

MASTER ISSI, filière IIS  
année 2005-06

*Analysis and performance evaluation of multi-  
antenna systems in ad-hoc networks*

*Marius Stan*

*tuteur : Jean-Marie Gorce*

## Sommaire

Introduction.....	4
1. Les réseaux ad hoc.....	5
2. Les techniques multi-antennes.....	6
2.1 Capacité théorique.....	7
2.2 Techniques de transmission.....	8
2.2.1 Le multiplexage temps-espace.....	9
2.2.2 Les modulations codées en treillis temps-espace.....	11
2.2.3 Les modulations codées temps-espace en bloc orthogonales.....	12
2.2.4 Les modulations codées temps-espace à diversité maximale.....	13
3. Performances de MIMO dans les réseaux ad-hoc.....	15
3.1 Energie consommé.....	15
3.2 Degré de connectivité d'un réseaux.....	16
4. Principes théoriques .....	18
4.1 Canal équivalent.....	18
4.2 Limite théorique de la capacité ( démonstration) .....	19
4.3 Canal gaussien.....	20
4.4 Canal de Rayleigh.....	22
4.5 Probabilité d'isolation.....	23
5. Simulateur (WILDE).....	26
6. Résultats.....	30
7. Conclusion.....	34
Annexes.....	35
Références.....	37

## Index des illustrations

Principe de fonctionnement d'un réseau ad-hoc	5
Schema de principe des techniques MIMO	7
Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de DBLAST	10
Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de VBLAST	11
Schéma de principe des modulations codées en trillis temps-espace	12
Schéma d'Alamouti	12
Schéma présentant le principe des modulations codées temps-espace à diversité maximale	14
Principe de la coopération pour réaliser un system MIMO	15
Deux noeuds à une distance $d$ entre eux	16
Rapport entre la capacité d'un lien MIMO et un lien SISO	21
Code Matlab permettant de tracer le rapport entre la capacité d'un lien MIMO et celle d'un lien SISO	22
Diagramme des classes	28
Plan environnement des tests	28
Fenêtre de paramétrage 1	29
Fenêtre de paramétrage 2	29
Exemple 2 clusters (a)	30
Exemple 2 clusters (b)	30
Connexité en espace fermé avec MIMO et SISO	31
Connexité en espace libre avec MIMO et SISO	32
Rapport des capacités en espace libre	32
Rapport capacités en espace fermé	33

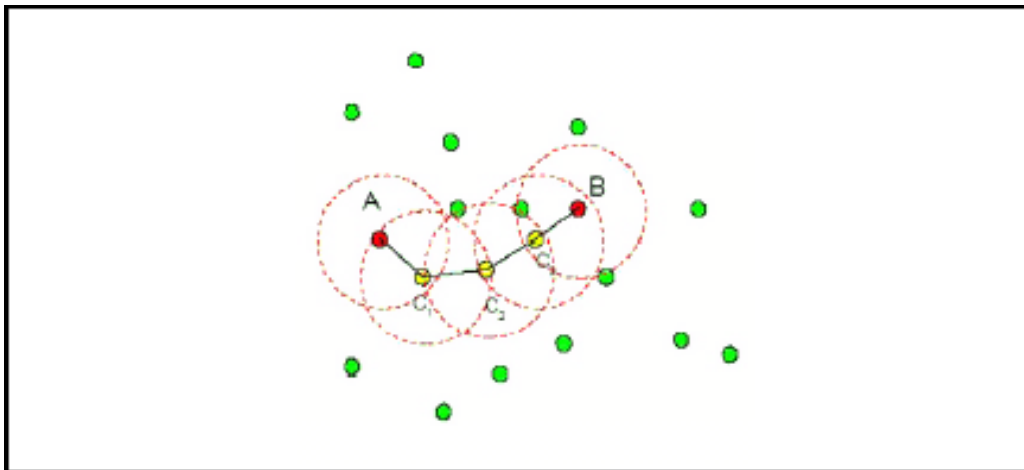
## Introduction

Ce rapport a pour but de présenter le travail effectué lors de mon stage de Master Sciences, Technologies et Santé Mention Science de l'Information, des Dispositifs et des Systèmes. Cette étude a été effectuée au sein du laboratoire CITI (Centre d'Innovations en Télécommunications et Intégrations de Services) entre Octobre 2005 et Juin 2006. Le suivi et l'encadrement de ce stage ont été assurés par Messieurs Jean-Marie GORCE et Guillaume VILLEMAUD. Ce document a pour finalité de définir le contexte du projet, puis de présenter les différentes parties de ce stage.

Remerciements à Jean-Marie GORCE, Guillaume de la ROCHE, Guillaume VILLEMAUD pour leur aide précieuse.

# 1. Les réseaux ad hoc

Le concept des réseaux ad-hoc repose sur l'idée de réseaux autoconfigurables. Chaque entité mobile est apte à émettre et recevoir, et par conséquence à router des paquets qui sont destinés à d'autres destinataires.



*Fig 1 Principe de fonctionnement d'un réseau ad-hoc*

La figure 1 montre le principe global des réseaux ad-hoc, pour aller de A à B, les paquets transitent par les noeuds intermédiaires C1, C2 et C3. Ces techniques sont utilisées par les militaires, mais aussi par les civils lors de catastrophes naturelles où les infrastructures de communications de communications ne sont plus opérationnelles. De tels avantages entraînent néanmoins un regain de complexité comparé au réseaux fixes ou mobiles de type GSM. Les différents protocoles utilisés doivent tenir compte de l'aspect mobile du terminal, à savoir encombrement réduit, donc performances limitées, et batteries limitées, donc nécessité d'optimiser les échanges entre les mobiles. Concernant les protocoles de routage, il est nécessaire que chaque mobile aie une idée de la position des noeuds pour router efficacement les paquets. Cependant une connaissance trop précise de la position des noeuds passe par un envoi d'informations trop important sur les réseaux, et donc provoque une diminution de la bande passante utiles et de la vie des batteries des mobiles. A l'inverse, aucune connaissance de l'état du réseau entraîne un délai long pour transmettre des paquets, et élève aussi le risque de perte. Il est donc nécessaire de développer des protocoles s'adaptant à la typologie du réseau et de trouver un équilibre concernant la connaissance du réseau. Aujourd'hui, certains protocoles, dits hybrides, essaient d'utiliser ces deux techniques en même temps, des régions autour de chaque mobile sont définies où le mobile a une connaissance exacte de son environnement mais aucune connaissance en dehors de cette région. Cependant, définir la taille optimale de la région se relève dur, et peu de protocoles hybrides sont aujourd'hui efficaces.

## 2. Les techniques multi-antennes

L'optimisation de tout système de communication fait face à une dualité : augmentation du débit versus robustesse. Dans le contexte *ad hoc*, les 2 techniques qui permettent de gérer cette dualité sont : **la diversité**, intuitivement le nombre de copies indépendantes d'une même information que l'on transmet (sur plusieurs porteuses, ou slots temporels, ou codes, etc...) et **le multiplexage**, intuitivement le nombre de signaux indépendants pouvant être envoyé simultanément par différents noeuds du réseau. L'ensemble est limité par la capacité globale du système. Cette capacité peut se caractériser soit par le débit global maximal, soit par le débit minimal garanti par noeud. Ce deuxième cas introduit un principe d'équité. Dans le contexte des réseaux ad hoc, on a donc un multiplexage en temps et/ou en fréquence associé à un multiplexage spatial (SDMA) ([10]).

Très vite dans l'histoire des radiocommunications, des éléments rayonnants directifs ont été utilisés pour concentrer l'énergie dans la direction de l'émetteur/récepteur permettant ainsi d'abaisser la puissance d'émission et par là-même de minimiser l'impact des interférences. Par la suite, ces antennes directives ont été remplacées par des réseaux d'antennes adaptatives (antennes intelligentes) capables d'ajuster automatiquement leur diagramme de rayonnement aux conditions de propagation ([11],[12]).

L'environnement de propagation, modélisé sous la forme du canal radio, influence beaucoup la qualité de transmission et l'intérêt de traitements multi-antennes. Ainsi, dans les environnements riches en obstacles, la notion de trajet direct entre émetteur et récepteur n'est plus prépondérante. Le canal radio résulte d'une multitude d'échos indépendants. C'est dans ce contexte que l'efficacité du traitement d'antennes se révèle. Pour un réseau placé en réception avec des éléments suffisamment espacés, les signaux reçus par chaque antenne sont relativement peu corrélés fournissant plusieurs copies indépendantes du signal transmis. C'est ce qu'on appelle faire de la diversité spatiale en réception. Réciproquement, un réseau d'émission, sous certaines conditions sur la distance inter-éléments, peut mettre en forme le signal transmis à fin que le récepteur reçoive une sommation cohérente, ou codée, des signaux émis : c'est de la diversité en transmission. Notons que la diversité d'émission est plus compliquée, car elle nécessite l'estimation du canal avant la transmission, alors que la diversité de réception peut se faire a posteriori.

L'utilisation de réseaux d'antennes en émission ou en réception sont appelées MISO (multiple input single output), respectivement SIMO (single input multiple output) par rapport au système classique de transmission avec une antenne en émission et en réception – SISO (single input single output). ([13])

Intuitivement, l'approche la plus complexe consiste à utiliser des réseaux d'antennes en émission et en réception en même temps, d'où le nom MIMO (multiple input multiple output).

L'exploitation de toute la diversité d'un tel canal n'est pas une chose aisée.

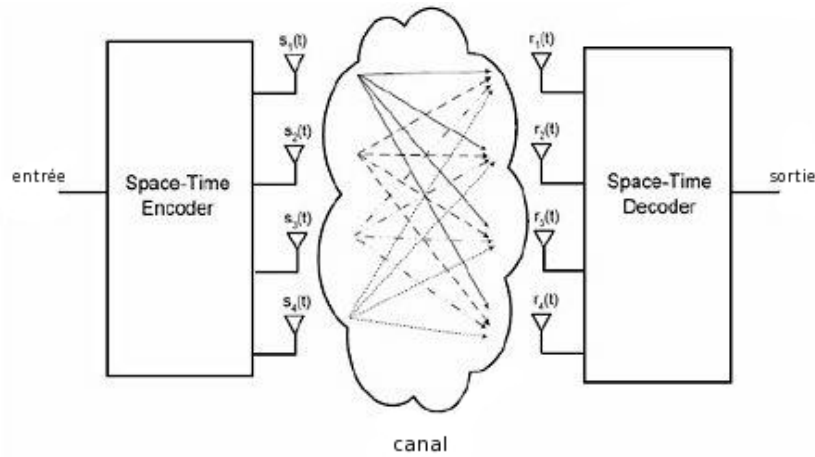


Fig 2 Schema de principe des techniques MIMO

## 2.1 Capacité théorique

Dans un milieu de propagation riche en réflexions (beaucoup d'obstacles) l'architecture MIMO est capable de créer dans la même bande de fréquence plusieurs canaux indépendants [13]. Les débits supportés sont largement supérieurs à ceux atteints dans une architecture classique, dans le cas optimal la capacité de la liaison augmentant linéairement avec le nombre d'antennes minimum.

Pour un système SISO la capacité est donnée par la formule bien connue de Shannon :

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \quad \text{b/s/Hz} \quad (1)$$

où  $h$  est le coefficient complexe du canal (supposé non dispersif ici). Ce coefficient peut être fixe (canal déterministe), ou aléatoire.  $\rho$  représente le SNR en réception. Si l'on déploie  $M$  antennes en réception on obtient un système SIMO avec une capacité donnée par :

$$C = \log_2\left(1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2\right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (2)$$

où  $h_i$  représente le gain pour l'antenne  $i$ . La particularité de (2) c'est qu'une croissance linéaire de  $M$  apporte seulement une croissance en  $\log$  de la capacité, sur un canal AWGN. Notons que ce résultat est la capacité optimale de tout système exploitant la diversité en réception. Si tous les canaux  $h_i$  sont d'amplitude constante, on retrouve un résultat classique : le SNR résultant est égal au produit du SNR monovoie et du nombre d'éléments.

Si on déploie maintenant  $N$  antennes en émission avec une seule en réception, on obtient un système MISO avec une capacité donnée par :

$$C = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2\right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (3)$$

où la division par  $N$  sert à fixer la puissance totale en émission. On observe dans ce cas aussi une dépendance logarithmique du nombre d'antennes  $N$ . Si maintenant on veut profiter de la diversité en émission et en réception en même temps on déploie  $N$  antennes en émission et  $M$  antennes en réception pour obtenir un système MIMO avec une capacité donnée par la formule [1], [2] :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_M + \frac{\rho}{N} H H^H \right) \right] \text{ b/s/Hz} \quad (4)$$

où  $(*)$  représente la transposée – conjuguée et  $H$  est une matrice  $M \times N$  qui caractérise le canal. Foschini [1] et Telatar [2] ont démontré tous les deux que la capacité donnée par (4) augmente linéairement avec  $m = \min(M, N)$  contrairement à une croissance logarithmique en (2) et (3).

C'est le résultat fondamental concernant la capacité des systèmes MIMO, devenus omniprésents (future norme WiFi, Wimax, 4G, ...)

Prenons comme exemple la figure 2 avec 4 antennes en émission et 4 antennes en réception la matrice caractérisant le canal est de la forme suivante :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (5)$$

où  $h_{ij}$  dépend de l'antenne  $i$  émission et de l'antenne  $j$  en réception.

## 2.2 Techniques de transmission

Notons que dans ce travail nous nous limitons à un canal non dispersif en temps et pseudo-stationnaire: chaque canal  $h_{ij}$  est caractérisé par un coefficient complexe uniquement, stationnaire pendant la durée d'émission d'une trame. Le canal apparaît alors plat en fréquence et statique en temps, ne restant plus que la dimension spatiale à exploiter.

L'émetteur transmet l'information par paquets pendant  $K$  périodes de temps successives. A chaque instant  $k$  le signal reçu dépend du signal transmis, par l'équation :

$$y(k) = H x(k) + n(k) \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (6)$$

Si on regroupe les signaux pendant  $K$  périodes de temps sous forme de vecteurs, mathématiquement, l'information transmise par un système MIMO pendant  $K$  périodes de temps est modélisée par l'équation suivante :

$$\vec{y}(k) = H \vec{x}(k) + \vec{n}(k) \quad (7)$$

avec  $k = 0, \dots, K-1$ ;  $H \in \mathbf{C}^{N_R \times N_T}$ , où  $N_R$  et  $N_T$  représentent le nombre d'antennes en réception, respectivement en émission, et  $\vec{n}(k)$  le vecteur de bruit.

Pour récupérer le signal transmis on suppose que le bruit ( $\vec{n}(k)$ ) est nul et alors on peut en déduire :

$$\vec{\hat{x}}(k) = H^{-1} \vec{y}(k) \quad (8)$$

mais cette façon de récupérer le signal est sensible à l'inversibilité de la matrice  $H$ .

Aujourd'hui, des nombreuses techniques existent pour transmettre l'information par un système MIMO selon que l'on dispose :

1. de l'état du canal en réception
2. de l'état du canal en réception, mais aussi en émission
3. d'aucune connaissance du canal

### 2.2.1 Le multiplexage temps-espace

Le principe du multiplexage est l'organisation en temps et en espace sans redondance d'une série d'informations, le système transmettant alors  $N_T$  symboles utiles à chaque instant de temps. Les principales techniques de multiplexage temps-espace ont été développées par les laboratoires Bell tel que DBLAST (Diagonal Bell Labs Layered Space-Time) ou VBLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time).

Pour DBLAST, en émission le flux de données est démultiplexé en  $N_T$  voies, traitées chacune par un codeur propre, les flux résultants étant ensuite affectés aux antennes de transmission selon un ordre variant périodiquement par permutation circulaire. Cette distribution, conférant au signal une structure diagonale en temps et en espace d'où le nom DBLAST, a pour but d'assurer la répartition équitable de l'information sur le canal MIMO.

Le principe de la réception repose sur l'annulation des interférences. Le procédé, représenté à la figure 3, utilise la structure en strates du signal, décrivant ainsi une trajectoire diagonalesur la grille temps-espace des symboles transmis par intervalle temporel et par antenne. Les couches sont décodées succesivement en supposant que la contribution des couches précédement décodées a été soustraite du signal et que l'interférence due aux couches non décodées a été parfaitement annulée. Le traitement appliqué avant décision du signal transmis, à un instant donné, par l'antenne  $k$  comporte deux phases :

- soustraction de la contribution des symboles transmis par les antennes  $1, \dots, k-1$  détectés lors des itérations précédentes
- élimination des symboles transmis par les antennes  $k+1, \dots, N_T$  décodés lors des itérations ultérieures par projection du signal sur l'espace orthogonal à l'espace décrit par les anennes  $k+1, \dots, N_T$ .

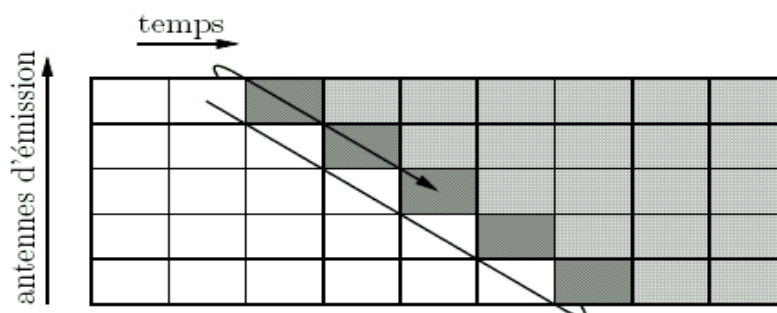


Fig 3 Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de DBLAST

*Note :* les cases blanches représentent des symboles déjà décodés, celles en gris foncé les symboles en cours de décodage, et celles en gris clair les symboles qui seront décodés ultérieurement.

Le bon fonctionnement de ce type de transmission nécessite l'existence de  $N_T$  modes propres,  $\text{rang}(H) = N_T$ , impliquant nécessairement un nombre d'antennes en réception supérieur ou égal au nombre d'antennes en émission. Lorsque l'interaction du signal avec l'environnement n'est plus suffisamment riche ou lorsque l'espace inter-éléments au sein du réseau d'antennes est trop faible, le rang de  $H$  dévient trop petit et l'opération d'annulation d'interférences échoue.

La complexité du récepteur DBLAST, due à l'entrelacement diagonal en temps et en espace, nécessite l'implémentation d'algorithmes de détection performants tels que le décodage par sphères et donc la mise en pratique est complexe. Une autre solution pour le codage temps-espace est représentée par VBLAST, où l'assignement des flux codés aux antennes est figé dans le temps (voir figure 4).

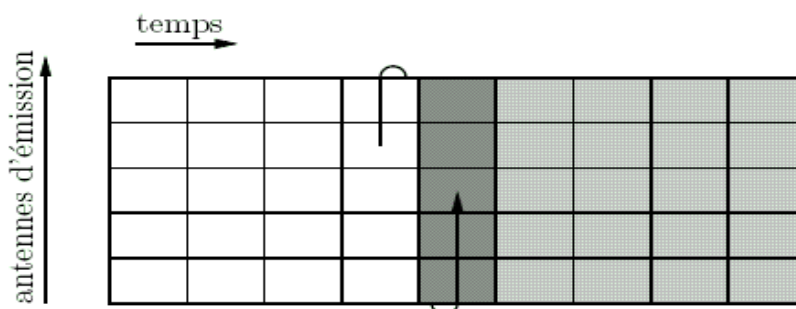


Fig 4 Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de VBLAST

Le principe de décodage de VBLAST suit la procédure appelée aussi “pelage d'oignon”:

- on choisit le sous canal présentant le meilleur SNR
- on analyse les symboles envoyés sur ce canal ( à l'aide de la matrice H) en projetant sur l'espace propre du canal

- on soustrait la contribution des symboles aux autres sous canaux( toujours avec l'aide de la matrice H), puis on revient à la première étape tant qu'il restent des sous canaux à décoder.

La majeure partie du temps de traitement se résumant à classer les signaux selon leur SNR, Hassibi ([3]) propose un algorithme allégeant cette tâche. Un des avantages majeurs de VBLAST réside dans la propagation d'erreurs et dans la non homogénéité des performances entre les différents canaux. Par rapport à DBLAST, il supporte le même débit mais les performances en taux d'erreur sont moins bonnes du fait que VBLAST n'exploite pas la dimension temporelle du canal.

## 2.2.2 Les modulations codées en treillis temps-espace

Ce type de modulation est une extension des modulations codées en treillis développées pour les systèmes SISO. L'émetteur comporte une batterie de registres à décalage et de fonctions algébriques générant un mot code de  $N_T$  symboles transmis simultanément par le réseau d'antennes en émission. Le récepteur utilise un algorithme de Viterbi pour rechercher le chemin le plus court et donc le plus probable.

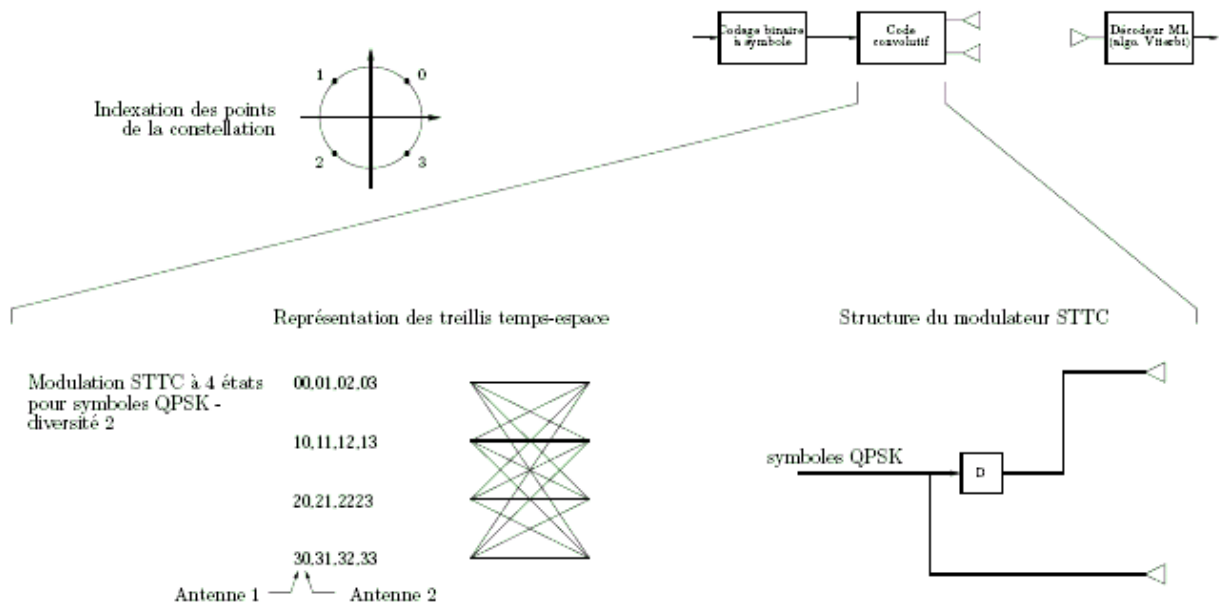


Fig 5 Schéma de principe des modulations codées en treillis temps-espace

Les modulations STTC ( Space Time Treillis Codes) sont adaptées pour les canaux variant lentement dans le temps et nécessitent un décodage très lourd. La complexité augmente

exponentiellement avec le nombre d'antennes en émission et donc il est nécessaire de trouver un compromis entre débit, ordre de diversité, taille de la constellation et complexité du treillis.

### 2.2.3 Les modulations codées temps-espace en bloc orthogonales

En cherchant à résoudre le problème de la complexité de décodage pour STTC, Alamouti [14] a découvert une technique de transmission utilisant deux antennes à l'émission et permettant un décodage au sens du maximum de vraisemblance linéaire. Le figure 6 montre le principe de fonctionnement de cette technique de transmission:

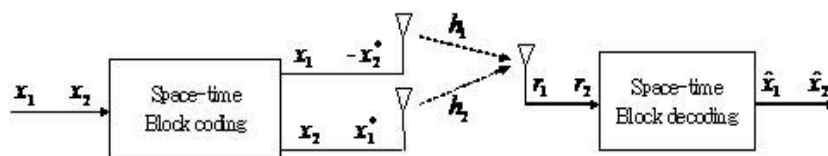


Fig 6 Schéma d'Alamouti

L'estimation des mot code  $x_1$  et  $x_2$  est aisée puisque :

$$\begin{bmatrix} h_2 & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = (|h_2|^2 + |h_1|^2) x_1 + n_1 \rightarrow \hat{x}_1 \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} -h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = (|h_2|^2 + |h_1|^2) x_2 + n_2 \rightarrow \hat{x}_2 \quad (10)$$

où  $r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2$  et  $r_2 = h_1 (-x_2^*) + h_2 x_1^*$ .

L'avantage certain dans cet exemple vient du fait que la génération des mots codes se fait à un taux de 1, c'est à dire que pour 2 symboles d'information en entrée, on obtient 2 mots codes à émettre. Cependant, le théorème de Tarokh montre qu'il n'existe des matrices de blocs orthogonales ayant un taux de 1 que pour un nombre  $N_T=2,4$  et 8 dans le cas des modulations à valeurs réelles et  $N_B=2$  pour des modulations à valeurs complexes. Au delà, des codes peuvent être développés mais avec une perte de débit.

Les modulations codées orthogonales maximisent le gain de diversité spatiale (donc de robustesse) mais n'offrent pas de gain de codage. Elle sont parfaitement adaptées aux applications où la robustesse est recherchée au détriment du débit.

## 2.2.4 Les modulations codées temps-espace à diversité maximale

Ce type de modulation est une extension des précédentes où la contrainte d'orthogonalité, à la base des limitations évoquées précédemment, est relaxée. D'abord créées pour les canaux de Rayleigh à évanouissements rapides, ces modulations s'appliquent aussi aux canaux MIMO quasi-statiques. Le principe de ces modulations est d'attribuer à chaque point de la constellation des composantes de celles des autres points. Ainsi des évanouissements indépendants sur chacune des composantes n'empêchent pas la détection du point, à l'exception du cas où toutes les composantes sont profondément affectées. Le schéma dans la figure 7 présente un exemple de ces modulation où une QAM subit une rotation, ayant ainsi une diversité pleine( les composantes de chaque point sont différentes des composantes de tous les autres points).

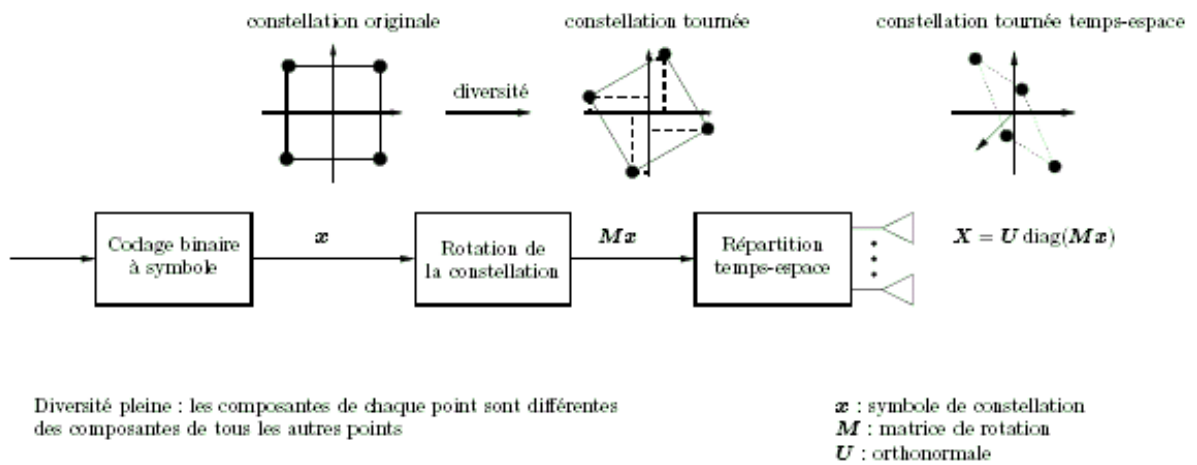


Fig 7 Schéma présentant le principe des modulations codées temps-espace à diversité maximale

La sélectivité fréquentielle du milieu de propagation se manifeste dès lors que la bande passante du signal devient supérieure à la bande de cohérence du canal et se traduit, dans le domaine temporel, par l'apparition d'interférence entre symboles.

Le signal reçu  $y(k)$  s'exprime en fonction du signal transmis  $x(k)$  comme :

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L_p} H(l)x(k-l) + n(k) \quad (11)$$

où  $L_p$  est le nombre d'échos discernables par le système.

Le formalisme vectoriel dérivé doit tenir compte de l'étalement de la réponse impulsionnelle dans le dimensionnement des vecteurs. Ainsi, un message de durée  $K$  périodes temporelles est reçu sur  $K+L_p$  périodes, ce qui peut s'écrire sous forme vectorielle :

$$\vec{y} = H \vec{x} + \vec{n} \quad (12)$$

avec  $\vec{x} = [\vec{x}(0)^T, \dots, \vec{x}(k-1)^T]^T \in \mathbb{C}^{KN_r}$  le signal transmis,

$\vec{y} = [\vec{y}(0)^T, \dots, \vec{y}(K+L_p-1)^T]^T \in \mathbb{C}^{(K+L_p)N_r}$  le signal reçu  
 $\vec{n} = [\vec{n}(0)^T, \dots, \vec{n}(K+L_p-1)^T]^T \in \mathbb{C}^{(K+L_p)N_r}$  le bruit et  $H \in \mathbb{C}^{(K+L_p)N_r \times KN_t}$  la matrice espace-retard du canal définie par :

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H(L_p) & \ddots & H(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & H(0) \end{bmatrix}$$

La matrice  $H$  exhibe une structure de Toeplitz par bloc caractéristique de la sélectivité fréquentielle.

### 3. Performances de MIMO dans les réseaux ad-hoc

#### 3.1 Introduction

Le chapitre précédent a présenté une synthèse des techniques MIMO. Ces techniques sont en plein essor, et sont étudiées pour les futurs systèmes haut débit.

L'idée d'exploiter ces techniques dans un contexte *ad hoc* a été introduite par Foschini et Telatar [1],[2]. Pour justifier l'utilisation de ces techniques MIMO, il s'agit tout d'abord de montrer leur apport potentiel par rapport au technique classiques de transmission – SISO. Il existe pour cela plusieurs approches de comparaison MIMO et SISO. L'objectif de ce travail est d'évaluer intrinsèquement les propriétés du MIMO en ad hoc, quelquesoit le codage ou le protocole mis en oeuvre.

Il s'agit donc d'étudier des propriétés génériques de ces réseaux. Partant de la littérature, nous avons retenu 2 critères importants utilisés pour l'évaluation des protocoles ad hoc, et issus de la théorie des graphes. Le réseau ad hoc est vu comme un graphe dont les sommets représentent les noeuds radio, et les arcs, l'existence d'un lien radio entre les noeuds.

Ce modèle repose sur la définition d'un seuil, ou portée, de chaque noeud. On suppose ici que la puissance d'émission est identique pour chaque noeud. Les 2 critères que l'on étudie alors sont:

- la connexité du graphe : tout noeud émetteur peut atteindre n'importe quel noeud du réseau (un multicast est donc possible),
- le degré d'isolation, ou probabilité qu'un noeud soit isolé.

Bien évidemment, ces propriétés dépendent de la puissance d'émission et de la densité de noeuds. Ce qui nous intéressera ici, c'est l'apport des techniques MIMO sur ces critères.

#### 3.2 Degré de connexité d'un réseaux

L'étude de la connectivité pour les réseaux MIMO *ad hoc* a été proposée dans [4]. J. Burdin et J. Duniak font une comparaison entre le nombre de nœuds connectés dans un réseau de capteurs en utilisant une technique de transmission classique SISO et avec une technique MIMO. Pour la technique MIMO ils ont adopté un schéma d'Alamouti avec 2 antennes en émission et 2 antennes en réception.

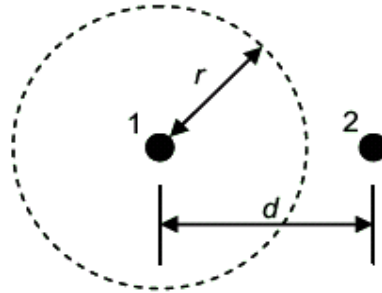


Fig 8 Deux capteurs à une distance  $d$  entre eux

Leur travaux sont résumés ici.

Dans le cas SISO le SNR mesuré au niveau du nœud 2 pour un signal émis par le nœud 1 dans la figure 8, en incluant le facteur de normalisation, est donné par :

$$\gamma = |h|^2 \frac{r^4}{d^4} \quad (13)$$

où  $r$  représente le rayon de transmission effectif (ou référent) de chaque capteur. Au delà de cette distance dans le cas SISO la communication n'est plus possible. Le modèle de canal est estimé avec une atténuation de l'ordre  $d^{-4}$ .

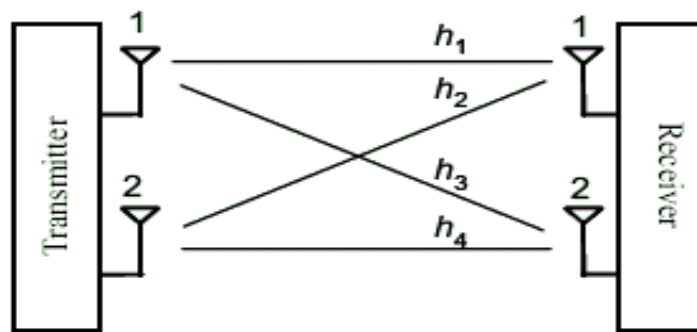


Fig 9 Les canaux MIMO

Parce que la comparaison est effectuée à puissance globale constante, la puissance d'émission autorisée pour chaque antenne est donc la moitié de celle utilisée dans le cas SISO. Malgré tout le formalisme MIMO permet de mettre en évidence l'existence de 4 canaux, potentiellement indépendants  $h_1, h_2, h_3$  et  $h_4$ . Donc le canal équivalent  $h$  est donné par la relation suivante :

$$h = \sqrt{\frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_3|^2)}{2}} \quad (14)$$

Nous verrons un peu plus loin que cette estimation est sous-optimale.

D'après cette formulation, dans le cas MIMO, le SNR équivalent est obtenu en remplaçant  $h$  dans la formule 13 par celui de la formule 14. Dans les deux cas SISO et MIMO on considère qu'il y a une liaison entre deux nœuds si  $\gamma$  est supérieur ou égal à 1. C'est à dire si le rapport signal à bruit est supérieur à un seuil donné. On comprend bien dès lors que l'augmentation de  $h$ , par le biais du MIMO, va permettre d'augmenter la portée du système et donc d'améliorer la connectivité.

Un ensemble de capteur forme en réseaux connexe si tous les capteurs peuvent communiquer avec tous les autres dans 1 ou plusieurs sauts intermédiaires. Un cluster est défini comme un ensemble de capteurs qui peuvent communiquer entre eux avec 1 ou plusieurs sauts intermédiaires.

Dans cet article, les auteurs montrent qu'avec du MIMO pour la même densité de nœuds, le nombre de capteurs formant un réseau connexe est supérieur au cas de l'utilisation de SISO. De plus dans le cas MIMO il y a une probabilité plus forte de réaliser un cluster plus grand que de réaliser plusieurs clusters de petite taille. Une autre façon d'interpréter leurs résultats c'est de dire que pour la même connectivité du réseau souhaitée en utilisant la technologie MIMO on a besoin d'une densité de capteurs plus faible que dans le cas où on utilise la technologie classique SISO. Notons que le même raisonnement peut être appliqué avec la puissance d'émission: augmenter la puissance ou augmenter la densité de nœud revient au même. On augmente la connectivité du graphe.

### 3.3 Formulation exacte du canal équivalent en 2x2

Nous proposons ici de revenir sur le calcul du canal équivalent.

Nous montrons que dans l'article ([4]), l'expression du canal équivalent (14) est une borne inférieure. Pour cela nous commençons par nous affranchir de l'estimation de ce canal équivalent. Il est en effet plus simple de comparer les systèmes SISO et MIMO en raisonnant directement sur la capacité.

Comme le rappelle [13], la capacité d'un lien MIMO est donnée par :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_M + \frac{\rho}{N} HH^H \right) \right] \text{ b/s/Hz} \quad (15)$$

L'étude analytique pour un nombre quelconque de canaux est complexe, et met en jeu une décomposition en valeurs propres de la matrice de canal. Si la décomposition est triviale, l'exploitation de cette décomposition pour le calcul d'une capacité théorique exige l'étude statistique des valeurs propres, qui n'est pas un problème résolu.

Nous proposons ici une étude sur un canal 2x2. Ce cas permet de mettre en évidence la complexité du calcul de gain de capacité (ou de connectivité) lié au MIMO.

La capacité d'un canal MIMO 2x2 est:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_2 + \frac{\rho}{2} HH^H \right) \right] \text{ b/s/Hz} \quad (16)$$

avec

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix} \quad H^\square = \begin{bmatrix} h_1^\square & h_3^\square \\ h_2^\square & h_4^\square \end{bmatrix} \quad (17)$$

Soit une capacité donnée par :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + \frac{\rho}{2} \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} h_1^\square & h_3^\square \\ h_2^\square & h_4^\square \end{pmatrix} \right) \right] \quad (18)$$

Qui s'exprime encore sous la forme:

$$C = \log_2 \left[ \det \begin{pmatrix} 1 + \frac{\rho}{2} (h_1 h_1^\square + h_2 h_2^\square) & \frac{\rho}{2} (h_1 h_3^\square + h_2 h_4^\square) \\ \frac{\rho}{2} (h_3 h_1^\square + h_4 h_2^\square) & 1 + \frac{\rho}{2} (h_3 h_3^\square + h_4 h_4^\square) \end{pmatrix} \right] \quad (19)$$

En calculant le déterminant on obtient:

$$C = \log_2 \left[ 1 + \frac{\rho}{2} (h_1 h_1^\square + h_2 h_2^\square + h_3 h_3^\square + h_4 h_4^\square) + \frac{\rho^2}{4} (h_1 h_1^\square h_4 h_4^\square + h_2 h_2^\square h_3 h_3^\square - h_1 h_2^\square h_3^\square h_4 - h_1^\square h_2 h_3 h_4) \right]$$

Pour comparer aux résultats de [4], il suffit d'identifier cette expression avec la formule qui donne la capacité d'un lien SISO, soit:

$$C = \log_2 (1 + \rho |h|^2) \quad \text{b/s/Hz} \quad (20)$$

on obtient une estimation du canal équivalent plus complexe que la formule retrouvée dans [4] :

$$|h|^2 = \frac{1}{2} (h_1 h_1^\square + h_2 h_2^\square + h_3 h_3^\square + h_4 h_4^\square) + \frac{\rho}{4} (h_1 h_1^\square h_4 h_4^\square + h_2 h_2^\square h_3 h_3^\square - h_1 h_2^\square h_3^\square h_4 - h_1^\square h_2 h_3 h_4) \quad (21)$$

Nous allons voir ci-dessous que les 2 formules ne sont pas complètement décorrélées.

### 3.4 Limite théorique de la capacité ( démonstration )

Commençons par établir la limite théorique du gain de capacité MIMO.

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C_{mimo}}{C_{siso}} = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2 \left( \left| I_M + \frac{\rho}{N} * H * H^\square \right| \right)}{\log_2 (1 + \rho * |h|^2)} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2 \left( \left| \frac{\rho}{N} * H * H^\square \right| \right)}{\log_2 (\rho * |h|^2)} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2 (\rho^n)}{\log_2 (\rho)} \quad (22)$$

Quand  $\rho$  tend vers infinit alors  $I_M$  au nominateur et 1 au dénominateur devienent négligeables et

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C_{mimo}}{C_{siso}} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2(|\frac{\rho}{N} * H * H^*|)}{\log_2(\rho * |h|^2)} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2(\rho^n |\frac{1}{N} * H * H^*|)}{\log_2(\rho * |h|^2)} \quad (23)$$

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C_{mimo}}{C_{siso}} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2(\rho^n) + \log_2(|\frac{1}{N} * H * H^*|)}{\log_2(\rho) + \log_2(|h|^2)} \sim \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log_2(\rho^n)}{\log_2(\rho)} = n \quad (24)$$

Pour un lien MIMO 2x2 cette limite vaut 2, limite que l'on va retrouver pour les cas particliuers détaillés ci-après.

### 3.5 Canal en visibilité directe (AWGN)

Plaçons-nous tout d'abord dans un cas particulier de canal en visibilité directe. Les 4 canaux sont alors d'amplitude identique (on néglige la corrélation entre canaux), et différent par la phase. On peut faire l'hypothèse que la phase de chacun des canaux est une variable aléatoire qui suit une loi uniforme entre 0 et 2 Pi. On peut donc normaliser les canaux, tels que  $|h_i|^2=1$ . La formule de capacité 2x2 (18) devient :

$$C_{mimo} = \log_2[1 + 2 * \rho + \frac{\rho^2}{2} (1 - \cos(\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4))] \quad \text{b/s/Hz} \quad (25)$$

Si les 4 phases sont des variables uniformes (modulo 2pi) et indépendantes, la somme est aussi une variable aléatoire uniforme sur  $[0, 2\pi]$ . La capacité peut s'écrire :

$$C_{mimo} = \log_2[1 + 2 * \rho + \frac{\rho^2}{2} (1 - \cos(\varphi_0))] \quad \text{b/s/Hz} \quad (26)$$

La capacité SISO (22) s'écrit :

$$C_{siso} = \log_2(1 + \rho) \quad \text{b/s/Hz} \quad (27)$$

$C_{mimo}$  est maximal quand le cosinus vaut -1 et on trouve :

$$\frac{C_{mimo}}{C_{siso}} = \frac{\log_2(1 + 2 * \rho + \rho^2)}{\log_2(1 + \rho)} = 2 \quad (28)$$

Ce qui correspond parfaitement à la limite théorique calculée ci-dessus.

Attention cependant, ce gain n'est pas constant. C'est une variable aléatoire qui dépend du déphasage relatif entre les 4 canaux.

On peut aussi déterminer une borne inférieure, ou gain minimal, du rapport entre la capacité d'un lien MIMO et un lien SISO. Elle est obtenue quand le cosinus vaut 1 et donc :

$$\frac{C_{mimo}}{C_{siso}} = \frac{\log_2(1 + 2 * \rho)}{\log_2(1 + \rho)} \quad (29)$$

Le calcul d'une valeur moyenne de ce rapport est difficile à calculer. Il nécessite le calcul de l'esperance de

$$C_{mimo} = \log_2 \left[ 1 + 2 * \rho + \frac{\rho^2}{2} (1 - \cos(\varphi_0)) \right] \quad (30)$$

c'est à dire

$$\int_0^{2\pi} \log_2 \left[ 1 + 2 * \rho + \frac{\rho^2}{2} (1 - \cos(\varphi_0)) \right] d\varphi_0 \quad (31)$$

Nous avons calculé numériquement la capacité moyenne, sous Matlab, par une méthode de Monte-Carlo. On appelle méthode de Monte-Carlo toute méthode visant à calculer une valeur numérique, et utilisant des procédés aléatoires, c'est-à-dire des techniques probabilistes. Le nom de ces méthodes fait allusion aux jeux de hasard pratiqués à Monte-Carlo. Les méthodes de Monte-Carlo sont particulièrement utilisées pour calculer des intégrales en dimensions plus grandes que 1 (en particulier, pour calculer des surfaces, des volumes, etc..)

La figure ci-dessus donne le résultat de la capacité moyenne, ainsi que les courbes de capacité minimale et maximale en fonction du SNR. On peut conclure qu'en visibilité directe, sous réserve de l'indépendance des canaux, le gain de capacité atteint entre 1,7 et 1,8.

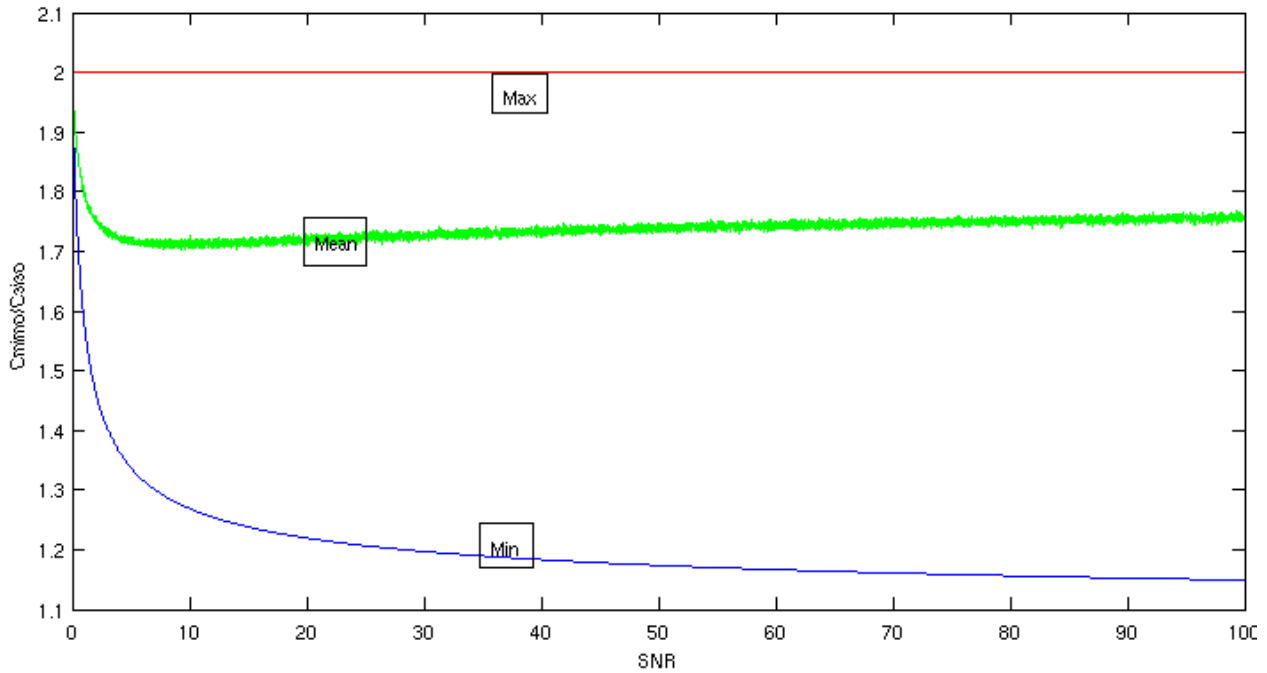


Fig 10 Rapport entre la capacité d'un lien MIMO et un lien SISO

### 3.6 Canal de Rayleigh

Le canal de Rayleigh est un modèle très utilisé pour représenté un environnement où les chemins multiples du signal radio génèrent des évanouissements aléatoires du signal. On montre que dans ce cas, la valeur du signal complexe reçu, en bande de base, suit un loi normale bi-dimensionnelle, et que la puissance reçue suit une loi de Rayleigh.

$$|h|^2 = \frac{1}{2}(h_1 h_1^\square + h_2 h_2^\square + h_3 h_3^\square + h_4 h_4^\square) + \frac{\rho}{4}(h_1 h_1^\square h_4 h_4^\square + h_2 h_2^\square h_3 h_3^\square - h_1 h_2^\square h_3 h_4^\square - h_1^\square h_2 h_3 h_4) \quad (32)$$

le calcul d'un canal équivalent devient beaucoup plus difficiles car non seulement les phases ne sont pas constantes, mais les amplitudes aussi varient d'un sous-canal à un autre. Il faut envisager d'autres façons d'étudier le cas d'un canal de Rayleigh.

On sait que pour un model de canal de Rayleigh les éléments de la matrice de canal H ont la forme suivante :

$$h_{ij} = Normal(0, \frac{1}{\sqrt{2}}) + \sqrt{-1} * Normal(0, \frac{1}{\sqrt{2}}) \quad (33)$$

ce qui implique que  $|h_{ij}|^2$  suit une lois  $\chi^2$ .

La loi du  $\chi^2$  (*khi-deux* ou *khi carré*) est une loi à densité de probabilité. Cette loi est

caractérisée par un paramètre dit degré de liberté à valeur dans l'ensemble des entiers naturels (non nuls). Soit  $X_1, \dots, X_n$   $n$  variables aléatoires indépendantes de même loi normale centrée et réduite, alors par définition la variable  $X$ , telle que

$$X = \sum_{i=1}^n X_i^2 \quad (34)$$

suit une loi du khi-2 à  $n$  degrés de liberté. Alors la densité de  $X$  notée  $f_X$  sera :

$$f_X(t) = \frac{1}{2^{\frac{n}{2}} \Gamma(\frac{n}{2})} t^{\frac{n}{2}-1} e^{-\frac{t}{2}} \quad \Gamma(s) = \int_0^{+\infty} t^{s-1} e^{-t} dt \quad (35)$$

pour tout  $t$  positif, où  $\Gamma$  est la fonction Gamma d'Euler.

L'espérance mathématique de  $X$  vaut  $n$  et sa variance vaut  $2n$ .

Alors les capacités des liens SISO et MIMO avec un modèle de canal de Rayleigh ont les formes suivantes :

$$C_{\text{siso}} = \log_2(1 + \rho \chi_2^2) \quad \text{b/s/Hz} \quad (36)$$

Le résultat le plus classiquement présenté [1] est une borne inférieure de la capacité MIMO sur canal de Rayleigh :

$$C_{\text{mimo}} > \sum_{k=1}^N \log_2\left(1 + \frac{\rho}{N} \chi_{2k}^2\right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (37)$$

Dans des articles très récents ([7],[8]) que nous n'avons pas eu le temps d'approfondir, les auteurs s'intéressent à la loi de distribution des valeurs propres de la matrice  $HH^H$  qui caractérise le lien MIMO afin d'en extraire une expression analytique de la capacité.

Nous nous limitons ici à une étude numérique du gain MIMO, pour le cas  $2 \times 2$ .

Pour ce modèle de canal nous avons calculé numériquement la capacité moyenne, sous Matlab, par une méthode de Monte-Carlo.

La figure ci-dessous donne le résultat de la capacité moyenne. On peut conclure qu'en prenant un modèle de canal de Rayleigh le gain de capacité atteint entre 1,9 et 2.

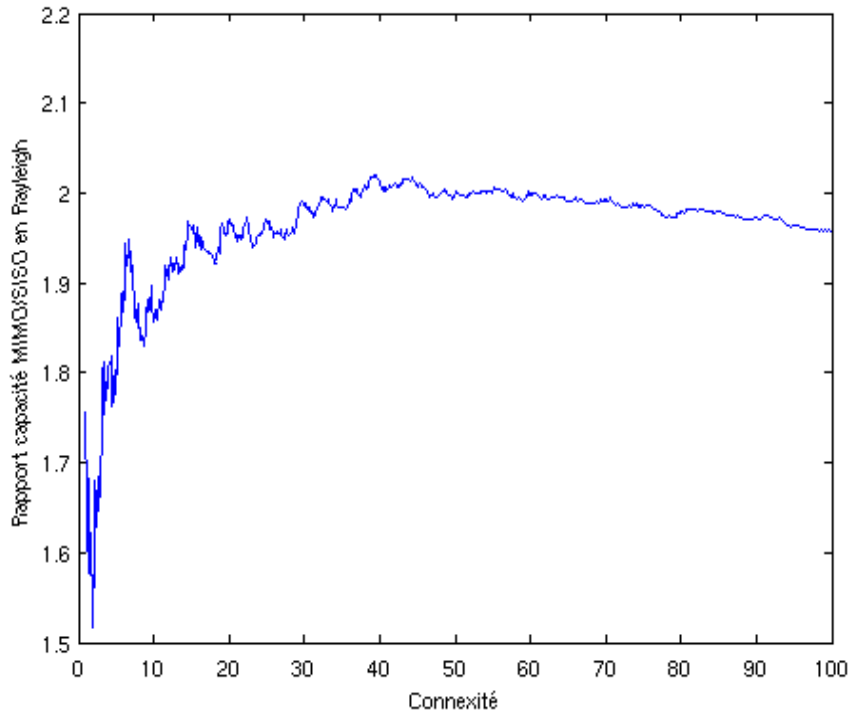


Fig 11 Rapport capacité MIMO/SISO en canal de Rayleigh

### 3.7 Probabilité d'isolation

Dans [9] les auteurs proposent des formules pour calculer la probabilité d'isolation d'un noeud pour des modèls déterministes d'abord et ensuite en tenant compte du caractère aleatoire du canal à cause de differents facterurs( shadowing, fading).

Dans le cas déterministe leurs formulation se base sur un modèle à seuil ayant comme parametre le SNR. Je essayé d'exprimer cette formulation pour un canal gaussien, dont d'amplitude constante, avec un modèle à seuil ayant comme paramètre la capacité du lien.

Dans le cas d'un lien SISO on a:

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \tag{38}$$

On peut exprimer le SNR et le module du signal de la façon suivante:

$$\rho = \frac{P_{tx} l(r)}{B} \quad \text{et} \quad |h|^2 = P_{tx} l(r) \quad , \quad l(r) = k r^{-\alpha} \tag{39}$$

où  $P_{tx}$  est la puissance à la transmission,  $l(r)$  le pathloss en fonction de la distance  $r$ ,  $B$  la puissance du bruit. Avec ces nouvelle relations on peut écrire la capacité seuil :

$$C_s = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{tx}^2 k^2 R^{-2\alpha}}{B} \right) \quad (40)$$

et donc le rayon de couverture est donné par la relation :

$$R = \left( \frac{P_{tx}^2 k^2}{B(2^{C_s} - 1)} \right)^{\frac{1}{2\alpha}} \quad (41)$$

Connaisant le rayon de couverture la probabilité d'isolation d'un noeud est donnée par :

$$P_I = e^{-\lambda \pi R^2} \quad (42)$$

,avec  $\lambda$  la densité des noeuds. A partir de la probabilité d'isolation on peut facilement déduire la probabilité de connexité :  $P_C = 1 - P_I$ .

Pour un lien MIMO sur un canal gaussien en posant  $|h_i|^2 = |h|^2$  on a :

$$C_s = \log_2 \left[ 1 + 2\rho |h|^2 + \frac{\rho^2}{2} |h|^4 ((1 - \cos \varphi)) \right] \quad (43)$$

En utilisant les expression de (40) on trouve :

$$C_s = \log_2 \left[ 1 + 2 \frac{P_{tx}^2 k^2 R^{-2\alpha}}{B} + \frac{P_{tx}^4 k^4 R^{-4\alpha}}{2B^2} ((1 - \cos \varphi)) \right] \quad (44)$$

En posant :

$$X = \frac{P_{tx}^2 k^2 R^{-2\alpha}}{B} \quad (45)$$

La formule (45) se réduit à :

$$C_s = \log_2 \left[ 1 + 2X + \frac{X}{2} ((1 - \cos \varphi)) \right] \quad (46)$$

Finalment :

$$X = \frac{-2 \pm \sqrt{4 - 2(1 - \cos \phi)(1 - 2^{C_s})}}{1 - \cos \phi} \quad (47)$$

et alors

$$R = \left( \frac{P_{tx}^2 k^2}{BX} \right)^{\frac{1}{2\alpha}} \quad (48)$$

La probabilité d'isolation s'obtient en utilisant la même formule qu'auparavant (42).

Il serait intéressant de continuer le travail que j'ai effectué en calculant les rayons de couverture pour les liens SISO et MIMO non plus dans un cas déterministe mais en prenant comme modèle le canal de Rayleigh par exemple

## 5. Simulateur (WILDE)

Ce simulateur repose sur la méthode MR-FDPF pour le calcul de la propagation radio en environnement Indoor des ondes centimétriques. Cette méthode a été développée pour répondre au besoin croissant de mieux appréhender le déploiement des réseaux sans fil en environnement confiné, et plus particulièrement les réseaux de technologie WiFi. En effet, le développement d'un logiciel d'aide à la planification de réseaux sans fil repose en premier lieu sur l'intégration d'un moteur de propagation capable de prédire convenablement la couverture radio des points d'accès à déployer, tout en limitant la puissance de calcul nécessaire. Les approches de la littérature reposent soit sur une modélisation empirique, déduite des mesures, soit sur une modélisation basée sur l'optique géométrique et conduisant aux méthodes de lancer de rayons et assimilées. Alors que les méthodes empiriques souffrent d'un manque de précision, les méthodes géométriques nécessitent un compromis entre précision et temps de calcul parfois difficile. L'approche proposée repose sur une formulation de type éléments finis. Une fois exprimé dans le domaine fréquentiel, le système linéaire ainsi obtenu est résolu en 2 étapes: une étape de pré-traitement qui consiste en un pré-conditionnement multi-résolution (ou multi-grilles) adaptatif et une étape de propagation proprement dite qui effectue le calcul de propagation en propageant une source ponctuelle par un parcours "up and Down" de l'arbre binaire associé à la structure multi-grilles. Cette approche permet de résoudre de façon exacte le système linéaire, en un temps de calcul très réduit par rapport à l'approche initiale développée dans le domaine temporel.

Dans le cadre de mon stage l'utilisation de ce simulateur a été très utiles pour obtenir des résultats qui approche de la réalité et pouvoir les comparer avec les données théoriques. Plus précisément il m'a permis de récupérer les données qui décrivent un lien radio – amplitudes et phases des signaux. Bien entendu il faut apporter des modifications à ce simulateur pour qu'il puisse être capable de générer des réseaux ad-hoc en fonction d'un certain nombre de paramètres demandés au préalable à l'utilisateur. L'ensemble des classes JAVA, car le simulateur est développé en JAVA, ont été regroupées dans un seul package pour faciliter leur deployment.

Ci-après une digramme des classes présentes dans le package réalisé ainsi que les classes les plus importantes avec lesquelles elles ont des interactions. Ainsi la classe Framework est la classe mère des représentations graphiques. A partir de cette classe et par l'intermédiaire de la classe ToolBar ( qui représente la barre d'outils de l'interface graphique) une fenêtre de dialog AdHocDialog est créée pour permettre le paramétrage du réseau ad-hoc souhaité et qui à la fin du paramétrage lance le traitement, c'est à dire la propagation des ondes et le calcul des champs dans les différents points de l'espace. La classe GenerateAdHoc génère aléatoirement les coordonnées des nœuds choisis auparavant et utilise la classe MultiAntenna pour placer les antennes sur la zone de dessin ( DrawingZone).

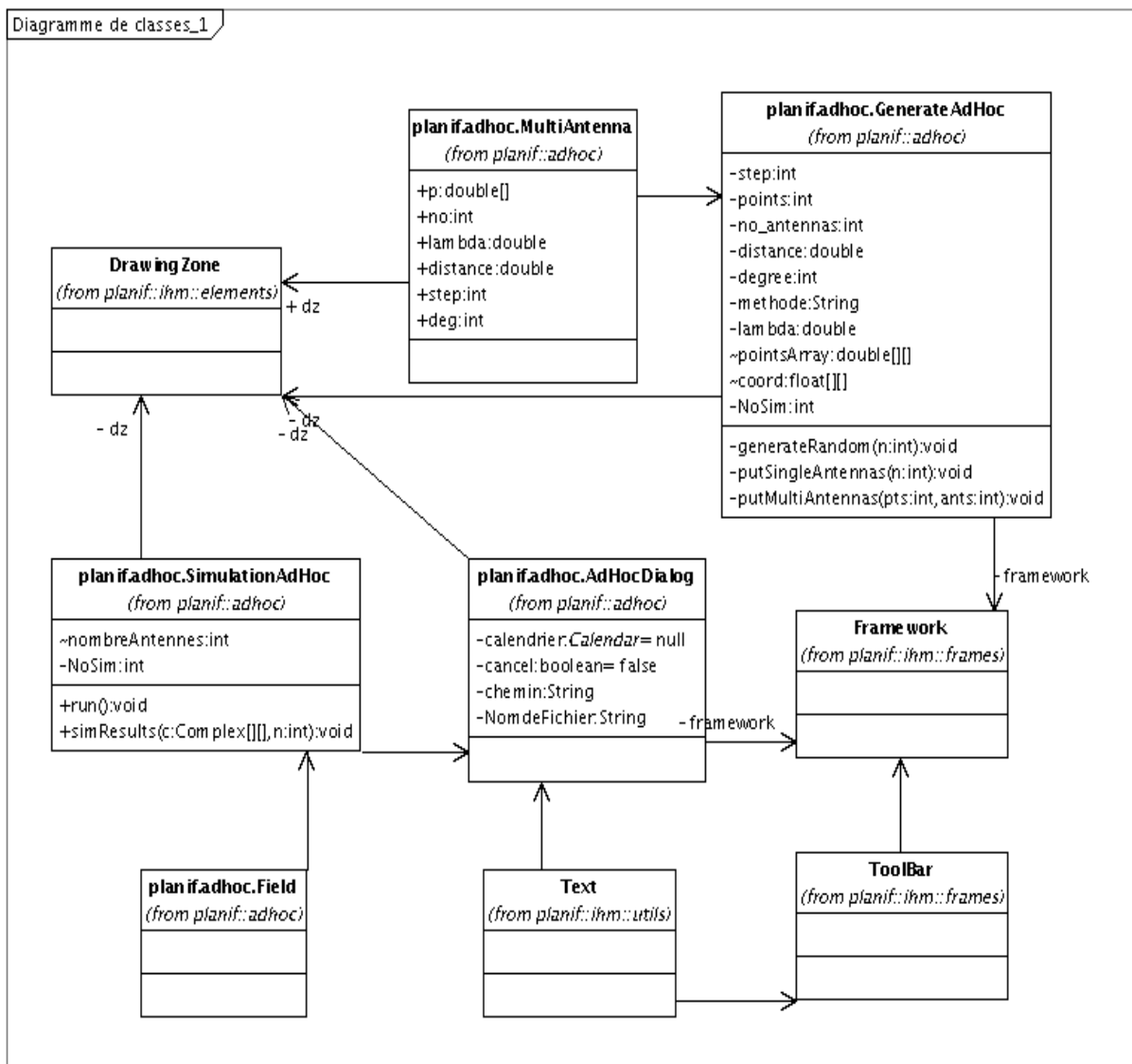


Fig 12 Diagramme des classes

Voici un exemple d'environnement réel que j'ai utilisé pour mes simulations et aussi la façon dont la fenêtre de paramétrage change quand on passe de noeuds avec une seule antenne à des noeuds qui disposent de plusieurs antennes ( on peut définir la distance entre les antennes, l'orientation du groupe ...)

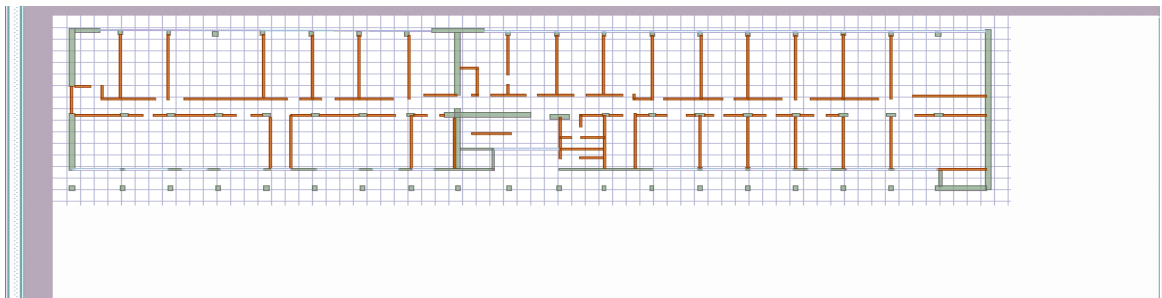


Fig 13 Plan environnement des tests

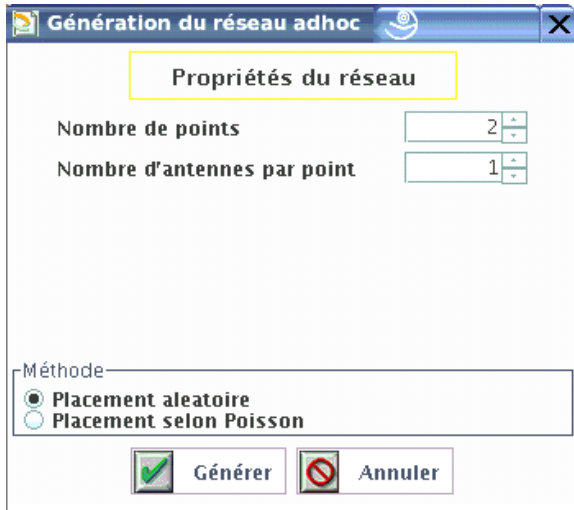


Fig 14 Fenêtre de paramétrage 1

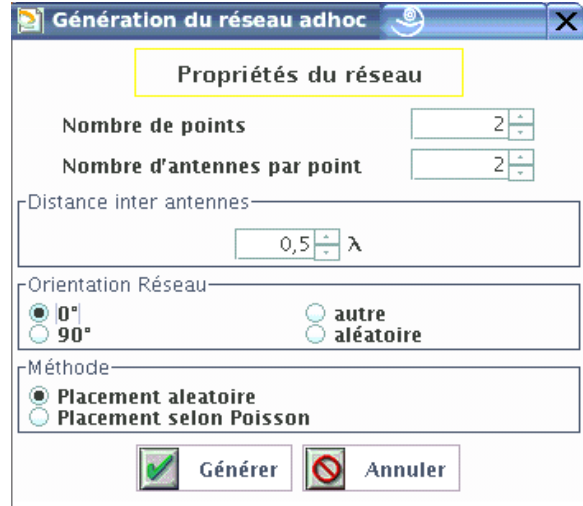


Fig 15 Fenêtre de paramétrage 2

## 6. Résultats

Tout d'abord j'ai essayé de voir comment évolue la connexité d'un réseau ad-hoc en faisant la comparaison SISO/MIMO. Pour cela j'ai utilisé un modèle à seuil avec paramètre la capacité du lien. En fonction du seuil des matrices d'adjacence sont créés et sont ensuite utilisées pour déduire la connexité du réseau pour un certain seuil. Une matrice d'adjacence et une matrice de taille  $N_t \times N_r$ , avec  $N_t$  le nombre d'antennes en transmission et  $N_r$  le nombre d'antennes en réception. Cette matrice contient un 1 dans une case définie par deux antennes si un lien est présent entre ces deux antennes (la capacité du lien est supérieure à la capacité seuil), sinon un zéro est présent dans cette même case.

A partir de cette matrice d'adjacence il est possible de déterminer le nombre de clusters et leur taille. Un cluster représente un ensemble de la totalité des noeuds qui peuvent communiquer entre eux dans un ou plusieurs sauts.

Pour calculer la connexité d'un réseau j'ai utilisé la formule suivante :

$$c = \frac{\sum_{i=1}^K \frac{(t_i - 1)t_i}{2}}{\frac{(N - 1)N}{2}} \quad (49)$$

,où  $K$  représente le nombre de clusters,  $t_i$  la taille du cluster  $i$  et  $N$  le nombre total de noeuds.

Je vais illustrer par un exemple la raison pour laquelle j'ai utilisé cette formule au lieu de prendre par exemple la taille moyenne des clusters. Soit un réseau de 10 noeuds dans les deux cas suivants :

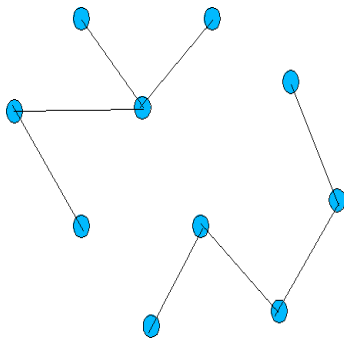


Fig 16 Exemple 2 clusters (a)

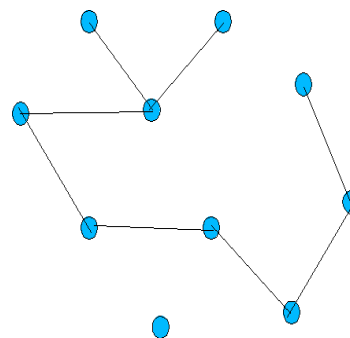


Fig 17 Exemple 2 clusters (b)

Dans les deux cas la taille moyenne des clusters est  $10/2 = 5$ , alors qu'en utilisant la formule que je propose pour le cas (a) on obtient une connexité de 0.44 et pour le cas (b) on obtient 0.8 ce qui reflète bien le fait que dans le deuxième cas on a une meilleure connexité du réseau.

Les simulations réalisées ont été réalisées dans un environnement de la taille du laboratoire CITI en utilisant 50 noeuds et effectuant 100 jets aléatoires des noeuds sur la surface choisie. Pour

comparaison les mêmes simulation ont été aussi sur une surface de la même dimension mais en espace libre, sans murs ou autre obstacles.

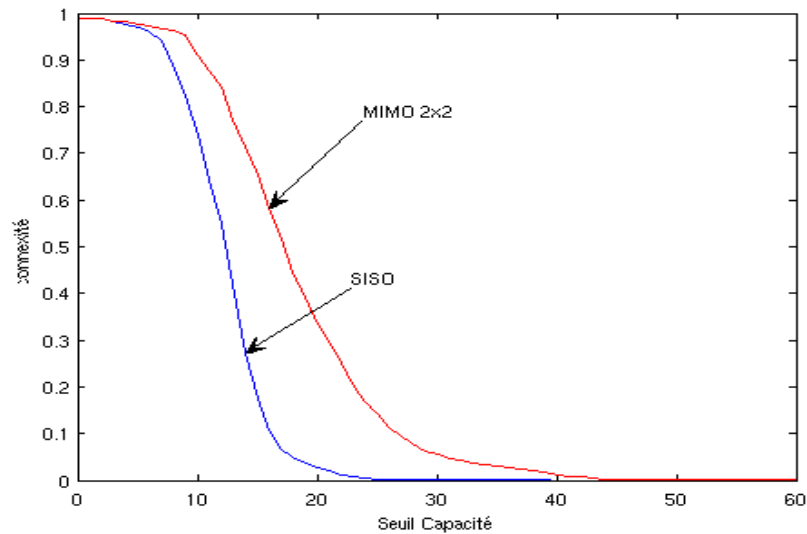


Fig 18 Connexité en espace fermé avec MIMO et SISO

Dans (Fig 18) on peut remarquer que l'utilisation de la technologie MIMO apporte un réel gain en terme de connectivité par rapport à l'utilisation de SISO. On voit que pour le même seuil la connectivité est supérieure en MIMO, où une autre façon d'interpréter ces courbes c'est de dire que pour une même connectivité du réseau le seuil choisi est supérieur en MIMO. De la même manière j'ai procédé pour (Fig 19) qui présente des résultats obtenus en espace libre mais avec un gain de MIMO par rapport à SISO moins important.

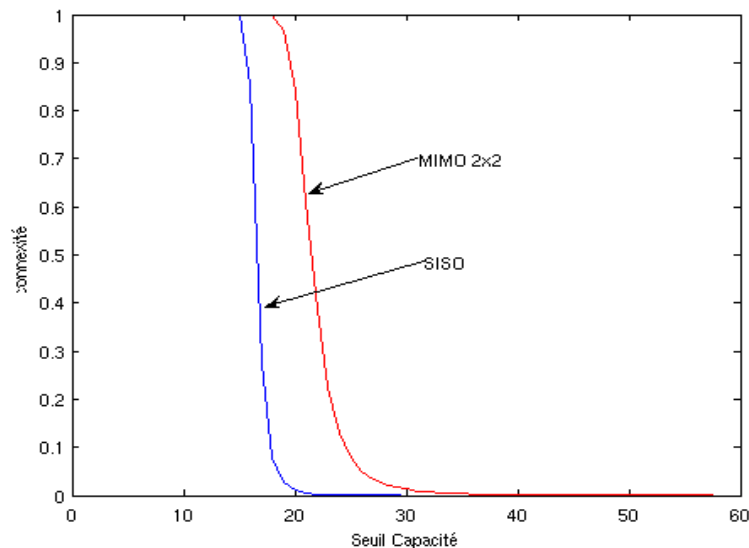


Fig 19 Connexité en espace libre avec MIMO et SISO

Pour se rendre compte plus facilement de ce gain et de pouvoir le comparer avec les courbes théoriques tracées en (Fig 10) j'ai calculé le rapport entre la capacité en MIMO et celle en SISO

pour la même connectivité du réseau. Les résultats ont donné les courbes suivantes.

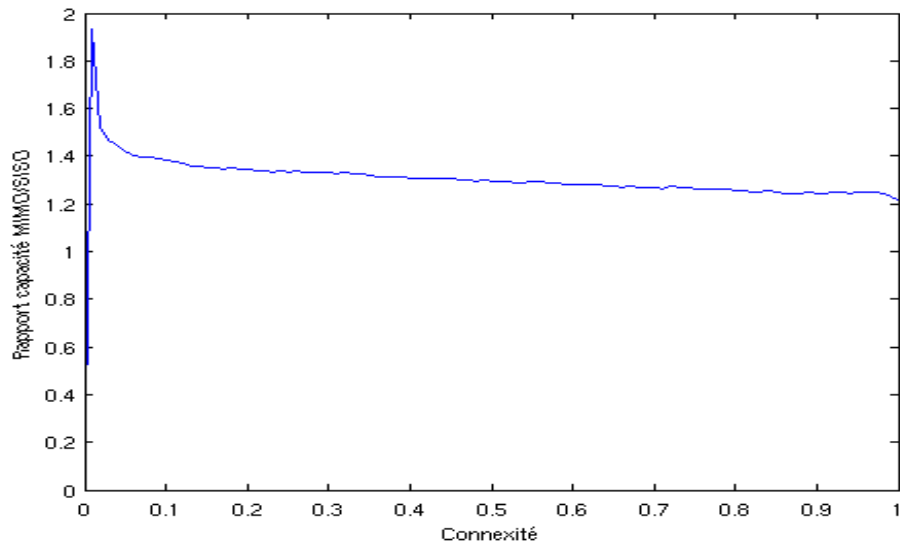


Fig 20 Rapport des capacités en espace libre

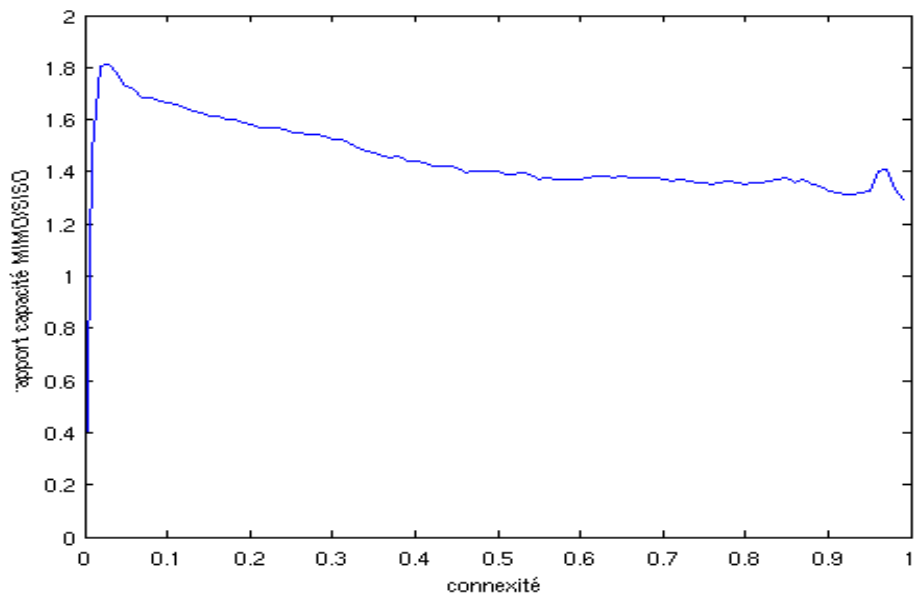


Fig 21 Rapport capacités en espace fermé

Maintenant on peut facilement observer l'intérêt d'utiliser MIMO dans des environnements avec des obstacles et beaucoup de réflexions car MIMO peut apporter un gain plus important dans ces conditions. Les courbes présentes ci-dessus sont en concordance avec les courbes théoriques tracées en (Fig 10).

Les fichiers Matlab qui m'ont permis d'interpréter les données collectées avec le simulateur et d'aboutir aux courbes déjà présentées peuvent être trouvées en annexes.

## 7. Conclusion

L'achèvement de ce MASTER est le moment de prendre du recul sur le travail accompli et l'expérience acquise.

Vue la vastité du sujet il était impossible dans le temps prévu pour le stage d'aboutir à un étude complet sur les performance de l'implémentation de la technologie MIMO dans les réseaux ad-hoc. Tout de même le travail réalisé permet de tirer des importantes conclusions et de confirmer les hypothèses d'améliorations des liens radion présentes dans des nombreux articles. De plus, ce stage permet d'ouvrir des nouvelles pistes à explorer pour une meilleure compréhension des technologies MIMO. Par exemple les idée que je n'ai pas pu développer sur les limites théoriques de la capacité avec un modèle de canal de Rayleigh ou le calcul du rayon de couverture d'un noeud avec le même modèle de canal.

Même si les simulations que réalisé portent sur de systèmes MIMO avec seulement deux antennes en transmission et deux en réception, des simulations avec un nombre plus important d'antennes pourront être réalisées facilement grâce au programmes JAVA et Matlab développés.

D'un point de vue plus personnel, ce Master a été l'occasion de découvrir le monde de la recherche. Etudier des technique poussées, qui commencent petit à petit de rentrer dans notre vie quotidienne, s'est révélé extrêmement intéressant. La dualité cours / stage est importante puisque les cours fournissent certains outils nécessaires pour le stage et il est alors possible de les approfondir par la suite. Etudier en détail un domaine bien précis pendant un an développe méthode et rigueur et élargit la culture scientifique.

## Annexes

### Fonction qui calcule la matrice d'adjacence

```
function [Adj] = adjacenceCap(cap, capLim)

Adj = cap;

Adj(find(cap >= capLim)) = 1;
Adj(find(cap < capLim)) = 0;

Adj = spdiags(zeros(length(Adj)), 0, Adj);
Adj = full(Adj);
```

### Fonction qui calcule la capacité des liens

```
function [cap] = capacity(amp, ph, N)

bruit = 10^((-96+41)/10);

H = amp.*exp(i*ph);

for j=1:length(amp)/N
    for k=1:length(amp)/N
        h = H(N*j-(N-1):N*j, N*k-(N-1):N*k);
        snr = abs(h(1,1))^2/bruit;
        cap(j,k) = log2(det(eye(N)+snr/N*(h*h')));
    end
end

cap = spdiags(zeros(length(cap)), 0, cap);
cap = full(cap);
cap = abs(cap);
```

### Fonction qui calcule la connexité d'un réseau à partir de la matrice d'adjacence

```

function [connec,c1] = connectivity(Adj)

    cluster = 0 ;
    l = 0;
    for i=1:length(Adj)
        if(cluster~=i)
            l = l+1;
            cluster(l,1)=i;
            cluster = recursive(cluster,Adj,i);
        end
    end

    c = cluster;
    c(find(c>0))=1;
    if(length(c(:,1))==length(Adj))
        c1 = c;
    else
        c1 = sum(c');
    end

    p1 = c1.*(c1-1)/2;
    connec = sum(p1)/(length(Adj)*(length(Adj)-1)/2);

```

## Références

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998
- [2] Chiurtu, N.; Rimoldi, B.; Telatar, E.; "On the capacity of multi-antenna Gaussian channels", *Information Theory*, 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium on 24-29 June 2001 Page(s):53
- [3] Shokrollahi, A.; Hassibi, B.; Hochwald, B.M.; Sweldens, W.; "Representation theory for high-rate multiple-antenna code design" *Information Theory*, *IEEE Transactions on* Volume 47, Issue 6, Sept. 2001 Page(s):2335 - 2367
- [4] Burdin, J.; Duniak, J.; "Cohesion of wireless sensor networks with MIMO communications" *SoutheastCon*, 2005. Proceedings. IEEE 8-10 April 2005 Page(s):547 - 551
- [5] Shuguang Cui; Goldsmith, A.J.; Bahai, A.; "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks" *Selected Areas in Communications*, *IEEE Journal on* Volume 22, Issue 6, Aug. 2004 Page(s):1089 - 1098
- [6] Jayaweera, S.K.; "An energy-efficient virtual MIMO architecture based on V-BLAST processing for distributed wireless sensor networks" *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, 2004. IEEE SECON 2004. 2004 First Annual IEEE Communications Society Conference on 4-7 Oct. 2004 Page(s):299 - 308
- [7] Amine Maaref, Sonia Aïssa, "Eigenvalue Distributions of Wishart-Type Random Matrices and Error Probability Analysis of Dual Maximum-Ratio Transmission in Semicorrelated Rayleigh Fading"
- [8] G. Alfano, "Eigenvalue Statistics of Finite-Dimensional Random Matrices for MIMO Wireless Communications"
- [9] Miorandi, D.; Altman, E.; "Coverage and connectivity of ad hoc networks presence of channel randomness" *INFOCOM 2005. 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings IEEE* Volume 1, 13-17 March 2005 Page(s):491 - 502 vol. 1
- [10] Tsoulos, G.V.; "Experimental and theoretical capacity analysis of space-division multiple access (SDMA) with adaptive antennas" ,*Communications*, *IEE Proceedings*-Volume 146, Issue 5, Oct. 1999 Page(s):307 - 311
- [11] Shiann-Shiun Jeng; Garret Okamoto; Guanghan Xu; "Experimental evaluation of smart antenna system performance for capacity improvement" ,*Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM '97.*, *IEEE* Volume 1,3-8 Nov. 1997 Page(s):369 - 373 vol.1
- [12] Chryssomallis, M.; "Smart antennas" ,*Antennas and Propagation Magazine*, *IEEE* Volume 42, Issue 3, June 2000 Page(s):129 - 136
- [13] Gesbert, D.; Shafi, M.; Da-shan Shiu; Smith, P.J.; Naguib, A.; "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems" *Selected Areas in Communications*, *IEEE Journal on* Volume 21, Issue 3, April 2003 Page(s):281 - 302
- [14] Alamouti, S.M.; "A simple transmit diversity technique for wireless communications" *Selected Areas in Communications*, *IEEE Journal on* Volume 16, Issue 8, Oct. 1998 Page(s):1451 - 1458