ de f_H (-10dB) et f_L (-10dB).

La figure 1.6 illustre un exemple des signaux UWB.

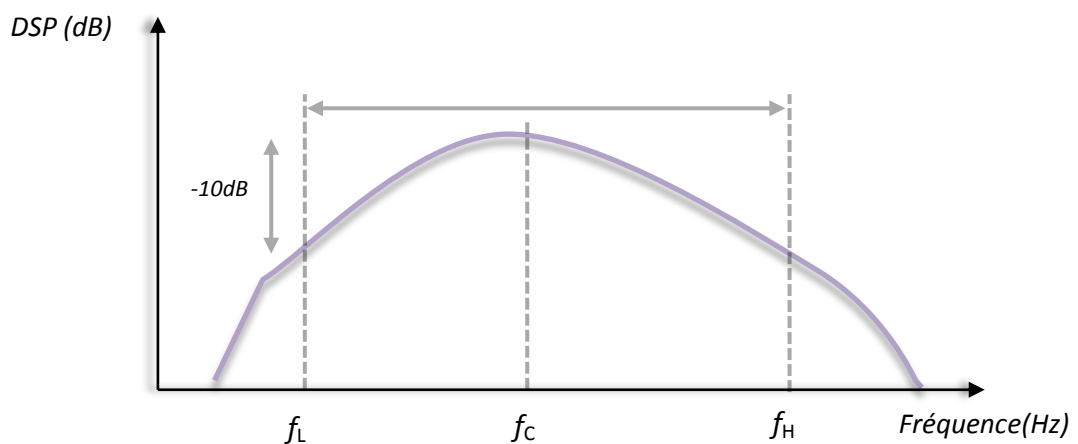


Figure 1. 6. La largeur de la bande spectrale d'un signal UWB.

1.3.1 Historique

Pendant son développement, l'adoption des systèmes UWB est passée par différentes phases :

- ✓ **Le premier système UWB : Marconi (1894-1896) :**
 - La première transmission radio radar émission d'impulsions très brèves.
- ✓ **1973 :** Premier brevet de systèmes de télécommunication par UWB.
- ✓ **1989 :** Terminologie « UWB » proposée par DOD-USA « Département Of Defence ».
- ✓ **Début 90's :** marque le début de la recherche sur la communication radio I-UWB « Impulse-UWB ».
- ✓ **Avril 2002 :** Spécification du masque de puissance d'émission par FCC.
 - Pas de restriction de la définition de l'UWB et l'I-UWB.
 - Débats sur les avantages/inconvénients respectifs de l'UWB et MC-UWB « Multiple Carrier-UWB ».
- ✓ **Début 2006 :** dissolution du groupe de recherche IEEE 802.15.3a pour la standardisation de l'UWB.
 - Développement de solution propriétaires.
 - OFDM-UWB présenté pour prochaine génération de Bluetooth, et pour prochaine norme ETSI « European Telecommunications Standards Institute ».
- ✓ **Février 2006 :** proposition du masque d'émission par la « Conférence Européenne des Postes et Télécommunication » (CEPT).

1.3.2 Les caractéristiques principales de l'UWB

La technologie UWB est caractérisée par :

- la faible puissance utilisée par celle-ci découle directement de l'équation de Shannon décrivant la capacité d'un canal de transmission. Cette capacité maximale croit de façon linéaire avec la largeur de la bande.

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.2)$$

Où

- C représente la capacité maximale du canal (bits/s).
 - B est la largeur de la bande du canal (Hz).
 - S/N définie le rapport de puissance signal sur puissance bruit.
- La grande largeur de bande offre à UWB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes typiquement de l'ordre de Nanoseconde (mode impulsionnel).
 - Une faible densité spectrale de puissance offre un débit relativement élevé qui permet aussi la coexistence d'UWB et des services existants.
 - Les signaux UWB sont plus difficiles à détecter et mieux sécurisés, puisqu'ils occupent une grande largeur de bande.
 - Ils peuvent être produits sous une forme analogue au bruit. Cette propriété limite la portée des communications UWB à quelques dizaines de mètres [3] [4].

1.3.3 Les catégories des signaux UWB

Dans une transmission UWB, deux formes d'ondes peuvent se présenter :

a) ondes impulsionnelles de très courte durée IR-UWB « Impulse Radio-UWB »

Il s'agit d'une approche mono-bande puisqu'elle repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (d'ordre de 100 ps à 2 ns). Ces dernières occupent un spectre très large [5].

b) Les ondes multi-porteuses MC-UWB « Multi-Carrier UWB »

Il s'agit de l'approche multi onde, où la bande de fréquence allouée par la FCC est partagée en une multitude de sous-bandes de 528 Mhz (14 sous-bandes au maximum, regroupées par deux ou trois en cinq canaux), chacune est décomposée en 128 sous-porteuses de 4 MHz de largeur. La modulation utilisée dans chacune de ces sous-bandes est l'OFDM « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » qui a été proposée par le groupe MBOA « Multi-Band OFDM Alliance » [6]. La figure 1.7 montre l'organisation des différents canaux proposés par le groupe MBOA.

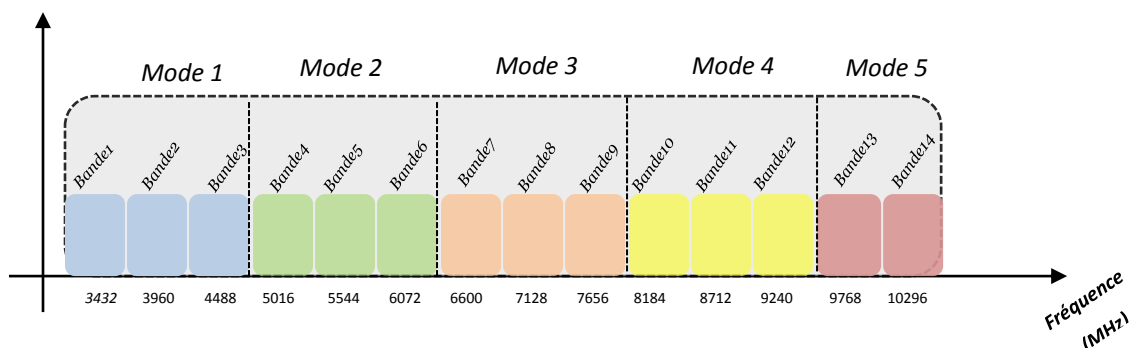


Figure 1. 7. Répartition des canaux proposée par MBOA.

1.4 Réglementation et standardisation de l'UWB

Les dispositifs radio UWB pourraient être des sources potentielles d'interférence avec les services radio actuels du moment que ces sources pourraient utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouée aux services radio fonctionnels. Ainsi, elles doivent prouver leur capacité de concomitance avec les autres services radio. Du fait de l'utilisation d'un très large spectre de fréquences, les systèmes UWB devraient fonctionner hors licence. Plusieurs réglementations ont été proposées aux USA et également en Europe et en Asie, afin de gérer efficacement la plage de fréquences de ces systèmes [5].

1.4.1 Les réglementations d'UWB aux USA

Les règles de régulation du spectre UWB de la FCC « Repport & Order » publiées en Février 2002 permettent d'émettre des signaux principalement sur la bande [3.1- 10.6] GHz, en respectant une certaine densité spectrale de puissance inférieure aux règles déjà en place pour les émissions radio non intentionnelles.

On distingue trois considérables classes d'équipements :

- ✓ Les systèmes de communication et de mesure.
- ✓ Les systèmes radars embarqués (radars pour voitures).
- ✓ Les systèmes de visualisation (radars de détection du sol, systèmes de visualisation à travers les murs, les systèmes médicaux et les systèmes de surveillance.

Chacune de ces différentes classes possède son propre masque d'émission afin d'assurer la protection des systèmes sensibles, notamment le système GPS [1.2-1.5] GHz. Les limitations sur le rayonnement, mises en place par la FCC pour les applications de transmission de données en intérieur (Indoor) et en extérieur (Outdoor), sont présentées dans le tableau suivant :

| Fréquence [GHz] | En intérieur PIRE (dBm/MHz) | En extérieur PIRE (dBm/MHz) |
|-----------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 0.960-1.610 | -75.3 | -75.3 |
| 1.610-1.990 | -53.3 | -63.3 |
| 1.990-3.1 | -51.3 | -61.3 |
| 3.1-10.6 | -41.3 | -41.3 |
| >10.6 | -51.3 | -61.3 |

Tableau 1. 1 Les limitations de FCC pour les applications de transmission en Indoor et en Outdoor.

1.4.2 Les réglementations d'UWB en Europe

L'organisation Européenne de normalisation ETSI a proposé d'ajuster le masque en escalier de la FCC en un autre masque dont les transitions sont progressives, qui permet de mieux protéger les systèmes opérationnels sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, et cela sans diminuer les performances du système UWB entre 3.1 et 10.6 GHz. Dans ce cas, la limite de puissance pour les systèmes Indoor est identique à celle de la FCC. Cependant pour les systèmes Outdoor une nouvelle limite a été recommandée par l'ETSI, cette limite est stricte avec une marge de 20 dB complémentaire à la limite de la FCC. La figure 1.8 présente le masque d'émission de la FCC ainsi que celui de l'ETSI pour les communications UWB. Le niveau -41.3 dBm/MHz a été imposé par la FCC comme étant le niveau d'émission non intentionnelle.

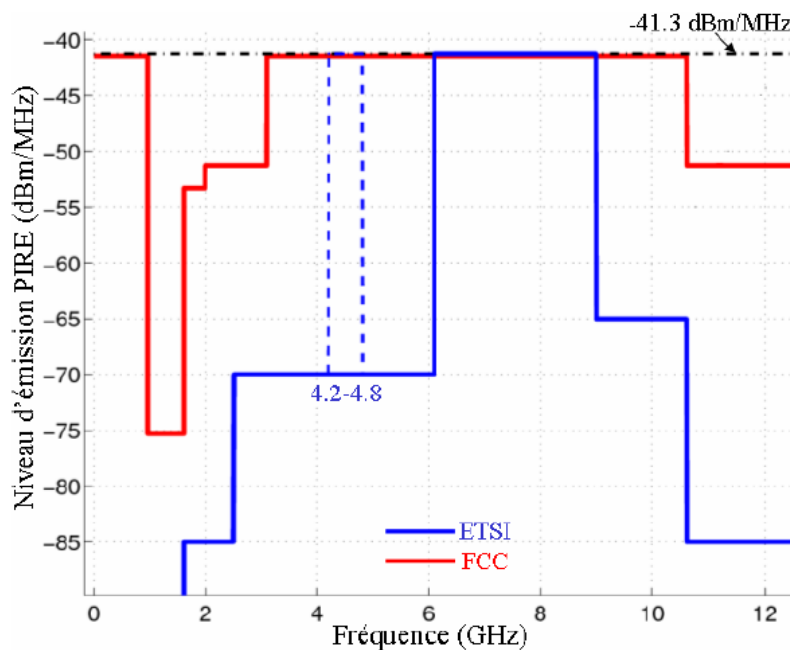


Figure 1. 8. Masques d'émission des systèmes ULB : de la FCC et de l'ETSI.

1.4.3 Les réglementations d'UWB en Asie

Dans le but d'étudier la coexistence des systèmes UWB avec les applications existantes et d'utiliser ses expérimentations pour la réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'UWB à des termes commerciales; le groupe IDA a

autorisé en février 2002, à Singapour, des émissions de signaux UWB pour une période expérimentale de 2 ans. Ces dernières sont soumises au respect d'un masque plus favorable que celui de la FCC. Au Japon, le Ministère de l'Intérieur et de la Communication (MIC) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux UWB sans licence. En premier temps, cette permission concerne les bandes [3.4 - 4.8] GHz et [7.25 - 10.25] GHz avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC.

1.5 Les différentes applications d'UWB

Pendant ces dernières années, un besoin croissant a mené au développement de beaucoup de normes pour la communication sans fil à courte distance. Mentionnant le Bluetooth, le Wi-Fi « Wireless-Fidelity » (IEEE802.11), Zigbee (IEEE802.15.4) pour lesquels sont employés les réseaux personnel sans fil WPAN et les réseaux locaux sans fil WLAN. La figure 1.9 symbolise le maximum de débit et de gammes destinés aux normes WLAN et WPAN.

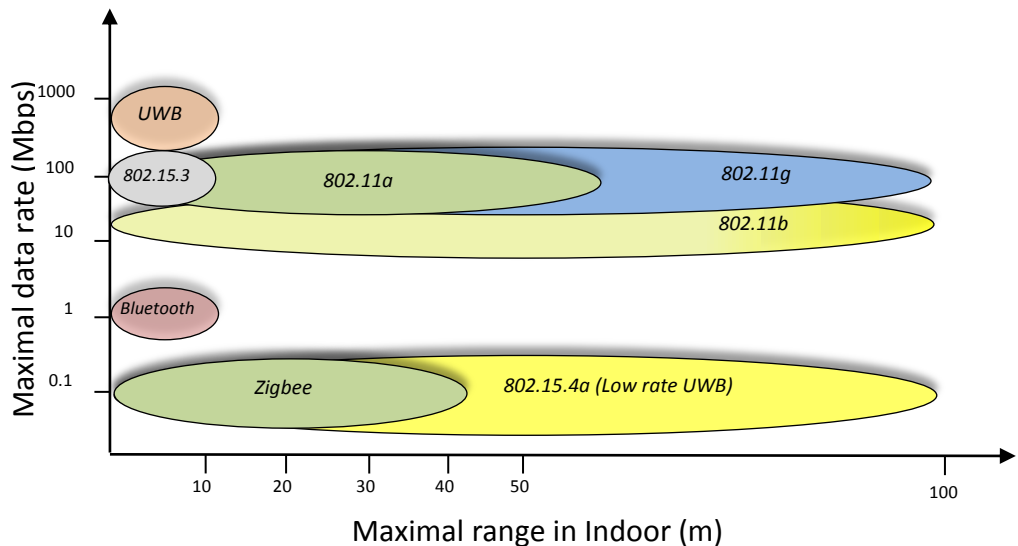


Figure 1. 9. Le maximum débit et gamme pour les principales normes WPAN-WPAN.

Les applications potentielles de la technologie UWB se dérivent en deux secteurs techniques:

- Une transmission de débit élevé qui peut atteindre en général 200 Mbps avec de courtes distances jusqu'à 10 m.
- Une transmission de bas débit pour des gammes de 100 m.

Ce qui est le contraire dans le cas du Wi-Fi pourtant le débit potentiel d'UWB excède l'exécution de toutes les normes courantes de WPAN et WLAN.

1.5.1 Applications commerciales

Parmi les applications commerciales les plus utilisées dans la technologie UWB est la connectivité sans fil des systèmes électroniques dans une maison. Beaucoup de fabricants de l'électronique étudient l'UWB comme étant un moyen pour relier plusieurs dispositifs sans support physique c'est-à-dire un moyen sans fil. Citant par exemple des téléviseurs, caméscopes, DVD player. La figure 2.4 représente un réseau sans fil d'UWB au sein d'une maison.

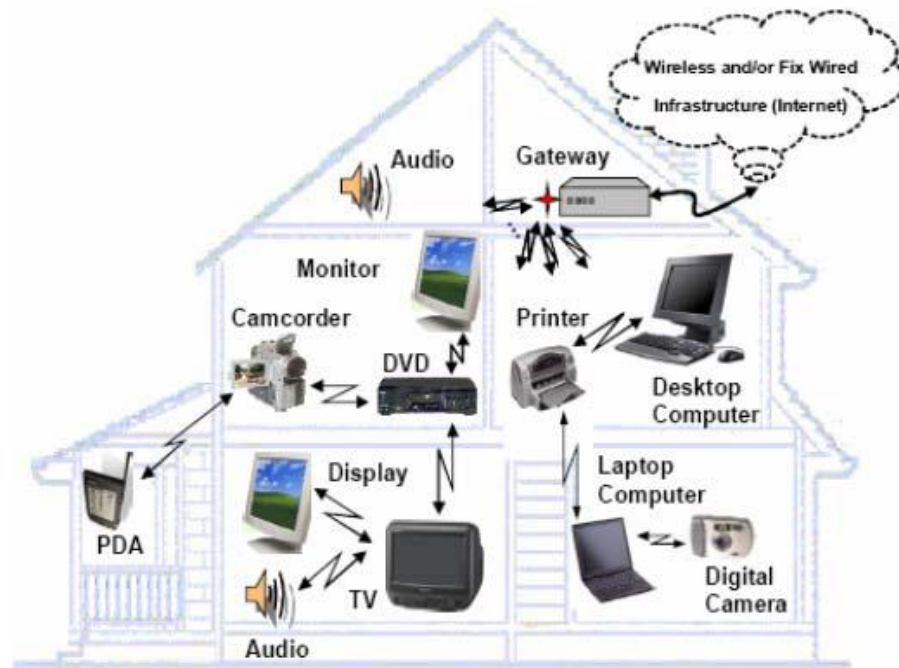


Figure 1. 10. Un réseau sans fil d'UWB dans un mode Indoor.

1.5.2 Applications militaires

Les militaires ont été la force commandant derrière le développement d'UWB, particulièrement les applications de radar ainsi qu'aux systèmes de localisation de capitaux.

1.6 Les principales compagnies utilisant d'UWB

Les principales entreprises qui s'appuient sur l'utilisation de la technologie UWB sont Éther Wire & Locations, ANRO Engineering, Fantasma Networks, Motorola, Lawrence Livermore National Laboratory, McEwan Technologies, Wisair, Multispectral Solutions, Time Domain Corporation et XtremeSpectrum.

1.7 Les avantages et les inconvénients de la technologie UWB

1.7.1 Les avantages

Un signal UWB dispose d'un nombre d'avantages :

- ✓ des débits élevés > 100 Mb/s.
- ✓ Une basse consommation de puissance (d'ordre de mW).
- ✓ Une immunité contre l'interférence des autres systèmes.
- ✓ Une Précision élevée.
- ✓ Une résistance aux influences des trajets multiples.
- ✓ Une coexistence avec d'autres systèmes.
- ✓ Une Réduction du prix comparé aux Bluetooth.

1.7.2 Les inconvénients

Les inconvénients d'un signal UWB sont :

- ✓ La portée relativement faible.
- ✓ La taille d'antennes devient grande.
- ✓ La puissance maximale ainsi que la puissance rayonnée devraient être limitées par les réglementations.

1.8 Conclusion

On a entamé ce chapitre par la présentation de différents types de réseaux sans fil. On s'est intéressé de par la suite à l'UWB, l'une des récentes techniques d'accès radio, qui intéresse plus en plus la communauté scientifique suite à la demande croissante en débit pour de nombreuses applications sans fil. Les principales caractéristiques de l'UWB, qui ont été présentées le long de cette première partie, justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie, et attribuant à celle-ci le statut d'un candidat potentiel et prometteur pouvant répondre à cette demande en débits de plus en plus élevés.

Chapitre2 Les systèmes MIMO

2.1 Introduction

Pour répondre à la demande constante de l'augmentation des débits des transmissions numériques, le laboratoire Bell a proposé dans les années 90 un système utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception pour transmettre les messages des utilisateurs. Ces systèmes nommés MIMO pour « Multiple Input Multiple Output » permettent d'augmenter théoriquement le débit proportionnellement au nombre d'antennes émettrices. Par la suite, ces systèmes ont été utilisés non plus pour augmenter le débit mais pour augmenter la fiabilité de la transmission en utilisant des codes introduisant de la redondance. Ces systèmes commencent à faire l'objet de normes IEEE et sont peu à peu utilisés dans les technologies actuelles.

Après ce bref historique nous permettant d'introduire les systèmes MIMO, il nous a paru utile de présenter la modélisation des systèmes multi-antennaires SIMO « Single-Input Multiple-Output », MISO « Multiple-Input Single-Output » et MIMO afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes.

2.2 Problématiques traitées

2.2.1 Modélisation réaliste du canal MIMO

L'intérêt porté aux systèmes de communication MIMO est de plus en plus important depuis. Ces derniers ont montré que les systèmes à antennes multiples sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices est grande en même temps [7][8].

La théorie d'information nous procure un outil de mesure très efficace permettant d'évaluer les performances des systèmes de communication MIMO : la capacité. En effet, de nos jours, les systèmes de communications sont capables de transmettre leurs données à des débits de plus en plus proches de la capacité théorique du canal de transmission. Ainsi la capacité peut donner une bonne description des performances du système. Le calcul de la capacité MIMO dépend principalement de deux paramètres :

- ✓ le modèle du canal MIMO.
- ✓ la distribution des puissances entre les antennes émettrices.

Concernant la distribution de puissance à l'émission, elle est différente selon que des états instantanés du canal sont connus à l'émission ou pas.

- États instantanés du canal connus par l'émetteur : une opération d'allocation en « water-filling », cette technique sera largement détaillée dans le prochain chapitre.
- États instantanés du canal inconnus par l'émetteur : Telatar a montré qu'une répartition équitable des puissances entre les antennes émettrices est la meilleure allocation de puissance afin d'optimiser la capacité.

Dans ce projet on se limite à l'étude du cas où les états du canal sont connus par l'émetteur.

2.2.2 Codage spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, conçus afin d'améliorer l'efficacité spectrale, des approches différentes ont été proposées. L'approche la plus classique consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur à taux maximal MRC « Maximum Ratio Combiner » aux signaux reçus [9][10]. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Considérant le contexte des réseaux cellulaires où le terminal mobile doit avoir une complexité plus faible que la station de base pour des raisons économiques et pratiques (vu la taille du terminal mobile),

il est plus raisonnable (et plus pratique) d'équiper de plus d'une antenne la station de base que le terminal mobile.

La question fondamentale qui se pose maintenant est; comment concevoir le codage spatio-temporel et le décodeur qui lui est associé afin d'optimiser les performances de la liaison radio.

Les critères de performances généralement considérés sont :

- **L'efficacité spectrale** : elle s'exprime en bit par seconde par Hertz. Nous cherchons souvent à avoir le débit le plus élevé possible. La limite ultime où le débit est le plus élevé possible a été définie c'est la capacité ;
- **La robustesse** : la robustesse de la transmission varie souvent à l'opposé de l'augmentation du débit. Elle peut être mesurée par le taux d'erreur binaire (BER). En effet, lors de l'étude des codes espace-temps proposés, le BER est le critère de performance considéré.

Généralement, ces critères de performances sont contradictoires. Ici vient le rôle des ingénieurs qui doivent faire des choix et des compromis selon les applications (mobilité, conditions du canal physique, etc.) et les aspects économiques afin d'avoir des systèmes de transmission MIMO les mieux optimisés.

2.3 Les systèmes multi-antennaire

La réalisation du premier système multi-antennaires (MISO) en 1901 par Marconi a permis d'accroître le gain de transmission pour communication transatlantiques [11]. Cependant, il existe différents types de systèmes multi-antennaires, notamment le système SIMO qui est constitué d'une seule antenne à l'émission et une multitude d'antennes au niveau de la réception, le système MISO représenté par plusieurs antennes à l'émission et une antenne en réception et le système MIMO. Les systèmes multi-antennaires ont évolué au cours du dernier siècle et sont en constante progression actuellement. Leurs profits sont multiples :

2.3.1 Le gain de densité « array gain »

Dans le but de couvrir une grande surface où la densité de polarisation est faible, il n'est plus nécessaire d'avoir une puissance de signal élevée grâce à la recombinaison des différentes répliques qui a été utilisée par Marconi. Toutefois, l'utilisation de plusieurs antennes permet d'augmenter la sensibilité de détection d'un système multi-antennaires impliquant l'accroissance de la portée du signal.

2.3.2 Le gain de diversité

Grâce aux différents trajets empruntés par les signaux arrivant de plusieurs antennes ou partant de plusieurs antennes on obtient le gain de diversité. Le canal de propagation change suivant les exigences du milieu et les fréquences. Un signal émis à une certaine fréquence peut être fortement affaibli par le canal, ce qui est appelé un évanouissement. Dans le cas SIMO, la diversité est exploitable facilement. Le récepteur combine les répliques reçues du même signal plus ou moins affaibli sur chacune des antennes. La valeur moyenne de l'évanouissement global est donc grandement réduite, car la probabilité pour que tous les signaux soient affaiblis en même temps est faible. La diversité est équivalente au nombre de branches indépendantes du récepteur et est égale au nombre d'antennes en réception pour le cas SIMO.

2.3.3 Multiplexage spatiale

Sans augmenter la puissance totale d'émission et avec une même largeur de bande, on peut augmenter le débit de la transmission. Pour cela on utilise un multiplexage spatial, ce dernier est possible seulement si le nombre d'antenne à l'émission égal au nombre d'antenne à la réception (MIMO). Le flux de données initiales est réparti en N_E sous-flux est ensuite modulé et émis simultanément sur chaque antenne.

Chaque signal est perturbé par des coefficients non-corrélés (dans le cas d'un canal non-corrélé) ce qui permet, avec la connaissance du canal au niveau du récepteur,

de résoudre un système linéaire afin de retrouver chaque sous-flux. Le gain en débit est proportionnel au nombre de paires d'antennes émetteur-récepteur.

2.3.4 Réduction des interférences

Le découpage en cellule permet de limiter l'interférence entre canaux. L'utilisation de multiples antennes rend la différenciation entre signal désiré et le signal du co-canal plus facile ce qui réduit l'interférence. On mentionne que pour ce type de multiplexage spatial, la connaissance du canal au niveau du récepteur est nécessaire.

2.4 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets qui dégrade la performance des systèmes de transmission. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison.

La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio (voir la figure 2.1).

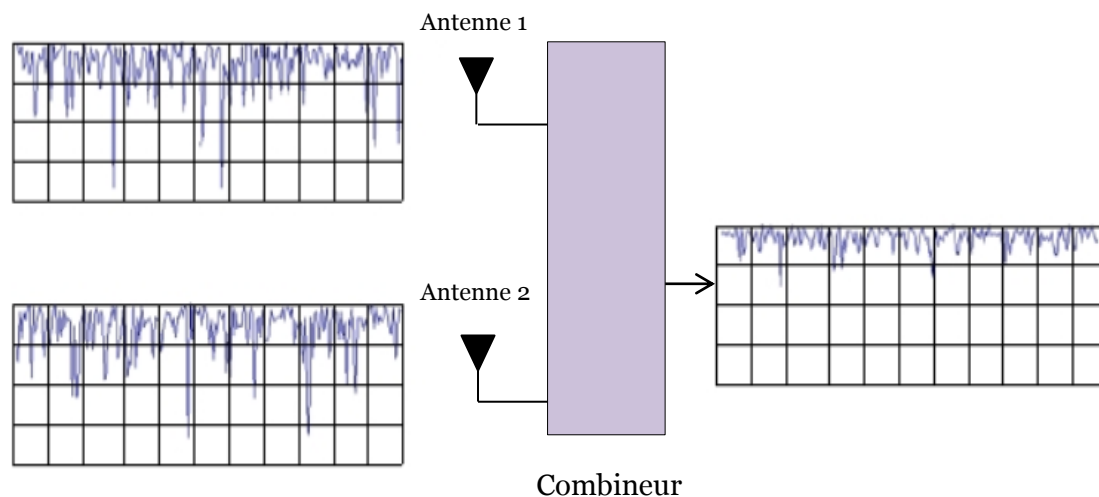


Figure 2. 1. Principe de la diversité.

Les principales formes de diversité sont mentionnées par la suite, notamment la diversité temporelle, fréquentielle, spatiale, de polarisation, de diagramme, de parcours et angulaire.

2.4.1 Diversité temporelle

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels plus grandes que le temps de cohérence du canal T_c (durée minimale séparant deux évanouissements selon un certain degré de dé-corrélation). Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission. la figure 2.2 illustre le principe de la diversité temporelle.

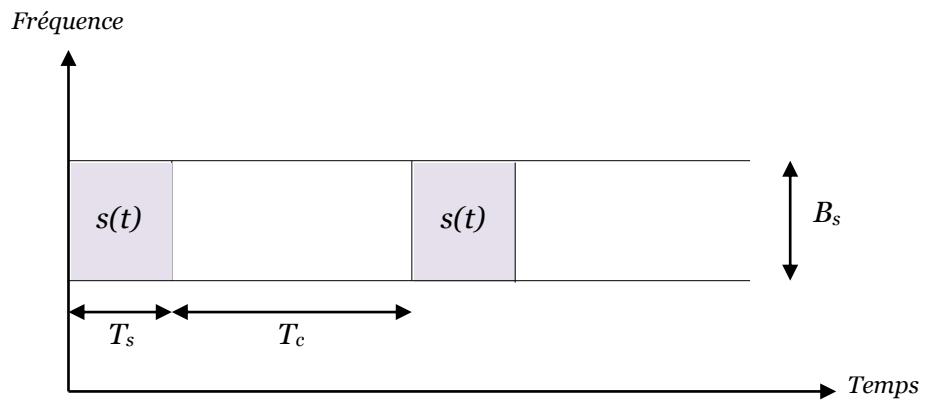


Figure 2. 2. Principe de la diversité temporelle.

2.4.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal B_c (ou l'espace fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants) (Figure 2.3). On a le même désavantage de la diversité de fréquence que celui de la diversité temporelle, on perd l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission.

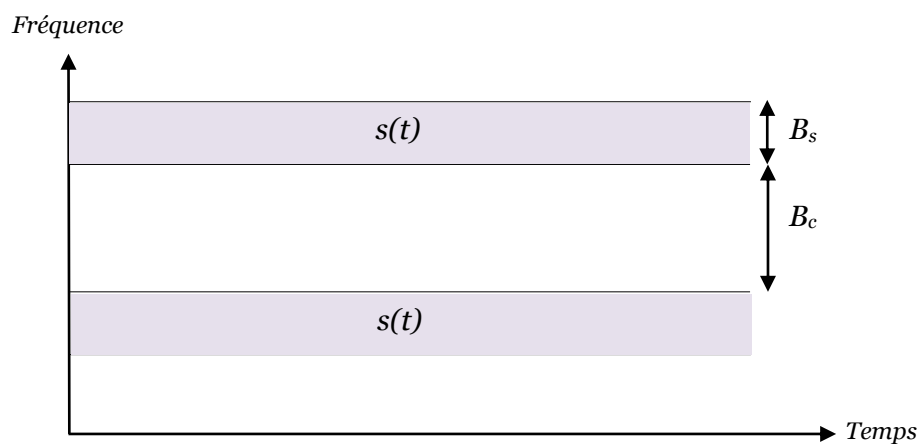


Figure 2. 3. Principe de la diversité fréquentielle.

2.4.3 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. L'idée de la diversité de polarisation est d'introduire une paire d'antennes verticale et horizontale au récepteur afin de capter le signal radioélectrique qui contient les deux composantes de polarisation (voir la figure 2.4). L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissements indépendants.

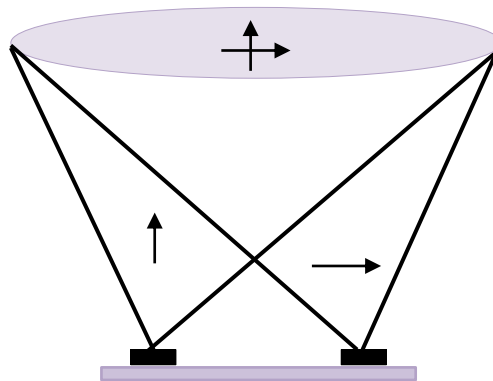


Figure 2. 4. Le principe de la diversité de polarisation.

2.4.4 Diversité spatiale

Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, ayant des diagrammes de rayonnement identiques mais suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps en garantissant un évanouissement indépendant. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement, car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5 \lambda_d$ (longueur d'onde) pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre.

Pour réaliser la diversité spatiale, des antennes multiples sont utilisées à l'émission et à la réception selon plusieurs configurations comme le montre la figure 2.6.

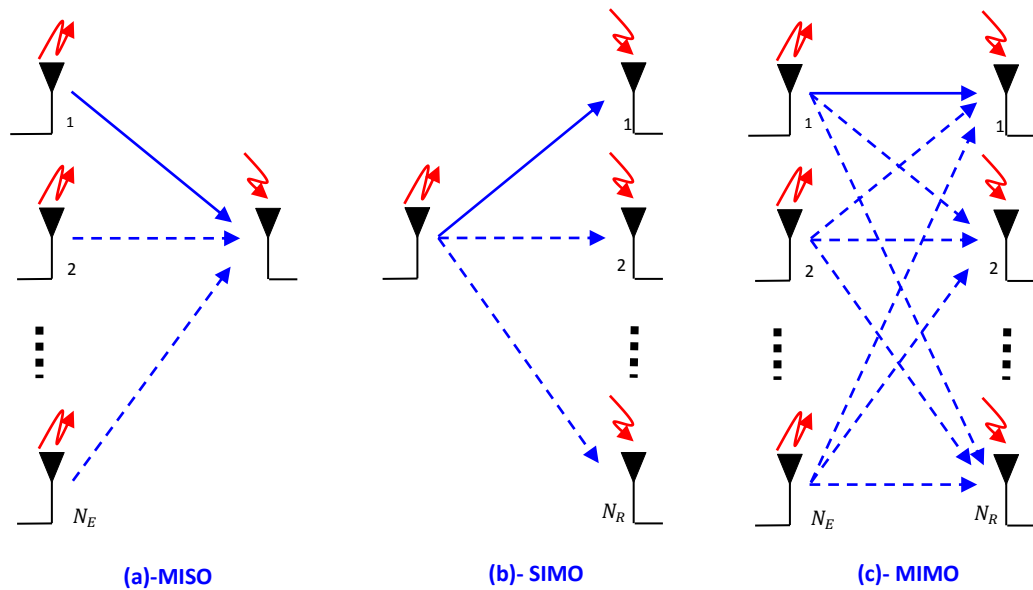


Figure 2. 5. Différentes techniques de diversité spatiales.

2.4.5 Diversité de parcours

Elle est due à la présence de canaux multi-trajets à partir desquels le récepteur peut tirer profit pour obtenir un gain en diversité.

2.4.6 Diversité de diagramme

La diversité de diagramme peut être utilisée quand les diagrammes des deux antennes sont différents. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux parvenant aux antennes seront de directions différentes et donc probablement indépendants. La diversité en diagramme n'est jamais appliquée seule, elle est généralement combinée avec la diversité spatiale.

2.4.7 Diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes. Dans le cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

2.5 Modélisation d'un canal MIMO non sélectif en fréquence

Considérant un système MIMO non sélectif en fréquence composé de N_E antennes à l'émission et N_R antennes à la réception. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission :

$$y_i = \sqrt{\frac{E_x}{N_E}} \sum_{j=1}^{N_E} h_{ij} \cdot x_j + b_i \quad (2.1)$$

Où

- E_x : la puissance transmise totale.
- h_{ij} : est l'évanouissement qui caractérise la liaison entre l'antenne réceptrice i et l'antenne émettrice j .
- b_i : représente le bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle.

Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. On définit le canal multi-antennes MIMO par la matrice H de taille $(N_R \times N_E)$:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_E} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & \cdots & h_{N_R N_E} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La Figure 2.6 présente Le schéma de principe d'un système MIMO.

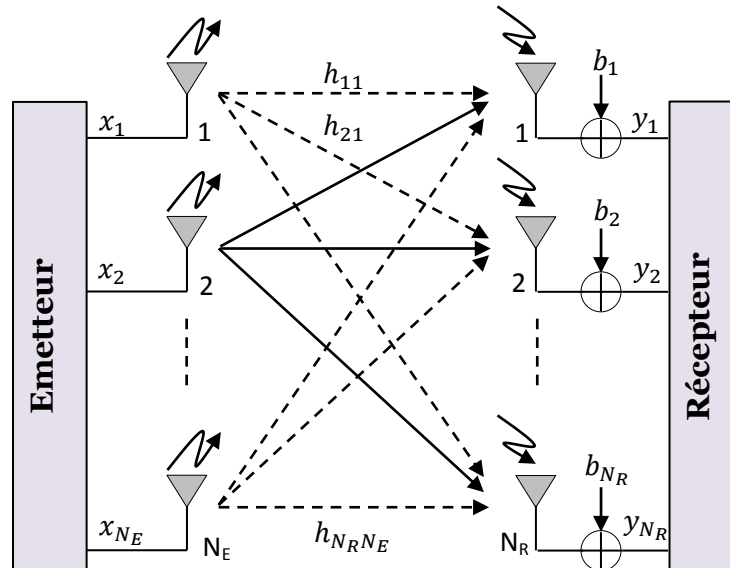


Figure 2. 6. Le principe du système MIMO.

On suppose que les antennes sont suffisamment espacées pour être non corrélées. Par conséquent, on modélise les éléments de H comme des variables aléatoires complexes indépendantes ZMCSCG « Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian ».

Une variable aléatoire $x = a + bj$ est ZMCSCG si a et b sont des variables aléatoires indépendantes réelles gaussiennes de moyenne nulle et de même variance.

$$y = \sqrt{\frac{E_x}{N_E}} H x + b \quad (2.3)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} y &= [y_1, \dots, y_{N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1} \\ x &= [x_1, \dots, x_{N_E}]^T \in \mathbb{C}^{N_E \times 1} \\ b &= [b_1, \dots, b_{N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Où

- y et x représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis.
- b représente le vecteur de bruit blanc gaussien.
- E_x la puissance transmise totale.

2.6 Capacité théorique du canal MIMO

La capacité est une notion liée au vaste champ de la théorie de l'information, une branche de la science qui a commencé après les travaux publiés par Shannon [12]. À partir de 1948, de nombreux travaux dans le domaine théorique et pratique de la communication ont été réalisés. Dans ce projet, nous nous concentrons sur le calcul de capacité des systèmes MIMO, et on étudie son comportement dans certaines situations bien précises.

Dans ce qui suit, on donne les définitions les plus importantes dont on aura besoin dans la suite de cette thèse pour le calcul de la capacité.

2.6.1 Entropie et information mutuelle

Shannon a introduit la définition de l'entropie d'une variable aléatoire continue ayant une densité de probabilité $p_x(x)$ donnée par :

$$H(x) = - \sum_k \log_2(p_x(x_k)) \quad (2.5)$$

L'entropie de x peut être calculée conditionnellement par rapport à une autre variable y , dans ce cas elle est notée $H(x/y)$ et appelée l'entropie conditionnelle, donnée par :

$$H(x/y) = -E[\log_2(p(x/y))] \quad (2.6)$$

Pour deux vecteurs aléatoires x et y , nous pouvons leur associer une quantité, appelée information mutuelle, qui présente une mesure de la quantité d'information sur y contenue dans x . Elle est définie par :

$$I(x, y) = H(x) - H(x/y) \quad (2.7)$$

En particulier, la notion d'information mutuelle s'avère utile lors de l'étude de système de communication MIMO muni de N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. L'équation décrivant le système est donnée par :

$$y = Hx + b \quad (2.8)$$

Où

- H de taille $(N_R \times N_E)$ est la matrice du canal.
- x, y et b représentent respectivement le vecteur signal émis vérifiant $E[x^H x] = P$ de taille $(N_E \times 1)$, le vecteur signal reçu de taille $(N_R \times 1)$, et le vecteur Bruit Additif Gaussien de taille $(N_R \times 1)$ dont les entrées sont de moyennes nulles et de variance $E[b^H b] = N I_{N_R}$.

Ainsi, l'information mutuelle est donnée par :

$$I(x, y/H) = \log_2 \left(\det \left(I_{N_R} + \frac{1}{N} H \right) E[xx^H] H^H \right) \quad (2.9)$$

D'après l'équation (2.9), nous remarquons que l'information mutuelle ne dépend que de l'allocation de puissance entre les antennes émettrices et de la nature du canal.

L'allocation de puissance optimale est différente selon que le canal est connu à l'émission ou pas. Telatar a montré que [13], dans le cas où l'émetteur dispose de toutes les informations nécessaires sur le canal, le water-filling constitue la solution optimale. Alors que lorsque l'émetteur ne dispose d'aucune information sur le canal, une répartition de puissance équitable permet de maximiser l'information mutuelle.

Nous présentons, dans ce qui suit, l'expression de la capacité pour les différents types de canaux suivant : déterministe, ergodique et non- ergodique.

2.6.2 Capacité déterministe

Dans le cas où le canal est Gaussien ayant une fonction de transfert constante, la capacité est le maximum de l'information mutuelle $I(x, y)$ entre l'entrée et la sortie du canal moyennée sur la distribution de x :

$$C = \max_{T_r(E\{xx^H\}) \leq P} \{I\} \quad (2.10)$$

2.6.3 Capacité ergodique (de Shannon)

Nous supposons que le temps de transmission est assez long pour qu'il révèle la propriété d'ergodicité des atténuations du canal. Dans ce cas, la capacité de Shannon existe et elle est donnée par :

$$C = E\{I\} \quad (2.11)$$

2.6.4 Capacité de coupure (complémentaire)

Contrairement au canal ergodique, les atténuations du canal dans le cas non- ergodique sont constantes durant la transmission de chaque trame, et elles changent d'une trame à l'autre.

La capacité de coupure (complémentaire), notée R , est une mesure de performance fournie par la théorie de l'information et s'avère être une mesure de performance plus précise que la capacité ergodique. Elle est définie par rapport à une certaine probabilité P^{out} , telle que : la probabilité que la moyenne de l'information mutuelle soit inférieure à R est égale à P^{out} .

$$P_{\text{out}} = P(I < R) \quad (2.12)$$

La probabilité complémentaire est souvent choisie égale à $P^{\text{out}} = 5\%$, la valeur de R vérifiant (2.12) est la capacité complémentaire.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a rappelé des notions de base sur les systèmes MIMO. On a présenté aussi les différentes diversités rencontrées dans ce type de systèmes MIMO. Puis, on a montré la nécessité de raffiner la modélisation de ces derniers dans le but d'une meilleure conception du système MIMO. Finalement, on a rappelé les principales notions de la théorie de l'information, en présentant la capacité comme outil de mesure de performance efficace dans le contexte des systèmes MIMO.

Chapitre3 Capacité du Canal MIMO

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va s'appuyer sur la théorie de l'information introduite par « Claude Shannon » en 1948 [14], dans le but de transmettre un maximum d'information pendant un temps donné.

La capacité de Shannon d'un canal de communication est le taux de transmission maximum atteignable par le canal pour laquelle la probabilité d'erreur arbitrairement petite peut être atteinte. La notion de capacité de canal sera définie dans le cas simple de BBAG puis généralisée au cas des canaux à évanouissement. Il n'existe pas une définition unique de la capacité pour ce dernier type de canaux.

Les applications utilisant la communication sans fil sont de plus en plus adoptées, il s'avère donc nécessaire de déterminer les limites de capacité d'un canal à évanouissement lorsqu'une information sur le canal est disponible à l'émetteur et au récepteur. Ces limites de capacité sont obtenues en adaptant la puissance et le débit à la variation du canal. Ainsi, la performance de la transmission peut être maximisée par une allocation optimale de la puissance et des bits en utilisant un algorithme baptisé « Water-filling ». Ce schéma de communication est bien connu pour les liaisons à support physique où la technique DMT « Direct Multi-Tone » est généralement utilisée; il est autant envisagé pour les communications des réseaux personnels sans fil et dans les contextes MIMO.

3.2 Capacité de canal à bruit gaussien

Le bruit blanc gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis, il modélise de manière la plus simple possible l'ensemble des bruits perturbant le signal, et qui proviennent de l'émission, de la transmission ou de la détection.

On considère le canal à bruit blanc additif gaussien BBAG comme le montre la figure 3.1 et décrit par la relation :

$$r(t) = h(t) * s(t) + b(t) \quad (3.1)$$

Sachant que :

$r(t)$ est le signal reçu, $s(t)$ est le signal transmis, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal, et $b(t)$ le bruit gaussien de moyenne nulle.

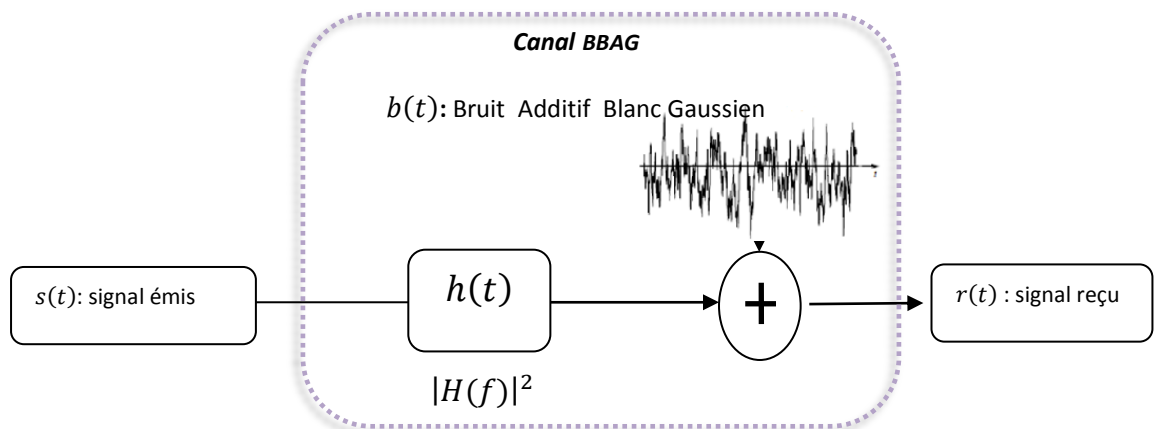


Figure 3. 1. Modèle du canal à Bruit Blanc Additif Gaussien.

La puissance totale est limitée par une contrainte de puissance moyenne suivante, sachant que $S(f)$ représente la densité spectrale de $s(t)$.

$$\int S(f)df \leq \bar{P} \quad (3.2)$$

\bar{P} : définit la puissance totale transmise.

Le rapport signal sur bruit instantané est donné par :

$$\text{SNR}(f_i) = \frac{S(f_i)|H(f_i)|^2}{N_0(f_i)} \quad (3.3)$$

Avec $\text{SNR}(f_i)$ représente le rapport signal sur bruit du i ème sous-canal, $S(f_i)$ est la densité spectrale de puissances du i ème sous-canal et $N_0(f_i)$ est la densité spectrale du bruit ajouté dans le i ème sous-canal.

On suppose qu'on est dans le cas d'un canal idéal de largeur de bande B limitée, la capacité du canal par bits et par dimension complexe est donnée par la formule de Shannon suivante :

$$C_{\text{BBAG}} = B \log_2[1 + \text{SNR}] = B \log_2 \left[1 + \frac{\bar{P}}{N_0 B} \right] \text{ bit/s} \quad (3.4)$$

Où N_0 est la densité spectrale du bruit. L'équation précédente est la formule connue de Shannon sur la capacité d'un canal à bruit blanc additif gaussien. Elle donnée en fonction de la largeur de bande et du rapport signal sur bruit.

3.3 Capacité de canal SISO sélectif en fréquence

La formule classique de la capacité de Shannon obtenue précédemment est vérifiée pour les canaux plats en fréquences. Cependant, dans le cas d'un canal d'évanouissement, la formule 3.3 ne peut être appliquée directement.

Il est bien évident que la modulation OFDM est utilisée pour lutter contre les canaux sélectifs en fréquence.

Soit le canal sélectif en fréquence à L trajets et à BBAG invariant dans le temps, donné par la relation suivante [15]:

$$r[m] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s[m-l] + n[m] \quad (3.5)$$

Avec la contrainte de puissance moyenne sur chaque symbole OFDM. Pour déterminer la capacité de transmission, on applique le principe de la modulation OFDM qui repose sur la division de la bande B en N sous-bandes d'une largeur Δf , où cette dernière est choisie suffisamment petite de telle sorte que le rapport $|\mathbf{H}(\mathbf{f})|^2/\mathbf{N}_0(\mathbf{f})$ soit approximativement constant dans chaque sous-bande (plat en fréquence). Considérant $\mathbf{H}(\mathbf{k})$, le gain fréquentiel du canal à la sous-bande \mathbf{k} ($0 \leq \mathbf{k} \leq \mathbf{N}$), et $\sigma_{\mathbf{n}}^2(\mathbf{k})$ la variance du bruit affectant chaque sous-canal (voir figure 3.2).

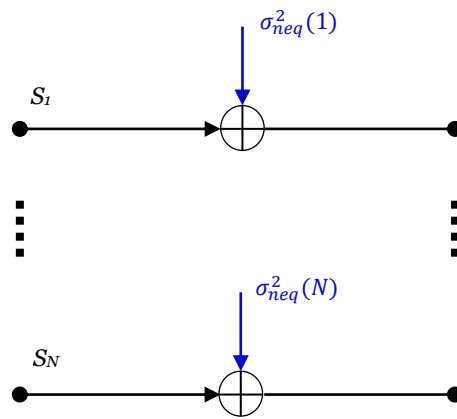


Figure 3. 2. Transmission sur les canaux à bruit blanc additif gaussien parallèles et indépendants.

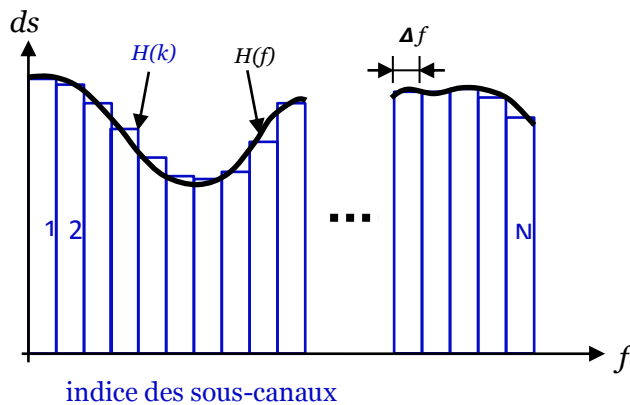


Figure 3. 3. La DSP du vrai canal et son approximation en sous-canaux.

Le canal, comme le montre la figure 3.2 ci-dessus, est donc équivalent à un ensemble de sous-canaux BBAG de gain unité affectés de bruits de variances :

$$\sigma_{\text{neq}}^2(k) = \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} \quad (3.6)$$

Ainsi, la capacité de chaque sous- canal, de largeur Δf , autour de la fréquence f_i est donnée par :

$$C(f_i) = \log_2 \left[1 + \frac{S(f_i)|H(f_i)|^2}{N_0(f_i)} \right] \quad (3.7)$$

En discret, la capacité du canal est donnée par la relation suivante :

$$C = \sum_{k=1}^N \Delta f C(f_k) \quad (3.8)$$

Avec Δf très faible, la capacité en continu sur la bande totale est exprimée par la relation suivante :

$$C = \int C(f)df = \int \log_2 \left[1 + \frac{S(f)|H(f)|^2}{N_0(f)} \right] df \quad (3.9)$$

On doit donc trouver la densité spectrale optimale $\mathbf{S}(f)$ afin de maximiser la capacité.

- Dans le cas où l'émetteur ne possède aucune information à priori sur le canal, la puissance est distribuée d'une manière uniforme sur la bande de fréquences B connaissant :

$$S(f) = \bar{P}/B \quad (3.10)$$

La formule de la capacité uniforme sera écrite comme suit :

$$C_{\text{uniforme}} = \int \log_2 \left[1 + \frac{\bar{P}|H(f)|^2}{BN_0(f)} \right] df \quad (3.11)$$

- Si l'information sur le canal est disponible à l'émetteur $\mathbf{H}(\mathbf{f})$, on peut adapter la puissance du signal à transmettre aux variations du canal afin de maximiser la capacité. Ceci est réalisé en utilisant un algorithme nommé « Water-filling ».

3.3.1 L'algorithme d'optimisation « Water-Filling »

Il été montré que la densité spectrale optimale $\mathbf{S}(\mathbf{f})$ maximisant la capacité, peut être obtenue à l'aide de l'algorithme « water-filling » [16]. Le débit de transmission peut être adaptative et variant avec les variations du canal. La technique AMC « Adaptive Modulation and Coding » définit un exemple particulier de l'adaptation dans le domaine temporel. Cette dernière a été adoptée pour les systèmes de données par paquets, citant par exemple : EDGE, CDMA2000, 1x EV-DO et WiMAX. Elle permet l'adaptation du taux de codage et des modulations numériques utilisées en fonction de la qualité du signal et de manière opportuniste afin d'augmenter le débit du système. Dans le domaine fréquentiel et singulièrement avec les systèmes OFDM, l'AMC peut-être usée grâce à l'algorithme du « water-filling » [17].

Cet algorithme est réalisé seulement si l'émetteur possède des informations concernant le canal de transmission. Autrement dit, il faut connaître le SNR de chaque sous-bande. La méthode consiste à allouer plus au moins de bits et de puissances à certaines sous-bandes avec un rapport signal sur bruit plus grand ou plus petit, dans cet ordre, de manière à maximiser la capacité pour certains taux d'erreurs binaires.

Considérons, dans un premier temps, la capacité de chaque sous-bande donnée par la formule suivante :

$$C_k = \log_2 \left[1 + \frac{P_k |H(k)|^2}{\sigma_n^2(k)} \right] \quad (3.12)$$

Où

- P_k représente la puissance allouée à k-ème sous-bande.

Donc, il faut trouver la puissance P_k à allouer à chaque sous-bande, afin de dénouer l'optimisation suivante :

$$C = \max_{P_1, \dots, P_{N_u}} \sum_{k=1}^{N_u} \log_2 \left[1 + \frac{P_k |H(k)|^2}{\sigma_n^2(k)} \right] \text{ bit/OFDM symbole} \quad (3.13)$$

Avec une contrainte :

$$\sum_{k=1}^{N_u} P_k = \bar{P} \quad (3.14)$$

Sachant que $N_u (N_u \leq N)$ est le nombre de canaux utilisés. En utilisant la méthode des multiplicateurs de Lagrange avec contraintes, on obtient la solution suivante :

$$P_k^* = \left[\lambda - \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} \right]_+ = \begin{cases} \lambda - \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} & , \text{ si } \left(\lambda - \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} \right) \geq 0 \\ 0 & \text{ ailleurs} \end{cases} \quad (3.15)$$

Le paramètre λ définit le seuil qui permet de choisir les sous-canaux en respectant la contrainte (3.14). La figure 3.3 illustre le principe de la technique « water-filling ».

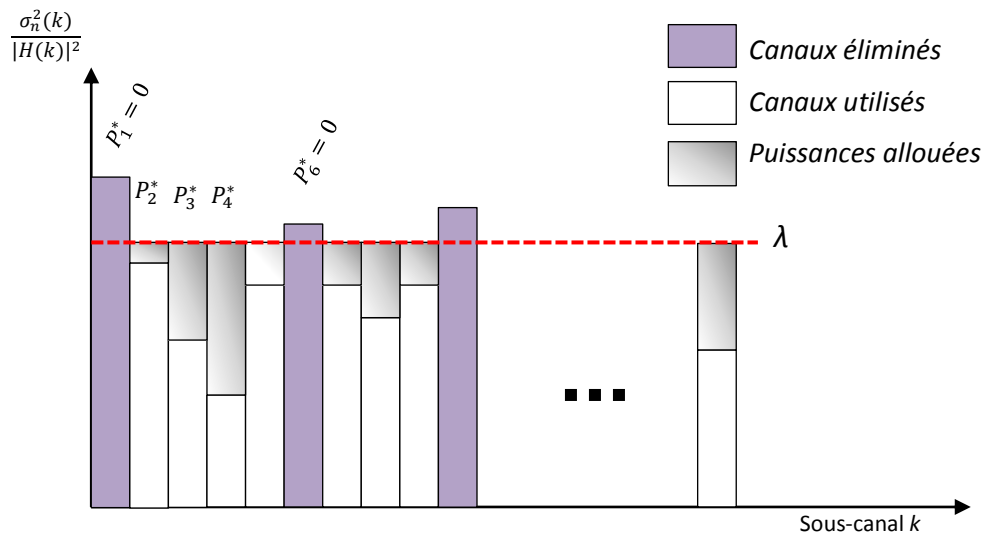


Figure 3. 4. L'allocation optimale de la puissance avec l'algorithme "water-filling".

La puissance nulle est allouée aux canaux pour lesquelles ($\lambda < \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2}$), donc ils sont éliminés. Le patronyme « water-filling » vient par analogie au remplissage d'eau. La puissance à allouer est interprétée comme quantité d'eau qu'on va verser et redistribuer sur plusieurs réservoirs (les canaux) jusqu'à atteindre le niveau λ . Tout réservoir dépasse ce niveau dès le départ, n'est pas utilisé pour le remplissage (mauvais canaux). A l'exception des canaux éliminés, la solution doit vérifier la relation suivante :

$$P_k + \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} = \text{cte} = \lambda \quad (3.16)$$

Ainsi, l'algorithme attribut une puissance de transmission plus grande aux canaux avec un SNR élevé et une puissance nulle aux mauvais canaux avec un SNR très faible.

3.4 Capacité d'un canal MIMO

On a mentionné dans le chapitre précédent, que les systèmes MIMO peuvent être utilisés dans une large gamme d'applications sans fil surtout en haut débit. On désire décrire dans cette partie la capacité des systèmes MIMO qui représente le débit maximum de transmission joignable tel que la probabilité d'erreur soit faible. La capacité d'un canal MIMO est déterministe, H est constante avec le temps. On va considérer le cas où l'information sur le canal CSI « Channel State Information » est connue à l'émetteur et au récepteur [13].

On suppose à présent qu'on a une parfaite connaissance du canal. Le canal \mathbf{H} est connu à chaque instant à l'émetteur et au récepteur. La capacité du canal MIMO dépend de la façon dont la puissance est distribuée par l'émetteur. C'est un problème d'optimisation sous contrainte de la puissance totale transmise (la somme des puissances allouées à chaque antenne).

Pour déterminer la capacité optimale du canal MIMO lorsque le canal \mathbf{H} est connu à l'émetteur, on utilise l'algorithme du « water-filling ». On rappelle que le principe de cet algorithme est d'allouer plus (ou moins) de puissance aux meilleurs (ou mauvais) de façon à maximiser la capacité. Pour cela il faut commencer d'abord par une décomposition SVD de la matrice \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (3.17)$$

Où

- $U \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ et $V \in \mathbb{C}^{N_E \times N_E}$ sont des matrices unitaires.
- $\Sigma \in \mathbb{C}^{N_R \times N_E}$ représente une matrice rectangulaire (les éléments de la diagonale sont des nombres réels non négatifs et les autres éléments sont nuls).

Si le canal est connu à l'émetteur et au récepteur, le schéma de la figure 3.4 peut être réalisé.

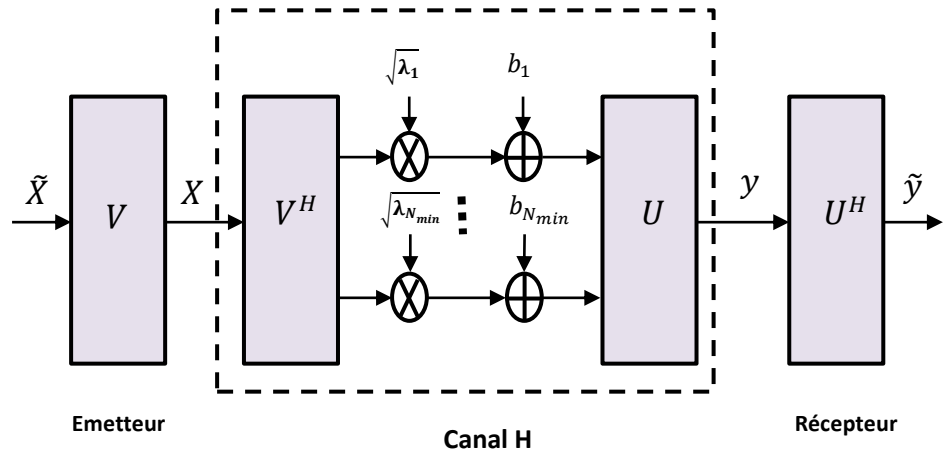


Figure 3. 5. Décomposition de H lorsque le canal est connu à l'émetteur et au récepteur.

En utilisant les résultats de la décomposition de l'équation précédente. A l'émission le signal est multiplié par la matrice V et à la réception, le vecteur y du signal reçu est multiplié par la matrice U^H . Ainsi on peut écrire le signal reçu sous la forme suivante :

$$\tilde{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_E}} U^H \underbrace{U \Sigma V^H}_H V \tilde{X} + \tilde{b} = \sqrt{\frac{E_x}{N_E}} \Sigma \tilde{X} + \tilde{b} \quad (3.18)$$

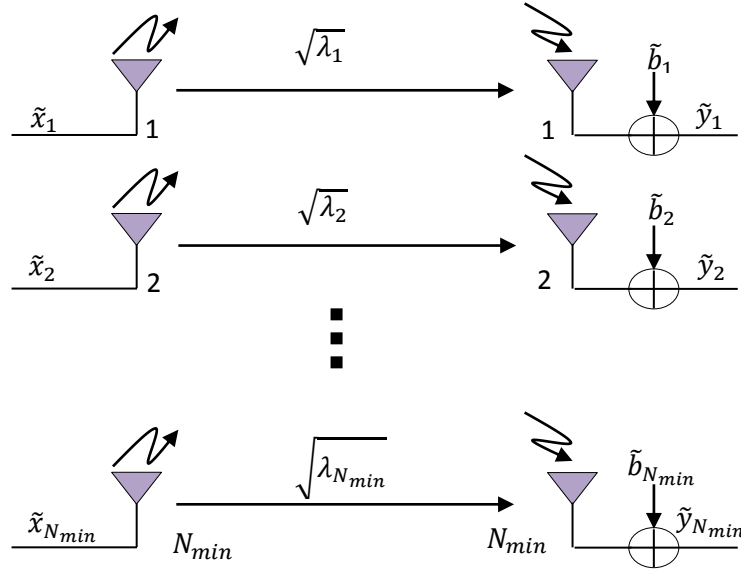


Figure 3. 6. Décomposition du canal MIMO en plusieurs canaux parallèles.

Ainsi le canal MIMO est partagé en N_{min} canaux SISO parallèles comme le montre la figure 3.5 ci-dessus, dont la capacité de chaque canal SISO de ces derniers est donnée par :

$$C_i = \log_2 \left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_E N_0} \lambda_i \right), \quad i = 1, 2, \dots, N_{min} \quad (3.19)$$

Où $\gamma_i = E\{|x_i|^2\}$ définit la puissance transmise sur le i ème canal en vérifiant la condition :

$$\sum_{i=1}^{N_{min}} \gamma_i = N_E \quad (3.20)$$

En conséquence, la capacité du canal MIMO devient la somme des capacités parallèles C_i des canaux SISO.

$$C = \sum_{i=1}^{N_{min}} \log_2 \left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_E N_0} \lambda_i \right) \quad (3.21)$$

On remarque que la capacité du canal MIMO dépend du minimum entre le nombre d'antennes à l'émission et à la réception. On doit maintenant trouver les puissances optimales γ_i^{opt} à allouer dans le but de maximiser la capacité sous la contrainte de l'équation (3.20).

$$\gamma_i^{\text{opt}} = \left(\mu - \frac{N_0 N_E}{E_x \lambda_i} \right)_+ \quad (3.22)$$

Avec

- μ est un seuil qui permet de choisir les sous-canaux.

Les canaux avec un SNR qui dépasse ce seuil, ne seront pas utilisés et aucune puissance ne leur sera allouée. La figure 3.6 illustre le principe du water-filling dans le cas MIMO.

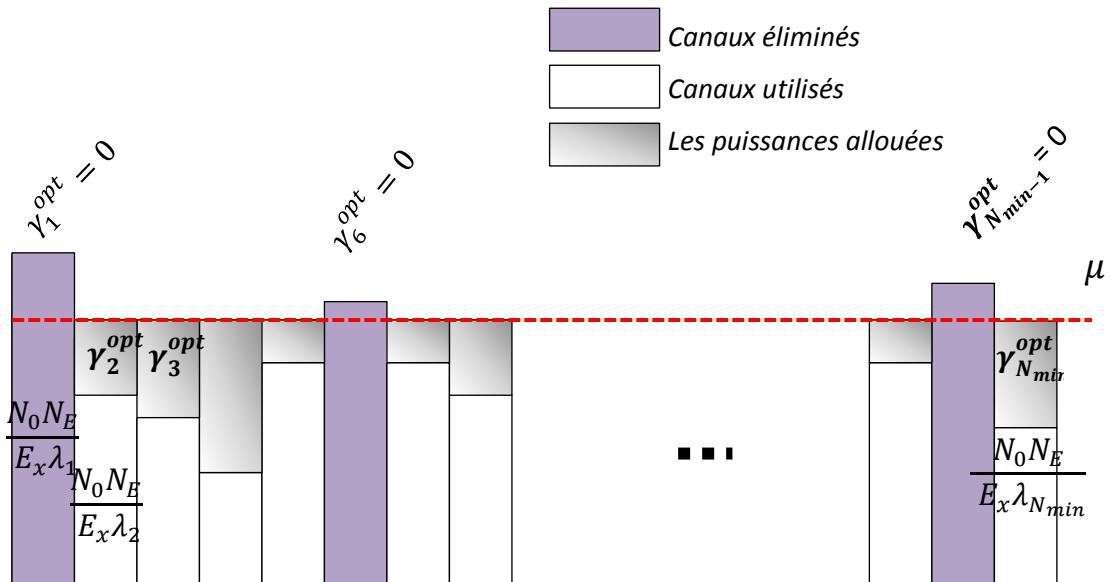


Figure 3. 7. Allocation optimale de puissance pour un canal MIMO utilisant l'algorithme " Water-Filling".

Conclusion

Au début du chapitre, on a présenté des notions sur la théorie de l'information. Notamment, la technique d'allocation optimale de ressources connue sous le patronyme de « water-filling ». Cette technique s'appuie principalement sur le calcul de la capacité du canal lors de connaissance de ce dernier. Ainsi, plusieurs équations mathématiques ont été étalées tout le long de ce chapitre permettant, notamment, d'expliquer le fonctionnement de cette technique appliquée dans un système SISO et MIMO.

Chapitre4 Simulations et Résultats

4.1 Introduction

Les travaux pratiques, réalisés avec du matériels électronique, sont habituellement onéreux, surtout s'il s'agit de mettre en œuvre de nouvelles techniques de transmission numérique. Avec le développement des logiciels de simulation. Cette dernière devient une étape très importante dans l'étude et la mise en œuvre des systèmes réalistes de transmission. En effet, elle permet d'une part de valider les études théoriques et d'autre part d'optimiser les systèmes d'informations utiles du point de vue capacité ou efficacité spectrale par l'analyse de l'influence des divers paramètres sur les performances.

Ces simulations ont été réalisées sous l'environnement « MATLAB » version 7.9.0 (R2009b), sur une machine dotée d'un processeur Intel I7 2.5 GHz.

Ce chapitre est scindé en deux grandes sections. La simulation sera consacré, dans la première section, à dévoiler l'utilité d'utiliser l'une des techniques d'allocation optimale de puissance OPSA sur un système à une seule antenne à l'émission et à la réception (SISO), il s'agit de la technique « Water-Filling ». Pour cela on doit illustrer les performances en mettant en évidence la capacité du canal.

La deuxième section dans ce chapitre permet d'évaluer, également, les performances de la technique précédente, mais cette fois-ci, sur un système multi-antennaire dit MIMO.

Le principal objectif de notre étude est de valider la technique « water-filling » par simulations. Ensuite, l'étude des performances de cette technique est réalisée en troquant plusieurs paramètres.

On doit connaitre les définitions suivantes avant de survenir à la simulation :

- Le débit binaire [D] :

Se détermine comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

Le "débit binaire" $D = 1/T$ s'expose en « Bits par seconde ».

Pour un alphabet M-aires, on obtiendra la relation radicale : $T = nT_b$, soit $D = nR$. avec R représente la rapidité de modulation

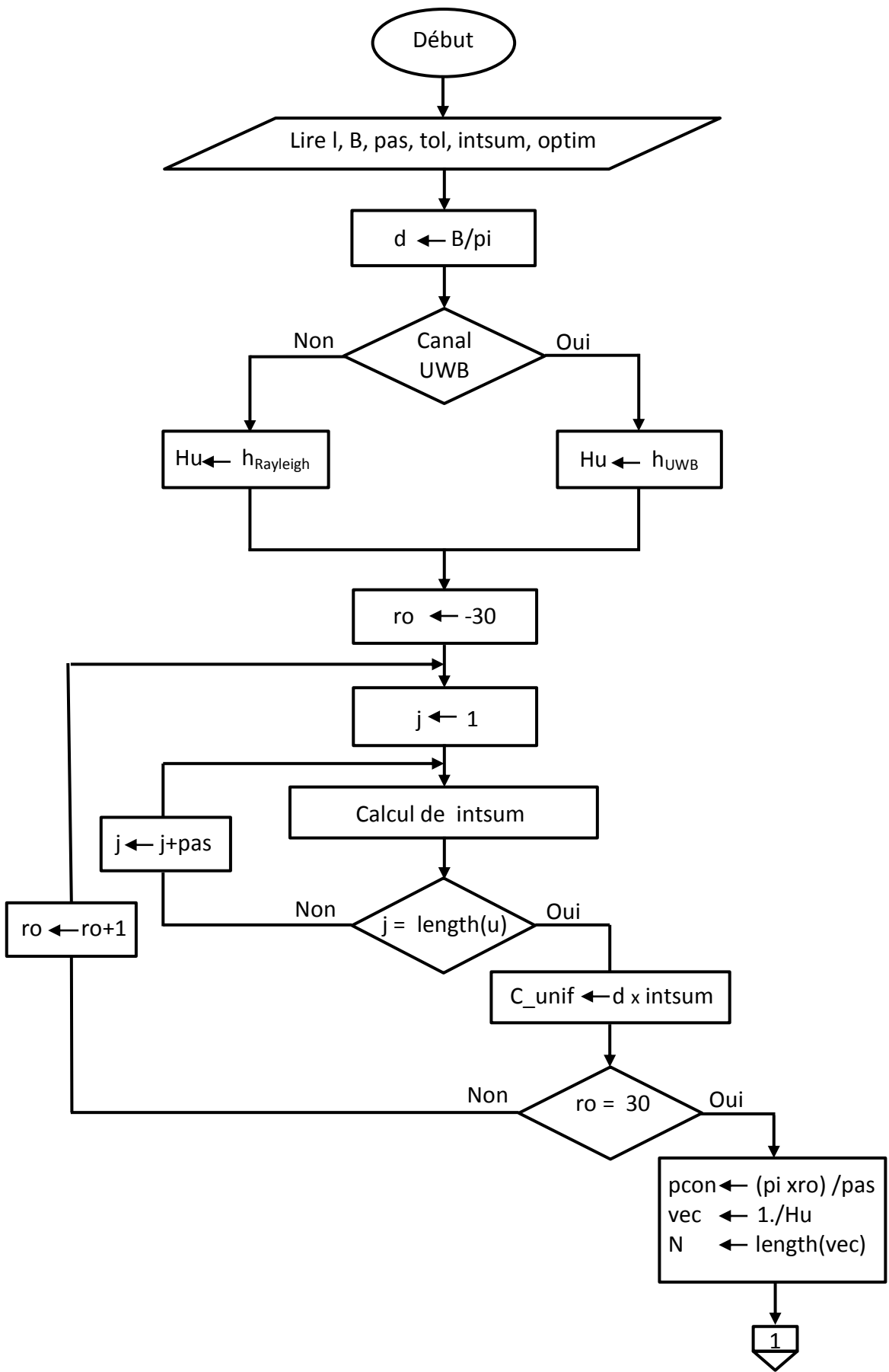
- Bande de Cohérence [B_c]:

Correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal fortement corrélées subissent des atténuations semblables.

- Temps de cohérence [T_c]:

Le temps de cohérence est défini comme le temps où le canal peut être considéré comme constant.

Les deux organigrammes des simulations, ainsi réalisées sont illustrés par la figure 4.1 et 4.2.



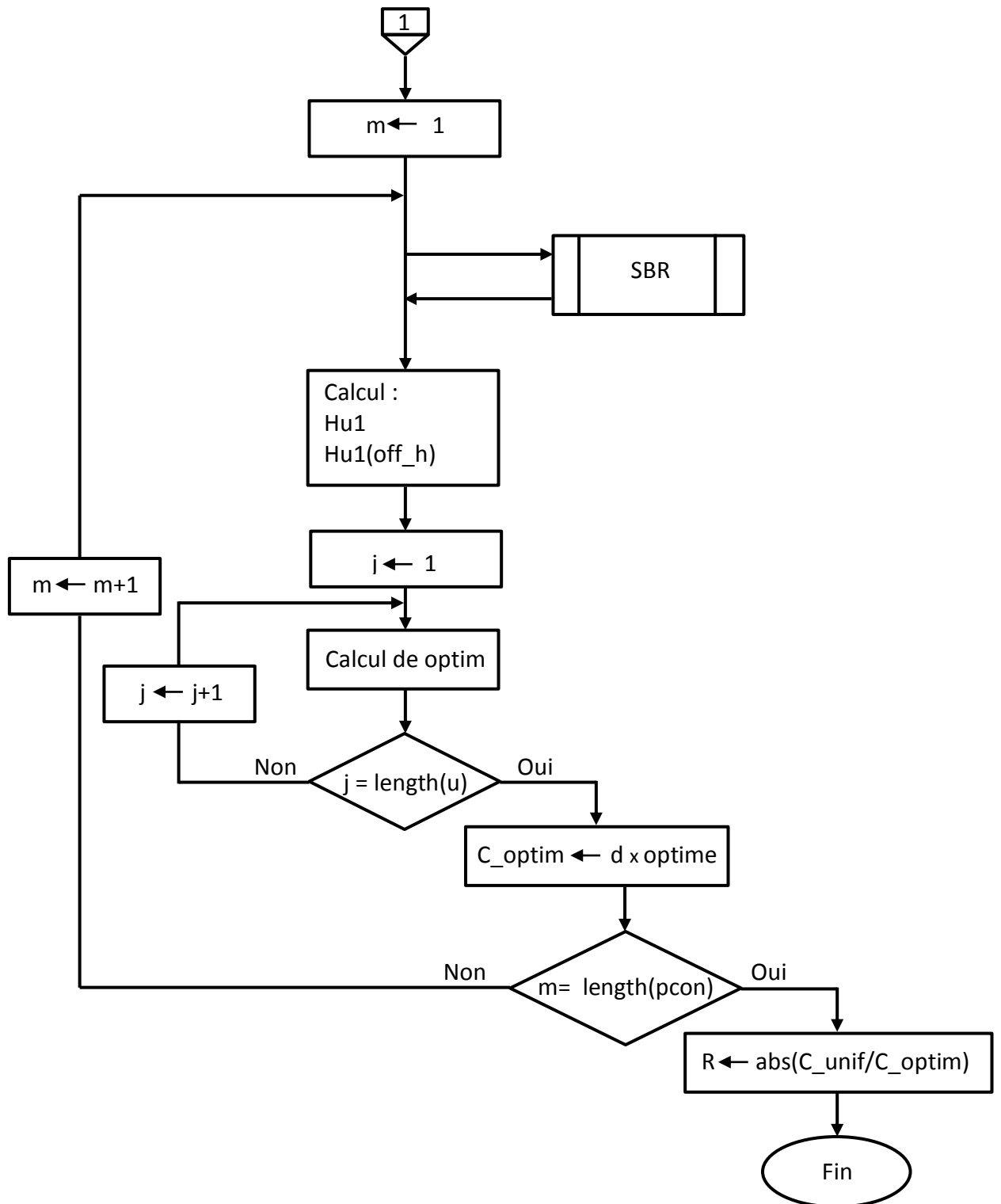


Figure 4. 1. Schéma d'organigramme du programme principal.

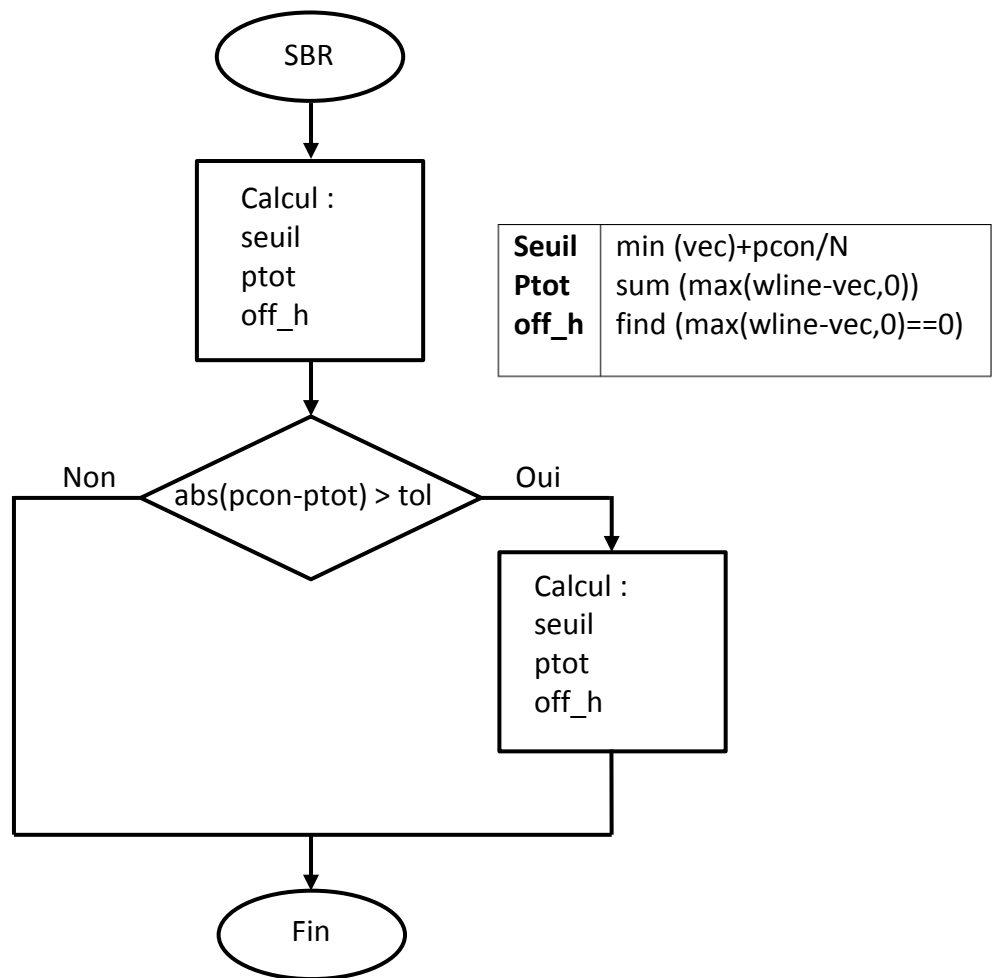


Figure 4. 2. Schéma d'organigramme de l'algorithme "Water-Filling".

▪ Les conditions de simulations

| | |
|-------------------|--|
| I | est le nombre de trajets |
| K | constante égal à 4 |
| r | $r = 0.95$ |
| pas | 0.01 |
| U | $1 : \text{pas} : \pi$ |
| tol | $1 \text{ e } -5$ |
| B | bande passante en Hz |
| Intsum | 0 |
| Optim | 0 |
| Intsum | $\text{intsum} + \text{pas} \times \log(1 + r_o \times H_u(j))$ |
| Optim | $\text{optim} + \text{pas} \times \log(\text{seuil}(k) \cdot (H_u1(j)))$ |
| Hu1 | H_u |
| Hu1(off_h) | $1 / \text{seuil}(k)$ |

4.2 Performances de la technique « Water-Filling » dans un système SISO

On s'intéresse pendant cette étude, au cas de réseau sans fil avec un système à une seule antenne à l'émission et une à la réception dit SISO. On a choisi deux types de canaux connus dans les transmissions numériques. Il s'agit d'un canal à large bande UWB et un canal de Rayleigh qui peut être représenté par un canal composé d'un grand nombre de canaux indépendants, de temps de propagation quasiment identiques et de l'addition d'un bruit additif blanc gaussien.

4.2.1 Les résultats sous l'environnement Rayleigh sélectif en fréquence

a) Le canal de transmission

Pour bien montrer l'influence de la technique d'optimisation utilisée, on doit tout d'abord, présenter le comportement de ce type de canaux de transmissions (voir la figure 4.3).

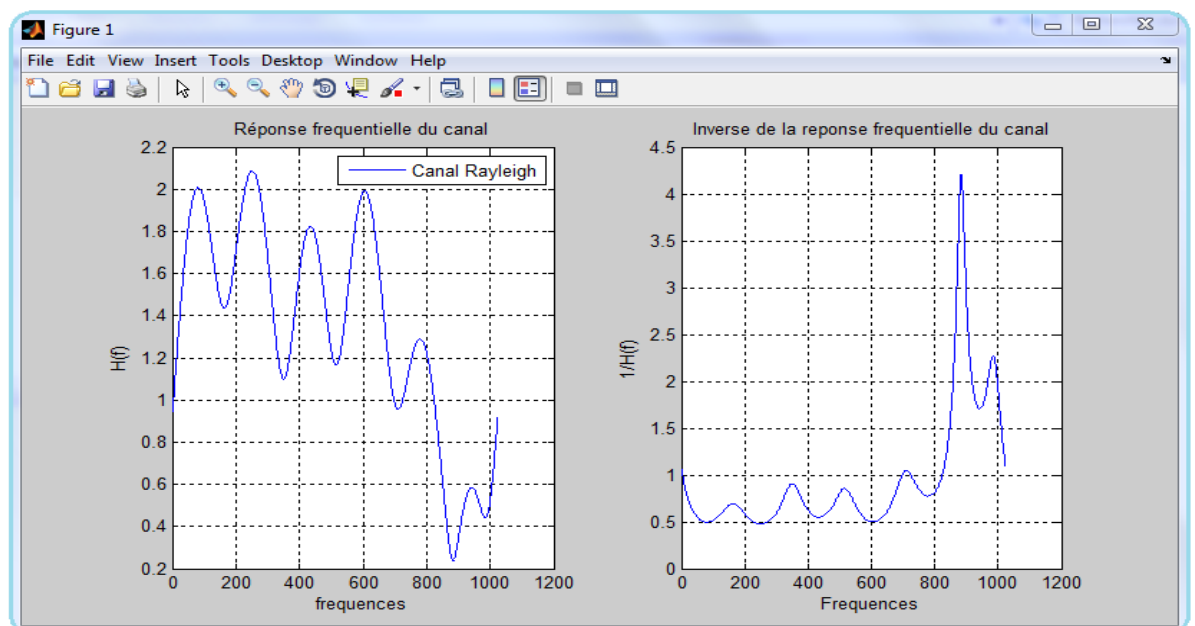


Figure 4. 3. La réponse fréquentielle d'un canal Rayleigh.

A partir de la figure 4.3, on peut voir les variations du canal en fonction des fréquences, ce qui permet d'en déduire une sélectivité en fréquence.

b) Comparaison entre les différentes capacités avec ou sans connaissance du canal

Dans cette étape, on présente l'influence de l'algorithme « water-filling » sur l'amélioration de la capacité d'un canal Rayleigh. Les résultats sont dévoilés sur la figure 4.4 :

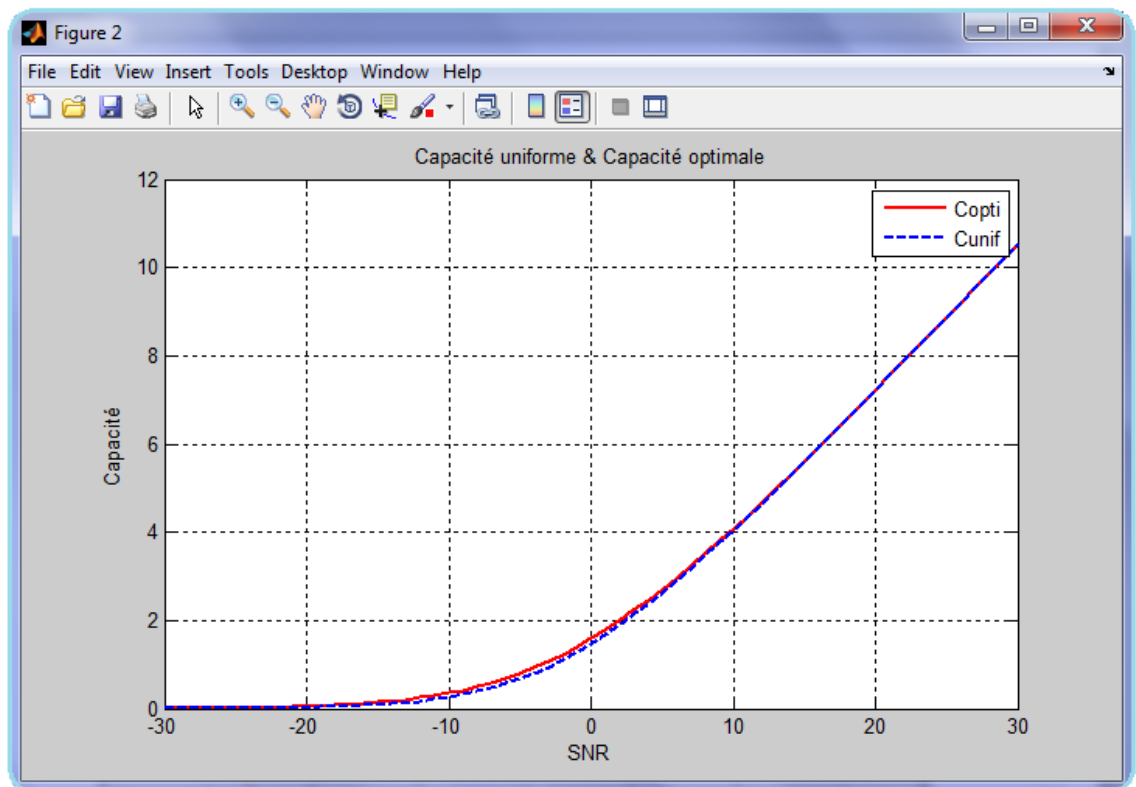


Figure 4. 4. Les capacités du canal en fonction du SNR.

La figure ci-dessus illustre une comparaison entre la capacité uniforme avec une distribution uniforme de puissance et une capacité optimale avec une distribution optimale de puissance allouée à l'aide de la technique « water-filling » en fonction du SNR. On constate que pour un SNR élevé (≥ 10 dB) il n'y a pas une différence entre les deux capacités. Autrement dit, la connaissance du canal n'apporte aucune amélioration par rapport à la capacité du canal.

Afin de mieux discerner l'amélioration apportée par l'algorithme d'optimisation de la capacité du canal, on s'est proposé d'exposer la figure 4.5 qui représente le rapport de la capacité uniforme et la capacité optimale en fonction du SNR.

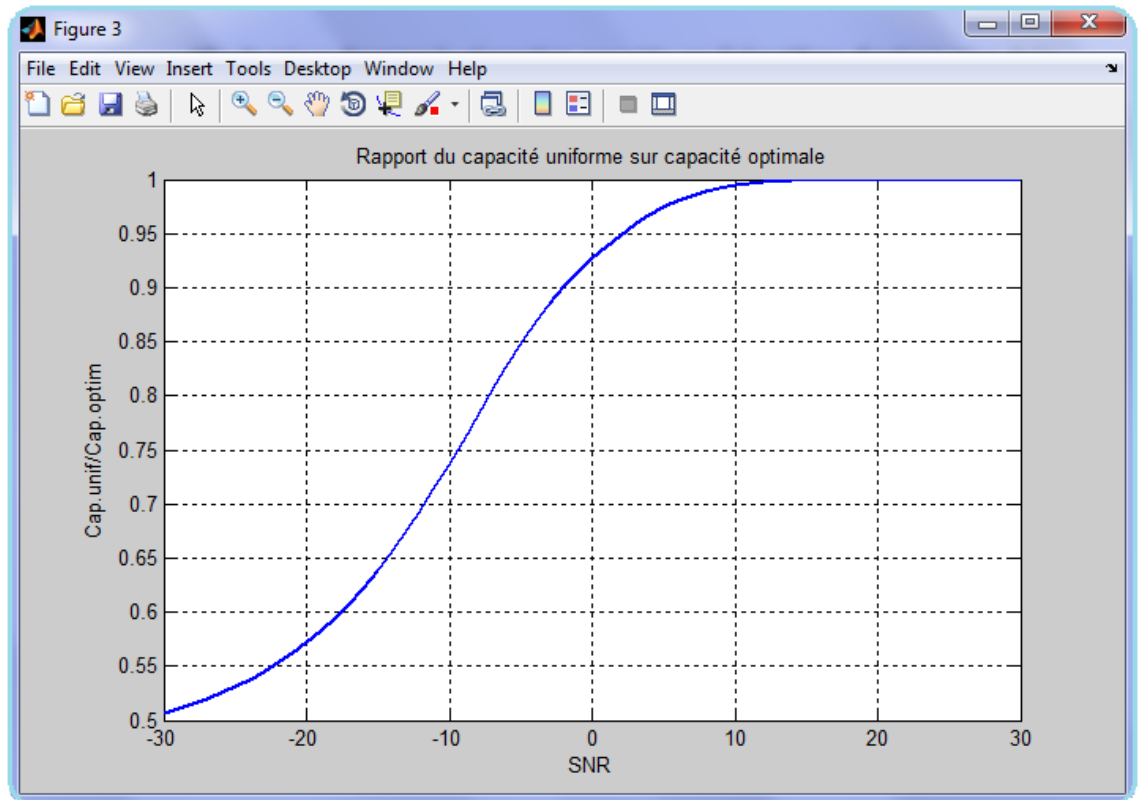


Figure 4. 5. Le rapport de capacité uniforme et capacité optimale.

On peut remarquer aisément, que pour les faibles valeurs de SNR, l'utilisation de la technique « water-filling » a permis d'augmenter deux fois plus la capacité du canal comparée à la capacité uniforme. Cet effet commence à disparaître de manière progressive tout en se déplaçant vers les grandes valeurs du rapport signal sur bruit.

4.2.2 Les résultats sous l'environnement UWB en Indoor

Dans cette section, on étudiera les résultats de capacité pour différentes configurations du système UWB en Indoor. Dont le modèle adopté par notre simulation est décrit par l'équation suivante :

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L a_l X(t - \tau_l) + N(t) \quad (4.1)$$

Avec

- $Y(t)$ représente le signal reçus.
- a_l l'évanouissement du lième trajet.
- $X(t)$ est le signal UWB transmis.
- L définit le nombre de trajets.
- τ_l le retard du lième trajet.
- $N(t)$ le bruit blanc additif Gaussien.

On tient compte des hypothèses suivantes:

$$a_l = v_l \xi_l \quad \text{et} \quad \tau_l = (l - 1)\tau \quad (4.2)$$

Sachant

$$\xi_l = |a_l| \quad (4.3)$$

$$v_l = \text{sing}(a_l)$$

La formule statistique de ξ_l peut être décrite, à l'aide de la distribution Nakagami, par la fonction PDF (Power Density Function) suivante :

$$P(\xi_l) = \begin{cases} 2 \left(\frac{k}{2\Omega_l} \right)^{\frac{k}{2}} \frac{1}{\Gamma(\frac{k}{2})} x^{k-1} e^{-\frac{kx^2}{2\Omega_l}}, & \text{si } x \geq 0, k \geq 1 \\ 0, & \text{si } < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Il est important à noter que $H(f)$ qui définit la réponse fréquentielle du canal s'exprime sous la forme suivante :

$$H(f) = \sum_{l=1}^L a_l e^{-j2\pi f(l-1)\tau} \quad (4.5)$$

a) L'effet du nombre de trajets

- La réponse fréquentielle du canal UWB Indoor

On présentera en premier lieu l'effet du nombre de trajets L sur la capacité du canal, en mettant en évidence une comparaison entre la capacité uniforme et la capacité optimale pour $L=5$, $L=10$, $L=20$, $L=30$, $L=40$ et $L=50$ tout en assurant un nombre 315 de sous-bandes . Mais avant de faire cette comparaison, on doit montrer l'effet du nombre de trajets, à travers la figure 4.6, sur le comportement du canal UWB.

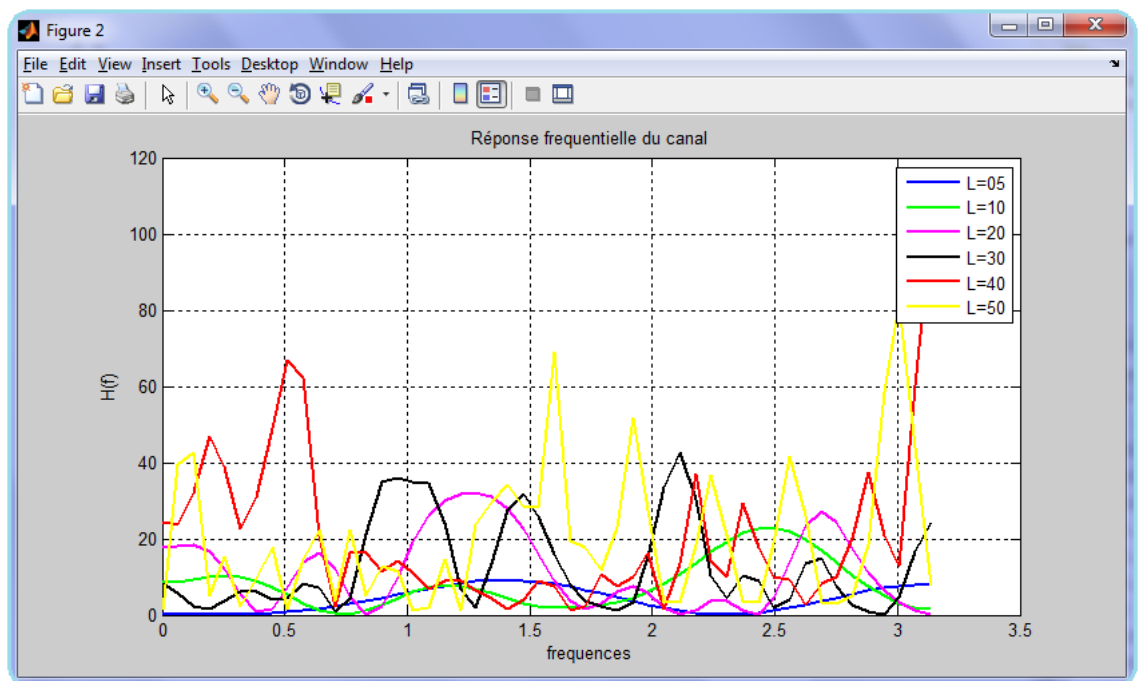


Figure 4. 6. L'effet du nombre de trajets sur le canal UWB.

On peut facilement remarquer que, plus le nombre de trajets augmente plus la sélectivité de notre canal est importante. À titre indicatif, $[L=50]$ définit un canal fortement sélectif en fréquence comparé à $L=5, 10, 20, 30, 40$.

- **Comparaison entre les différentes capacités avec et sans connaissance du canal UWB**

Pour cette étape, on va simuler notre technique « water-filling » dans un canal à large bande Indoor pour différents nombres de trajets afin de déterminer l'amélioration apportée sur la capacité du canal, et on va comparer ces résultats avec les résultats obtenus par une distribution uniforme de la puissance. Le résultat de cette comparaison est donné par la figure 4.7.

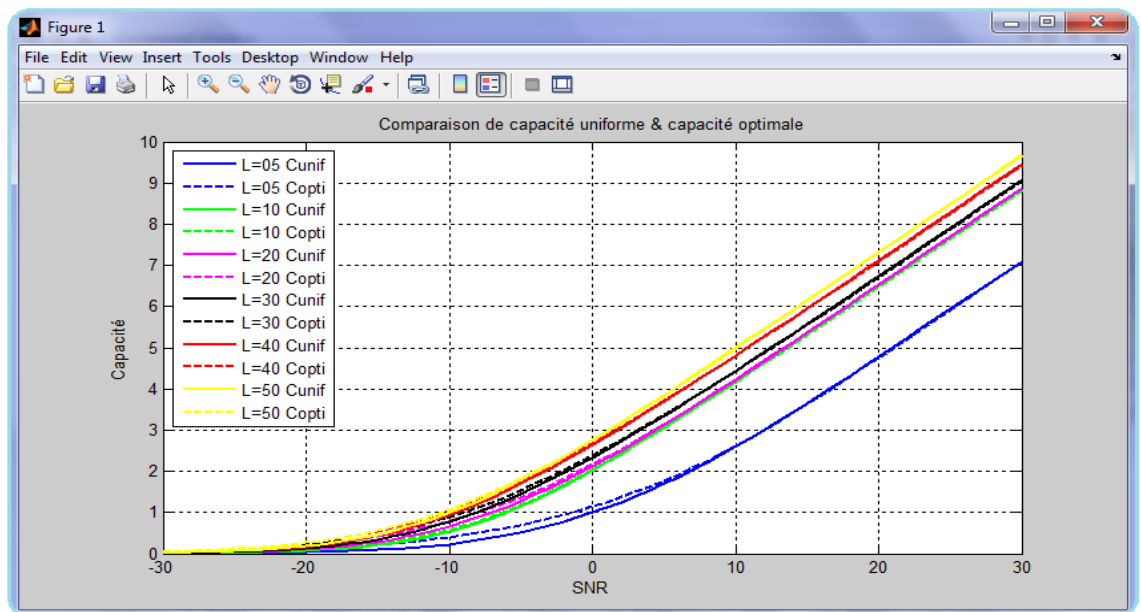


Figure 4. 7. Etude de la capacité du canal selon le nombre de trajets.

Depuis ce résultat, on voit bien que la capacité obtenue par une allocation optimale de puissance est plus performante par rapport à celle obtenue par une simple allocation uniforme de puissance pour les différents nombres de trajets, et cela est valable pour les faibles valeurs du signal sur bruit (SNR).

Pour une meilleure observation de l'influence amenée par le nombre de trajets sur la capacité du canal UWB, on s'appuie sur le résultat illustré dans la figure 4.8 qui définit le rapport des deux capacités calculées précédemment pour plusieurs valeurs de L.

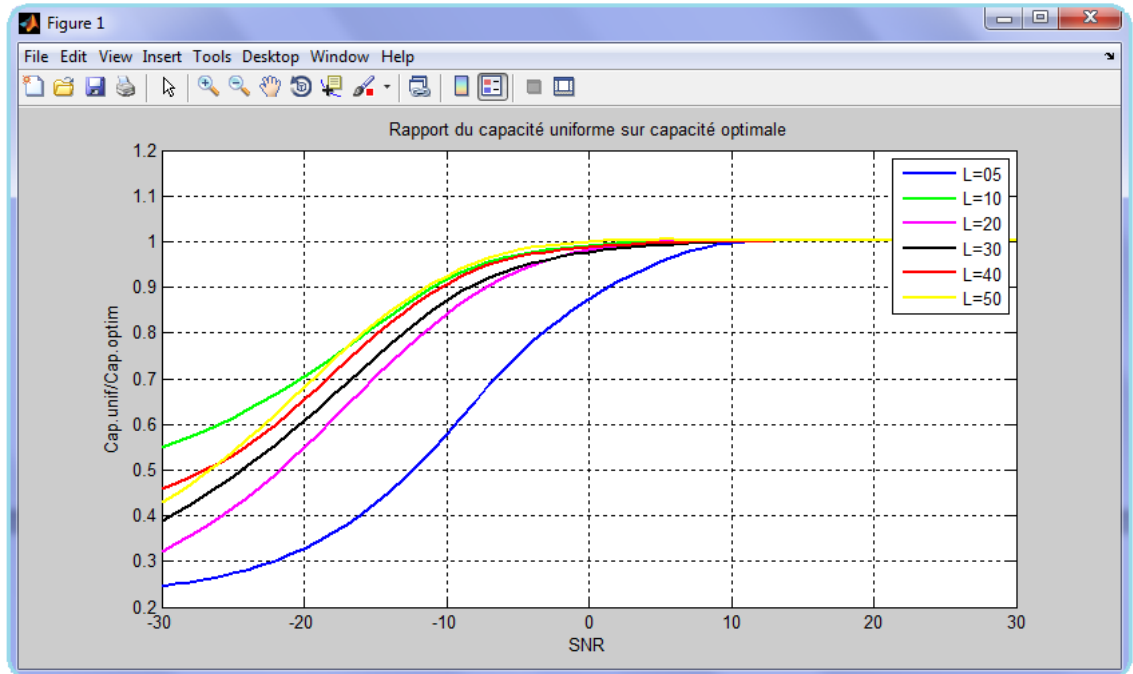


Figure 4. 8. L'effet du nombre de trajets sur la capacité du canal UWB.

On perçoit à partir du résultat obtenu dans la figure précédente, une dégradation continue de la capacité optimale (pour les petites valeurs de SNR), c'est-à-dire, plus le nombre de trajets devient important plus le rapport des deux capacités raidit vers 1. Autrement dit, la capacité optimale et celle obtenue par une contribution uniforme de puissance se rapprochent.

b) L'effet du nombre de sous-bandes

On désire voir, dans cette étape, l'influence du nombre de sous-bandes apportée au calcul de la capacité du canal ultra large bande. Pour cela on a réalisé l'algorithme d'optimisation d'allocation de puissance « water-filling » pour différents nombres de sous-bandes (SB) avec: SB= 50, 200, 315 et 400 sous-bandes avec un nombre de trajets bien défini (L=50 trajets).

- **La fonction du transfert du canal UWB Indoor**

La figure 4.9, ci-dessous, montre la répartition du spectre de puissance de notre canal.

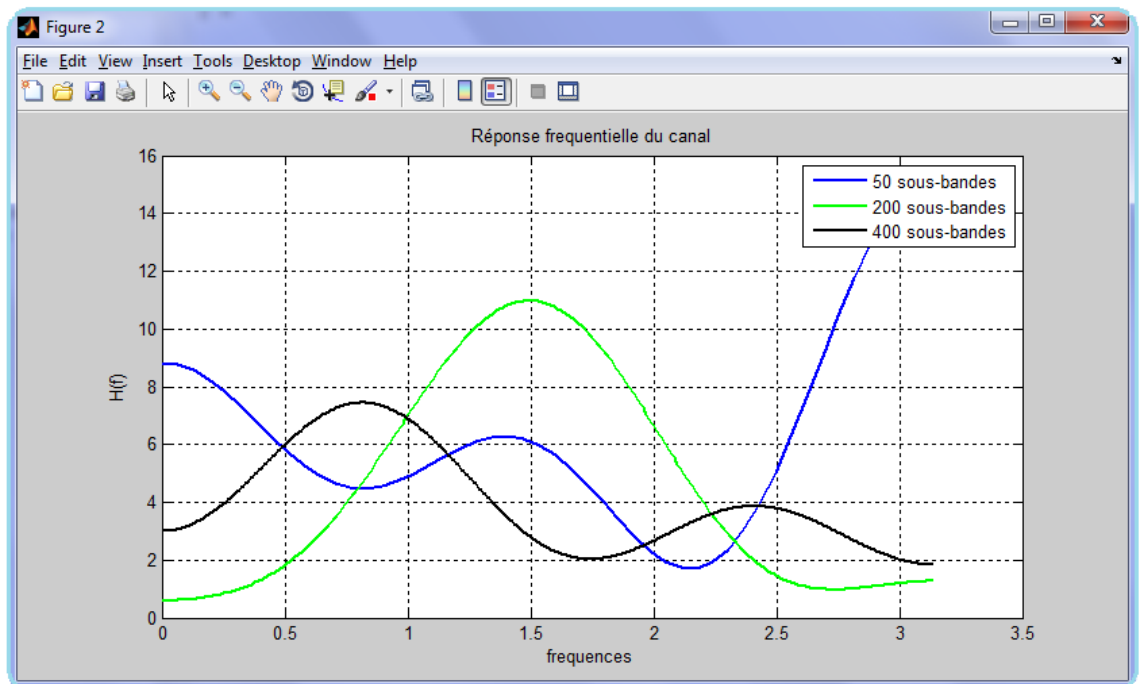


Figure 4. 9. Le gain fréquentiel du canal UWB.

Ainsi, le résultat permet de discuter la sélectivité en fréquence de notre canal ultra large bande. La question qui se pose, à ce niveau est: « Pourquoi cette division en sous-bandes? ». Cette division permet, notamment, de représenter le vrai canal de transmission (de largeur B) par une succession de sous-canaux (de largeur Δf très petite). Par conséquent, la capacité du canal sera définie à partir des capacités unitaires de chaque sous-bande. Egalement, la figure 4.10 qui suit, illustre l'amélioration obtenue par la variation du nombre de sous-canaux.

- **Comparaison entre les capacités avec différents nombres de sous-bandes du canal UWB**

Les modifications de la capacité uniforme ainsi que celle obtenue par la technique d'optimisation de puissance causées par l'augmentation du nombre de sous-canaux. Sont illustrées dans la figure suivante :

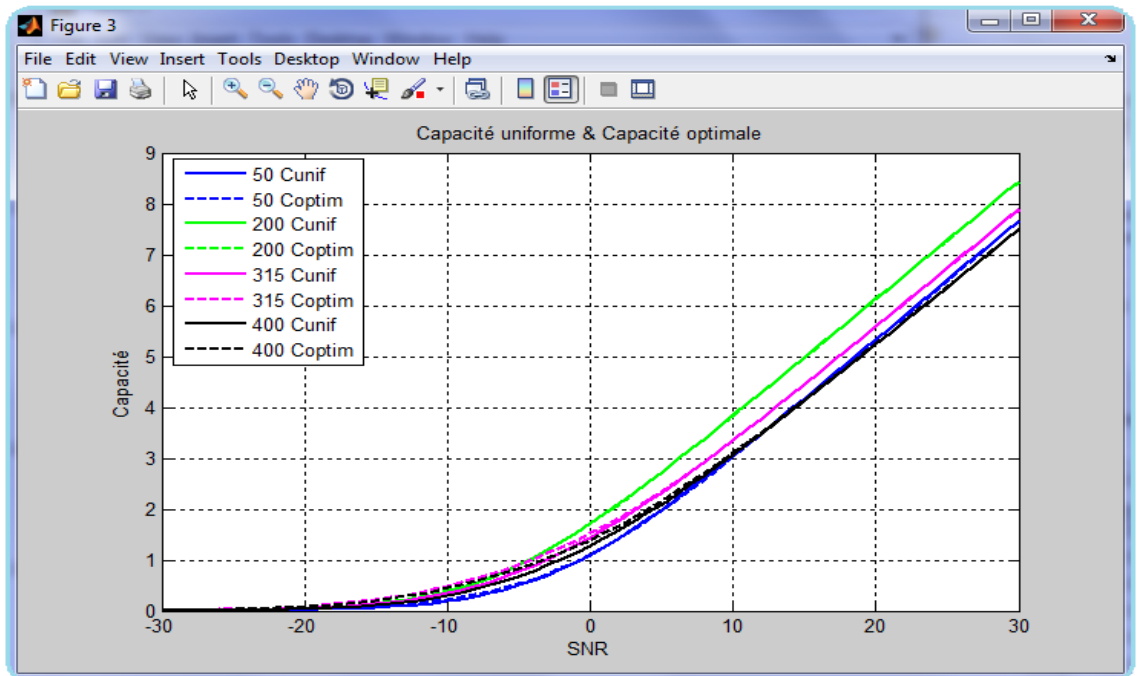


Figure 4. 10. L'effet du nombre de sous-canaux sur la capacité du canal.

D'après le résultat de la figure précédente, on remarque une amélioration de la capacité du canal à chaque fois que le nombre de sous-bandes augmente. Si on prend un seuil de 20 dB du signal sur bruit (SNR), on obtient un gain de capacité presque 1 bps/Hz. Ce qui confirme les résultats théoriques dans le chapitre précédent.

La figure 4.11 témoigne les résultats antécédents, c'est-à-dire, plus on augmente le nombre de sous-canaux plus on aura une meilleure approximation du vrai canal. Ainsi l'effet d'optimisation de la capacité tend à être plus visible que possible.

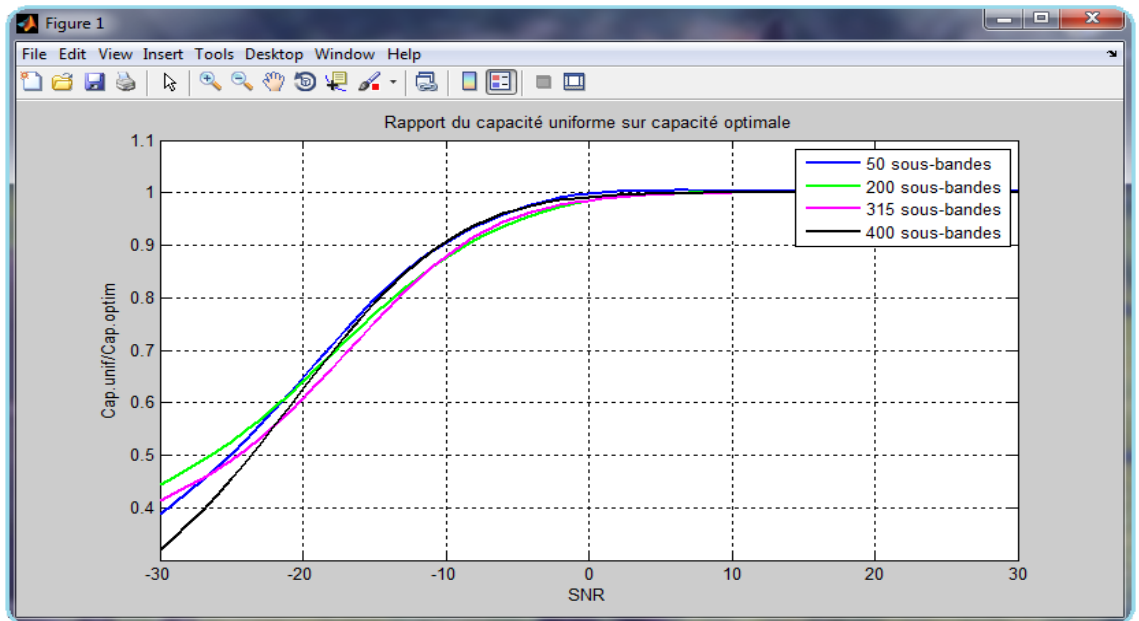


Figure 4. 11. L'effet du nombre de sous-canaux.

D'après les résultats de cette section, on trouve qu'avec un système SISO à une seule antenne à l'émission et à la réception, les performances portées par la technique d'allocation optimale du débit et de puissance s'approchent des résultats théoriques. Notamment, l'augmentation du nombre de trajets provoque une forte sélectivité du canal en fréquence et par conséquent, une réduction de l'impact de cette optimisation. Par contre, l'augmentation du nombre de sous-canaux agit sur la capacité du canal, de sorte qu'on peut obtenir une amélioration considérable à chaque fois qu'on se rapproche du vrai canal (le maximum de sous-bandes).

4.3 Performances de la technique « Water-Filling » dans un système MIMO

Pendant la section précédente, on a pu confirmer, l'efficacité de l'algorithme d'optimisation de ressources tout en mettant en évidence le gain obtenu en terme de capacité du canal pour des faibles du SNR.

L'objectif poursuivi dans cette section, est d'évaluer la technique « water-filling » sur les systèmes multi-antennaire MIMO (2x2), (2x3), (3x2) et (4x4) afin de voir l'amélioration apporté à la capacité optimale par rapport à un système à une seul antenne à l'émission et à la réception. La figure 4.12 illustre une comparaison de la capacité optimale calculée pour chaque système.

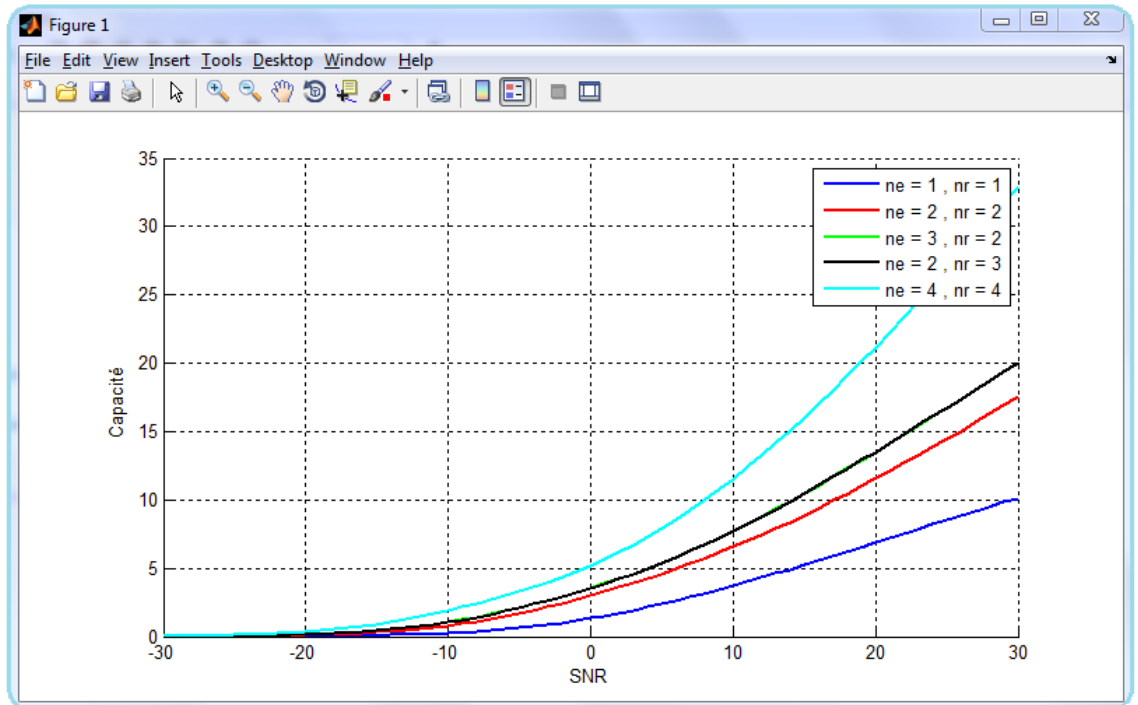


Figure 4. 12. L'effet du nombre d'antennes.

La figure ci-dessus comporte cinq tracés de capacités optimisées à l'aide d'une allocation optimale de ressources dans un canal Rayleigh pour les systèmes SISO, MIMO (2x2), (2x3), (3x2) et (4x4). Ce qui est clair, est que cette capacité augmente proportionnellement avec le nombre d'antennes à l'émission ou/et à la réception. Notamment, pour atteindre une valeur 10 bps/Hz de capacité, on gagne avec un système MIMO (4x4) un gain plus de 20 dB par rapport à SISO et de 10 dB par rapport à MIMO (2x2). On remarque bien que la capacité de chacun des deux systèmes : MIMO (2x3) et MIMO (3x2) est identique, car la capacité du canal MIMO dépend du minimum entre le nombre d'antennes à l'émission et à la réception (égale à 2).

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé les résultats obtenus à travers les différentes simulations effectuées. On a traité les performances portées par la technique « water-filling » sur la capacité dans différents canaux (Rayleigh et canal à large bande UWB) et avec plusieurs modifications dans les paramètres. On a étudié l'influence du nombre de trajets et du nombre de sous-bandes; aussi l'effet de cette technique sur un système MIMO comparé à un système SISO. D'après les résultats de ce chapitre on peut conclure que l'algorithme « water-filling » est une bonne solution pour une optimisation efficace de la capacité du système lors de la connaissance du canal à l'émission et pour des faibles valeurs du SNR.

Conclusion générale

Le but de ce projet est de trouver parmi les techniques actuelles, un algorithme efficace pour résoudre les problèmes d'allocation de ressources pour les systèmes SISO et MIMO. Deux types de canaux sont pris en considération : le canal à large bande UWB et le canal Rayleigh. On cherche à allouer ces ressources de façon à maximiser le débit global ainsi que la capacité du système ; tout en tenant compte de la connaissance ou non du canal.

Le cas le plus simple est lorsque le système contient une seule antenne à l'émission et une à la réception où les caractéristiques du canal ne sont pas connues au niveau de l'émetteur. On se ramène alors à la seule allocation des puissances (allocation uniforme). Si ces informations CSI (Channel State Information) sont disponibles à l'émission, le calcul d'une capacité optimale se fait à l'aide d'un algorithme de complexité polynomiale connu sous le nom de « water-filling ».

Donc l'objectif de ce travail est d'étudier ces problèmes d'allocation de ressources du point de vue optimisation du débit et de puissance. En effet, ces problèmes s'énoncent comme des problèmes de recherche d'une solution à un problème d'optimisation discrète. Grâce aux formules mathématiques qui permettent de calculer la capacité du canal d'un système de transmission compte tenu de l'allocation des puissances, ces problèmes d'optimisation peuvent naturellement être formulés par des programmes mathématiques discrets. C'est la résolution de ces programmes mathématiques qui est en général difficile.

Dans ce contexte on a opté pour une simulation informatique permettant ainsi de mettre en évidence ces problèmes d'optimisation.

Dans ce but, on a tout d'abord appliqué l'algorithme d'optimisation de ressources sur un système SISO pour un canal Rayleigh pour voir son influence sur la capacité du canal en fonction du SNR.

On s'est intéressé par la suite, à l'impact de la technique « water-filling » sur un canal UWB en agissant sur le nombre de trajets ainsi que le nombre de sous-bandes.

Pour la dernière partie, on a étudié l'influence portée par la technique d'optimisation de la puissance pour un système MIMO (2x2), (2x3), (3x2) et (4x4) afin d'en déduire l'amélioration apportée en augmentant le nombre d'antennes en émission ou/et en réception.

Les résultats obtenus nous ont permis de voir l'intérêt de cette technique (water-filling) en l'appliquant sur un système SISO via un canal de Rayleigh. On a constaté une amélioration de la capacité théorique du canal comparée à la capacité uniforme pour des faibles valeurs du rapport de puissance du signal sur puissance du bruit. De même avec le canal UWB, la variation du nombre de trajets agit négativement sur la capacité du canal, à chaque fois qu'on augmente le nombre de trajets une diminution remarquable de la performance du système a été constatée. Par contre, la variation du nombre de sous-bandes est étroitement proportionnelle à l'augmentation de la capacité du canal. Enfin les résultats de simulations ont confirmé que la capacité d'un système MIMO augmente avec le nombre d'antennes à l'émission ou/et à la réception.

La technique « water-filling » a prouvé sa robustesse via les différents canaux étudiés, hors la connaissance du canal au niveau de l'émetteur n'étant pas parfaite, ce qui réduit l'efficacité de cette technique.

Comme perspectives de ce travail, on peut envisager d'associer aux systèmes de transmission d'autres algorithmes d'optimisation de la capacité pratique du canal.

Annexe A Les technologies sans-fil

A.1 Bluetooth

Le Bluetooth est une nouvelle technologie de transmission sans fil. Sa première apparition date de 1994 par Ericsson, et validée sous la norme de IEEE 802.15.1 (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Une nouvelle version approuvée en août 2003, basée sur l'IEEE 802.15.3, offrira un débit de 55 Mbit/s, une portée de 100 m et jusqu'à 245 connexions simultanées tout en offrant un degré de sécurité renforcé grâce à un codage AES (Advanced Encryption Standard). Son principal objectif est de permettre la communication à courte distance entre plusieurs appareils en utilisant les ondes radio. Ce dernier est destiné à un usage personnel et se classe sous une catégorie des réseaux personnels sans fil WPAN [18].

A.1.1 Avantages du Bluetooth:

- ✓ Bluetooth est devenu le standard reconnu pour toutes les applications de Connectique sans fil, kit main libre intégré, transfert de données entre PC et périphériques, ... etc.
- ✓ Composants très miniaturisés (taille réduite) pouvant être intégrés dans nombre d'équipements (téléphones mobiles, PDA, portables, mais également à terme des appareils domestiques).
- ✓ Une faible consommation électrique (très utile pour les appareils fonctionnant sur batterie).

A.1.2 Les inconvénients de Bluetooth

- ✓ Plutôt réservé à la communication entre périphériques (PDA, Ordinateur, imprimante).
- ✓ Liaisons sans fil à courte portée (entre 10 et 30 mètres) à moyen débit (720 Kb/s).

A.2 Zigbee

Initiée par Motorola et ratifiée en août 2003 sous la norme IEEE 802.15.4. Il permet : d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix, une très faible consommation d'énergie, d'offrir un débit de 250 Kbits/s à 2.4 GHz (10 canaux), 40 Kbits/s à 915 MHz (6 canaux) et 20 Kbits/s à 868 MHz (1 canal), une portée de 10 à 75 m selon la puissance utilisée, la géographie des lieux et les caractéristiques environnementales, et jusqu'à 255 connexions simultanées, particulièrement adaptée pour être directement intégré dans de petits appareils électroniques.

Exemples d'applications : le repérage des menaces sur un champ de bataille, le relevé de compteurs, la climatisation "intelligente" et la détection de risques d'incendie [18].

A. 3 HomeRF

Lancée en 1998 par le HomeRF (Home Radio Frequency) Working Group, formé notamment par les constructeurs Compaq, HP, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft. Il a un mode de fonctionnement Ad Hoc et Infrastructure. Il offre un débit de 1,6 Mbits/s pour HomeRF1 ou 10 Mbits/s pour HomeRF2, une portée de 50 à 100 m. Il est chiffré à l'aide d'une clé de 128 bits pour la sécurisation avec une modulation FHSS [18].

Soutenue par Intel Corporation, HomeRF a été abandonnée en janvier 2003, notamment car les fabricants de processeurs misent désormais sur les technologies Wi-Fi embarquée.

Cette technologie met en avant ses petits prix et sa facilité de mise en œuvre, utilisation de la norme DECT pour réaliser le transfert de la voix (protocole TDMA). Utilisation de la norme 802.11 pour le transfert de données (CSMA/CA). Permet de fournir de multiples canaux de voix de bonne qualité.

A.4 RFID

La technologie RFID (Radio Frequency IDentification) ou identification par fréquence radio fait partie des technologies d'identification automatique, au même titre que la reconnaissance optique de caractères ou de codes barre. Le but de ces technologies est de permettre l'identification d'objets ou d'individus par des machines [18].

La technologie RFID a la particularité de fonctionner à distance, sur le principe suivant: un lecteur émet un signal radio et reçoit en retour les réponses des étiquettes ou tags qui se trouvent dans son champ d'action. Il existe une variété presque infinie de systèmes RFID; différents types de mémoire, différents fréquences, différentes portées, différents types d'alimentations.

Elle est utilisée depuis longtemps et à large échelle, notamment dans les secteurs de la logistique, la protection contre le vol ou encore l'identification des animaux. Pendant longtemps, le prix des étiquettes RFID, leur encombrement ainsi que le manque de normalisation ont limité leur développement.

A.5 WiFi

C'est une norme publiée en juin 1997 par l'IEEE sous le standard d'IEEE 802.11. Soutenue par l'alliance WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance), scindée en différents groupes de travail a, b, c, d, e, f..., chaque groupe expérimente des applications ou des améliorations des échanges Wireless (fiabilité, débit, etc...). La plus répandue dans le monde. Basée sur une topologie cellulaire (au même titre que GSM ou UMTS). Permet de répondre à deux catégories d'architecture : le mode Ad-Hoc (point à point) et le mode Infrastructure (architecturé autour d'un point d'accès).

A.5.1 802.11b

Il offre un débit théorique de 11 Mbits/s, une portée de 100 m pour 10 mW en tenant une bande des fréquences de 2.4 GHz avec une modulation DSSS (Direct Sequence spread spectrum).

A.5.2 802.11a (WiFi 5)

Il permet d'offrir un débit théorique de 11 Mbits/s. Une portée 100 m pour une puissance de 10 mW et une bande des fréquences de 5 GHz avec une modulation OFDM.

A.5.3 802.11g

Offre un débit théorique de 54 Mbits/s. Une portée 100 m pour 10 mW une bande des fréquences de 2.4 GHz avec une modulation DSSS [18].

A.6 HiperLAN

HiperLAN (High Performance Radio LAN) est un standard européen initié par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en 1998, il est chiffré à l'aide de l'algorithme DES, 3DES utilisant des clés de 56 bits pour la sécurisation. Il est composé de deux normes sans fil de haut débit : HiperLAN1 et HiperLAN2 [18].

A.6.1 HiperLAN1

Offrira un débit théorique de 20 Mbits/s. Une portée de 100 m pour une puissance de 10 mW une bande des fréquences de 5 GHz avec une modulation OFDM. Un Modes de fonctionnement Ad-Hoc.

A.6.2 HiperLAN2

Offrira un débit théorique de 54 Mbits/s. Une portée de 100 m pour une puissance de 10 mW une bande des fréquences de 5 GHz avec une modulation OFDM. Un Modes de fonctionnement Infrastructure.

A.7 GSM, GPRS et UMTS

L'histoire de la téléphonie mobile (numérique) débute réellement en 1982. En effet, à cette date, le Groupe Spécial Mobile, appelé GSM, est créé par la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (CEPT) afin d'élaborer les normes de communications mobiles pour l'Europe dans la bande de fréquences de [890 - 915] MHz pour l'émission à partir des stations mobiles et [935 - 960] MHz pour l'émission à partir de stations fixes. Il y a eu bien des systèmes de mobilophonie analogique (MOB1 et MOB2, arrêté en 1999), mais le succès de ce réseau ne fut pas au, rendez-vous [19].

Les années 80 voient le développement du numérique tant au niveau de la transmission qu'au niveau du traitement des signaux, pour dérivés des techniques de transmission fiables, grâce à un encodage particulier des signaux préalablement à l'envoi dans un canal, et l'obtention de débits de transmission raisonnables pour les signaux (par exemple 9,6 Kilo bits par seconde, noté [Kbits/s], pour un signal de parole). Ainsi, en 1987, le groupe GSM fixe les choix technologiques relatifs à l'usage des télécommunications mobiles : transmission numérique, multiplexage temporel des canaux radio, chiffrement des informations ainsi qu'un nouveau codage de la parole. Il faut attendre 1991 pour que la première communication expérimentale par GSM ait lieu. Au passage, le sigle GSM change de signification et devient Global System for Mobile communications et les spécifications sont adaptées pour des systèmes fonctionnant dans la bande des 1800 MHz. En Belgique, c'est en 1994 que le premier réseau GSM (proximus) est déployé; Mobistar et Orange (rebaptisé Base) viendront plus tard. Aujourd'hui, le nombre de numéros attribués pour des communications GSM dépasse largement le nombre de numéros dédiés à des lignes fixes et cette tendance se poursuit.

Comme le réseau GSM ne convenait guère pour la transmission de données, les évolutions récentes ont visé à accroître la capacité des réseaux en termes de débit mais à élargir les fonctionnalités en permettant par exemple l'établissement de Communications ne nécessitant pas l'établissement préalable d'un circuit. Pour

dépasser la borne des 14,4 Kbits/s, débit nominal d'un canal téléphonique basculé en mode de transmission de données, l'ETSI a défini un nouveau service de données en mode paquet : le General Packet Radio Service (GPRS) qui permet l'envoi de données à un débit de 115 kbits/s par mise en commun de plusieurs canaux. D'une certaine manière, le GPRS prépare l'arrivée de la téléphonie de troisième génération, appelée Universal Mobile Télécommunications System (UMTS), qui permettra d'atteindre un débit de 2 Mbits/s. Mais le chemin est long car les applications nécessitant l'UMTS se font attendre, sans perdre de vue que tous les éléments du réseau UMTS sont incompatibles avec ceux du GSM [19].

A.8 Wimax

Parmi les outils de communication émergents, le WiMAX est le dernier arrivé. Son déploiement est en cours et ses possibilités semblent intéressantes par rapport à d'autres moyens hauts débits.

Le terme WiMAX signifie « worldwide Interoperability for Microwave Access » il a été créé par le consortium WiMAX forum en juin 2001 afin de promouvoir cette technologie et de permettre une bonne interopérabilité avec la norme 802.16 connue aussi sous le nom de WirelessMAN [20].

WiMAX n'est pas une technologie, même si ce terme est souvent utilisé dans ce sens mais une marque dans le même ordre d'idée que le Wi-Fi. Les éléments estampillés WiMAX suivent la norme IEEE 802.16 et peuvent tous communiquer ensemble. Ce consortium a permis l'interopérabilité entre le standard européen HiperMan créé par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), et le 802.16 proposé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [20].

Elle utilisait les bandes de fréquences entre 10 et 66 GHz. En 2004, le 802.16a a été mis à jour et est devenu le 802.16-2004 ou 802.16d ajoutant ainsi des spécifications pour les bandes de fréquences situées dans les zones de 2 à 11GHz. Le 802.16d est alors appelé « fixed WiMAX» (utilisation non mobile) que l'on

oppose à l'évolution de 2005 le 802.16e connu sous le terme «mobile WiMAX» ou 802.16e-2005. L'attribution des fréquences WiMAX .

A.8.1 Technologie du WiMAX

Le 802.16 est une technologie sans fil basée sur les ondes hertziennes. Son principal atout est son utilisation sur de très grandes distances avec des débits élevés.

Deux techniques existent et dépendent du type de modulation utilisée mais aussi de la bande de fréquences d'émission et réception [20] :

- L'émetteur et le récepteur doivent être en ligne de vue (LOS Line Of Sight). Il est nécessaire d'avoir un réglage pointu par un technicien. Les fréquences utilisées sont dans la bande [10 – 66] GHz.
- L'émetteur et le récepteur peuvent ne pas être en ligne de vue (NLOS). Les fréquences utilisées sont dans la bande [2–11] GHz. La modulation utilisée est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Ci permet alors des installations simples et en intérieur.

Annexe B Programmes de « Water-Filling »

Cet appendice, permet la présentation des différents programmes réalisés le long de ce projet, sous un environnement « **MatLab 7.9.0 (R2009b)** ». Elle sera partagée en quatre branches primordiales. Chacune de ces dernières discute les points suivants :

- ✓ La réponse fréquentielle du canal de transmission utilisé.
- ✓ Le calcul de la capacité uniforme (les caractéristiques du canal de transmission sont inconnus au niveau de l'émetteur).
- ✓ Le calcul de la capacité optimale (l'émetteur possède des informations sur le canal de transmission).
- ✓ Le calcul du rapport des deux capacités précédentes.

B.1 Le système SISO

B.1.1 L'utilisation d'un canal Rayleigh

```
close all
clear all
%=====
%                               % LE CAS SISO %
%=====

%-----%
%   % LES PARAMETRES D'INITIALISATION %
%-----%

L = 4;           % le nbre de rajets
B=1000;
PdB=[ 0 -8 -5 -1 -20]; % (les atténuations des différents trajets en
dB)
to=[0 4 5 6 8]; % (les retards des différents trajets).
P=10.^(PdB/10); % Channel tap power profile 'linear scale'
Ntap=length(PdB); % (le nombre des canaux)
Lch=to(end)+1; % =9
L=Ntap; % =4
```

```

ro=-30:1:30;
N_iter=1000;

%.....les vecteurs d'initialisation.....%

Cu=zeros(1,length(ro));
Co=zeros(1,length(ro));

%-----%
% LA FONCTION DU TRANSFERT DU CANAL %
%-----%

Hu=(randn(1,Ntap)+1i*randn(1,Ntap)).*sqrt(P/2);
h=zeros(1,Lch); %un vecteur de 9 valeurs
h(to+1)=Hu;
H=abs(fft(h,1024))
for i20=1:N_iter % pour calculer la moyenne.
    for kk=1:length(ro) % la boucle du SNR
        [Cunif(kk),
Copt(kk),optim1]=Rayleigh_water_filling(fft(h,1024),ro(kk));
% la fonction qui permet de calculer la capacité unif et opti
Cu(kk)=Cu(kk)+Cunif(kk); % le remplissage de la capacité unifirme.
Co(kk)=Co(kk)+Copt(kk); % le remplissage de la capacité optimale.
    end
end
Co=Co/N_iter; % la moyenne de la capacité uniforme.
Cu=Cu/N_iter; % la moyenne de la capacité optimale.
R=abs(Cunif./Copt);

%..... LES TRACES.....%

%===== la réponse fréquentielle du canal ===== %
figure(1);

subplot(1,2,1);
plot(H,'b-');
legend('Canal Rayleigh')
title('Réponse fréquentielle du canal');
xlabel('frequences');
ylabel('H(f)')
grid on;

subplot(1,2,2);
plot(1./H,'b-');
title('Inverse de la reponse fréquentielle du canal');
xlabel('Frequences');
ylabel('1/H(f)')
grid on;

%===== la capacité uniforme & la capacité optimale ===== %

figure(2);

plot(ro,Co/B,'r-','linewidth',1.5);
hold on
plot(ro,Cu/B,'b--','linewidth',1.5);
legend('Copti','Cunif');
title('Capacité uniforme & Capacité optimale');

```



```

xlabel('SNR');
ylabel('Capacité');
hold off
grid on;

    %=== le rapport du capacité uniforme et capacité optimale === %
                                figure(3);

plot(ro,R(1,:), 'b-', 'linewidth',1.5);
title('Rapport du capacité uniforme sur capacité optimale');
ylabel('Cap.unif/Cap.optim');
xlabel('SNR');
grid on;

function [Cunif, Copt]=Rayleigh_water_filling(H, ro)

ro=10.^(ro/10);
N=length(H);
B=1000; % en Hz

%=====réponse fréquentielle du canal et génération de Hu=====
pas=2*pi/N;%une remarque: lorsque le pas augmente exp 0.1 le nombre
de sous bande augmente 32 sous bande implique la capacité augmente.
u=0:pas:2*pi-pas;%car le canal devient moins sélectif et cette
propriété sert à augmenter la capacité du canal.
Hu=abs(H).^2;

%=====capacité uniforme=====
intsum=0;
for i=1:length(u);
    intsum=intsum+pas*log2(1+ro*(Hu(i)));
end
Cunif=(B/(2*pi))*intsum;

%===== capacité optimale =====
fk=[0 B];
%generation de puissance totale
pcon=(2*pi*ro)/pas;
vec=1./Hu;
%generation de constant qui retourne la fonction de water-filling
wline=zeros(1,length(ro));
[wline0,off_h]=wf(vec,pcon,1e-5);
wline=wline0;
Hul=Hu;
Hul(off_h)=1/wline0;
optim=0;
for i=1:2:length(fk)-1
    u1=fk(i)*((2*pi)/B);% les impairs
    u2=fk(i+1)*((2*pi)/B); % les pairs
    c=u1:pas:u2-pas;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    for j=1:length(c)
        optim1(j)=pas*log2(wline.*(Hul(j)));
    end
end
optim1=(B/(2*pi))*optim1;
Copt =sum(optim1);

```

```

function [wline, off_h]=wf(vec, pcon, tol)
N=length(vec);
off_h=[];
wline=min(vec)+pcon/N;%il faut que N=les nombre de sous canaux
ptot=sum(max(wline-vec,0));
while abs(pcon-ptot)>tol;
wline=wline+(pcon-ptot)/N;
off_h=find(max(wline-vec,0)==0);
ptot=sum(max(wline-vec,0));
end

end

```

B.2 Le système MIMO

B.2.1 L'utilisation d'un canal Rayleigh

```

clc
clear all;
close all;

%-----%
% LES PARAMETRES D'INITIALISATION %
%-----%

SNR_dB=[0:1:30];
SNR_linear=10.^(SNR_dB/10);
N_iter=1000;
nT=4;
nR=4;
%-----%
% MIMO (4x4) %
%-----%

%*****initialisation*****%

n=min(nT,nR);
I = eye(n);
rho=0.2;
sq2=sqrt(0.5);
Rtx=[1 rho rho^2 rho^3 ; rho 1 rho rho^2;
rho^2 rho 1 rho; rho^3 rho^2 rho 1];
Rrx=[1 rho rho^2 rho^3; rho 1 rho rho^2;
rho^2 rho 1 rho; rho^3 rho^2 rho 1];

Cu=zeros(1,length(SNR_dB));
Co=zeros(1,length(SNR_dB));

```

```

%-----%
%          % Capacité uniforme & Capacité optimale %
%-----%

for iter=1:N_iter
    Hw = sq2*(randn(4,4) + j*randn(4,4));
    H = Rrx^(1/2)*Hw*Rtx^(1/2);
    tmp = H'*H/nT;
    SV = svd(H'*H);
    Lamda=diag(SV);
    for i=1:length(SNR_dB)
        Cu(i) = Cu(i) + log2(det(I+SNR_linear(i)*tmp));
        Gamma = Waterfili(SV,SNR_linear(i),nT);
        Co(i) =
Co(i)+log2(det(I+SNR_linear(i)/nT*diag(Gamma)*diag(SV)));
    end
end
Cu = real(Cu)/N_iter;
Co = real(Co)/N_iter;
R=abs(Cu ./Co);
%-----%
%          % LES TRACEES %
%-----%

%*****la réponse fréquentielle du canal*****%

figure(1);

plot(SNR_dB, Cu,'b-','linewidth',1.5);
hold on;
plot(SNR_dB, Co,'b--','linewidth',1.5);
title('Capacité uniforme & Capacité Optimale');
xlabel('SNR [dB]');
ylabel('bps/Hz');
set(gca,'fontsize',10);
legend('Cunif','Coptim');
grid on;
hold off;

figure(2);

plot(SNR_dB,R(1,:), 'm-','linewidth',1.5);
title('Le rapport de Capacités');
xlabel('SNR [dB]');
ylabel('bps/Hz');
set(gca,'fontsize',10);
legend('Cap.unif/Cap.optim');
grid on

function [Gamma]=Waterfili(Lamda,SNR,nT)
Gamma = zeros(1,length(Lamda));
r=length(Lamda);
index=[1:r];
index_temp=index;
p=1;
while p<r

```

```

    irp=[1:r-p+1].';
    temp= sum(1./Lamda(index_temp(irp)));
    mu = nT/(r-p+1.)*(1+1/SNR*temp);
    Gamma(index_temp(irp))=mu-nT./(SNR*Lamda(index_temp(irp)));
    if min(Gamma(index_temp))<0
        i=find(Gamma==min(Gamma)); ii=find(index_temp==i);
        index_temp2=[index_temp([1:ii-1]) index_temp([ii+1:end])];
        clear index_temp;
        index_temp=index_temp2;
        p=p+1;
        clear Gamma;
    else
        p=r;
    end
end
end
Gamma_t=zeros(1,length(Lamda));
Gamma_t(index_temp)=Gamma(index_temp);
clear Gamma;
Gamma=Gamma_t;

```

B.3 La comparaison entre SISO et MIMO (2x2), (2x3), (3,2), (4x4)

```

clear all
close all
clc

nt_V = [1 2 3 2 4];
nr_V = [1 2 2 3 4];

N0 = 1e-4;
B = 1;
Iteration = 1e4; % il faut qu'il soit plus grand que 1e2

SNR_V_db = [-30:1:30];
SNR_V = 10.^(SNR_V_db/10);
color = ['b'; 'r'; 'g'; 'k'; 'c'];

for(k = 1 : 5)
    nt = nt_V(k);
    nr = nr_V(k);
    for(i = 1 : length(SNR_V))
        Pt = N0 * SNR_V(i);
        for(j = 1 : Iteration)
            H = random('rayleigh',1,nr,nt);
            [S V D] = svd(H);
            landas(:,j) = diag(V);
            [Capacité(i,j) PowerAllo] = WaterFilling_alg(Pt,landas(:,j),B,N0);
        end
    end
end

f1 = figure(1);
hold on

plot(SNR_V_db,mean(Capacité'),'color',color(k,:), 'linewidth',1.5)
clear landas
end

```

```

f1 = figure(1)

legend_str = [];
for( i = 1 : length(nt_V))
    legend_str = [ legend_str ; ...
        {'nt = ', num2str(nt_V(i)), ' , nr = ', num2str(nr_V(i))}]];
end
legend(legend_str)
grid on
set(f1, 'color', [1 1 1])
xlabel('SNR in dB')
ylabel('Capacity bits/s/Hz')

% WaterFilling optimisation de la capacité
function [Capacity PowerAllo] = WaterFilling_alg(PtotA, ChA, B, N0);

    %=====
    % Initialisation %
    %=====

ChA = ChA + eps;
NA = length(ChA); % le nombre de sous-canaux alloués
H = ChA.^2/(B*N0);
PowerAllo = (PtotA + sum(1./H))/NA - 1./H;
while(length(find(PowerAllo < 0 ))>0)
    IndexN = find(PowerAllo <= 0 );
    IndexP = find(PowerAllo > 0 );
    MP = length(IndexP);
    PowerAllo(IndexN) = 0;
    ChAT = ChA(IndexP);
    HT = ChAT.^2/(B*N0);
    PowerAlloT = (PtotA + sum(1./HT))/MP - 1./HT;
    PowerAllo(IndexP) = PowerAlloT;
end
PowerAllo = PowerAllo.';
Capacity = sum(log2(1+ PowerAllo.' .* H));

```

Annexe C Détails des équations

Les matrices de covariance du signal transmis et du bruit sont données respectivement par :

$$R_{xx} = E\{xx^H\} \quad (C.1)$$

$$R_{bb} = E\{bb^H\} = N_0 I_{N_R} \quad (C.2)$$

La matrice de covariance du signal reçue y est donnée par la formule suivante :

$$R_{yy} = \mathbb{E}\{yy^H\} \quad (C.3)$$

$$= \mathbb{E} \left\{ \left(\sqrt{\frac{E_x}{N_E}} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \right) \left(\sqrt{\frac{E_x}{N_E}} \mathbf{x}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{b}^H \right) \right\} \quad (C.4)$$

$$= \frac{E_x}{N_E} \mathbb{E}\{\mathbf{H}\mathbf{x}\mathbf{x}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{b}\mathbf{b}^H\} \quad (C.5)$$

$$= \frac{E_x}{N_E} \mathbf{H} R_{xx} \mathbf{H}^H + N_0 I_{N_R} \quad (C.6)$$

La formule de l'équation (2.3), peut réécrite pour chaque antenne de réception i de la manière suivante

$$y_i = \sqrt{\frac{E_x}{N_E}} \sum_{j=1}^{N_E} h_{ij} x_j + b_i \quad (C.7)$$

Démonstration de l'équation (3.17) :

Telatar a présenté une étude sur la capacité du canal MIMO déterministe et non sélectif en fréquence, la capacité d'un canal déterministe selon la théorie de l'information est défini par la formule suivante :

$$C = \max I(x; y) \quad (C.8)$$

Où

- $I(x; y) = H(y) - H(y|x)$ est l'information mutuelle.
- $H(y)$ est l'entropie différentielle du vecteur y .
- $H(y|x)$ l'entropie différentielle conditionnelle du vecteur y connaissant le vecteur x .

En se basant sur l'indépendance statistique de deux vecteur aléatoire b et x , on trouve que $H(y|x) = H(b)$. Donc l'information mutuelle devient $I(x; y) = H(y) - H(b)$.

L'entropie différentielle d'une variable aléatoire gaussienne de variance β^2 est donnée par $\frac{1}{2} \log_2(2\pi e\beta^2)$. On peut en déduire les entropies $H(b)$, $H(y)$ sachant que y , x et b sont des vecteurs ZMCSCG.

$$H(b) = \frac{1}{2} \log_2 \{ \det(2\pi e N_0 I_{N_R}) \} \quad (C.9)$$

$$H(y) = \frac{1}{2} \log_2 \{ \det(2\pi e R_{yy}) \} \quad (C.10)$$

$$= \frac{1}{2} \log_2 \left\{ \det \left(2\pi e \left(\frac{E_x}{N_R} H R_{xx} H^H + N_0 I_{N_R} \right) \right) \right\} \quad (C.11)$$

En utilisant les équations C. 6 et C. 7, l'information mutuelle devient :

$$I(x; y) = \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{E_x}{N_E N_0} H R_{XX} H^H \right) \text{bps/Hz} \quad (C.12)$$

A partir de la décomposition en valeurs singulières SVD de H on obtient la formule suivante

$$H H^H = U \Sigma \Sigma^H U^H = Q \Lambda Q^H \quad (C.13)$$

Où $Q = U$ donc $Q^H Q = I_{N_R}$, et $\Lambda = \Sigma \Sigma^H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ est une matrice diagonale comportant les valeurs propres et dont les éléments sont donnée par

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i & \text{si } i = 1, 2, \dots, N_{min} \\ 0 & \text{si } i = N_{min} + 1, \dots, N_R \end{cases} \quad (C.14)$$

Bibliographie

- [1] H. LABIOD, H. AFIFI, C. D. SANTIS, «Wi-Fi, Bluetooth», Zigbee and WiMAX Springer, 2007.
- [2] E. BOSASI. DOYI : « Gestion des ressources radio dans les réseaux sans fil : cas d'un réseau WiMAX », Université de Kinshasa, 2010.
- [3] S.M. SAJAD SADOUGH : Thèse de doctorat, «Systèmes OFDM ultra large bande estimation de canal et détection améliorée prenant en compte les imprécisions d'estimation », Paris, janvier 2008.
- [4] M.GHAVAMI, L. B. Michael, R. KHONO: « Ultra Wideband Signals and Systems in communication Engineering », 2004.
- [5] H. GHANNOUM : Thèse de doctorat, «Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra large bande en présence du corps humain», Paris, Décembre 2006.
- [6] A. TURKI, Hamza, Y. TELLI : Thèse de doctorat, «Caractérisation et modélisation du canal de propagation UWB», Oran, 2007.
- [7] G. HAMADOU, Ouattara VEGUE, A. BEN : Thèse de doctorat, «L'étude des communications par impulsions électromagnétiques courtes technologies UWB», Oran, 2006.
- [8] G. J. FOSCHINI, M. J. GANS: «On limits of wireless Communication in a fading Environment when using multiple antennas», wireless personal communication, Page 311-355, 1998.

- [9] B.GLANCE, L.GREENSTEIN: «Frequency-selective fading effects in digital mobile radio with diversity combining» IEEE Trans. On communication Page: 1085-1094, Septembre 2000.
- [10] F. ADACHI, K. OHNO: «BER performance of QDPSK With post-detection diversity reception in mobile radio channels», IEEE Trans. On veh. Technol, Pages: 337-249, February 2003.
- [11] P. K. BONDYOPADHYAY: «The application of array antenna», Dana Point, in Proceedings of the International Conference on Phased Array Systems and Technology (ICPAST), USA, 2000.
- [12] I. OUACHANI: Thèse de doctorat «analyse de performances des systèmes de communications sans-fil exploitant micro-et macro-diversité », November 2005.
- [13] E. TELATAR: « Capacity of multi antenna Gaussian channels», Euro. Trans. Telecom, 1999.
- [14] J. G-PROAKIS : « communications numérique », 4edition, 2000.
- [15] D. TSE, P. VISWANATH: « Fundamentals of wireless communication», Combridage University Press, New York, USA, 2005.
- [21] F.ZHENG, T. KAISER: « On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems», VOL. 56. NO. 12, DECEMBER 2008.
- [17] Y. S.CHO, J.KIM, w.y.YANG, C.G.Kang: «MIMO-OFDM. Wireless communications with matlab», John Wiley edition 2010.
- [18] R. Garelli, N. Royères, G. Tschopp: «802.11 vs Hyperlan», Cambridge University Press, 2004-2005.
- [19] C. DEMOULIN, M. Van DROOGENBROECK: «Principes de base du fonctionnement du réseau GSM », Revue de l'AIM, 2004.
- [20] F. Jacquenod: «Le WiMAX», 2008.