

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE  
M. Ing.

PAR  
ADLANE CHABOUB

ÉTUDE DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR UN  
SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO

MONTREAL, LE 21 MAI 2003

© droits réservés de Adlane Chaboub

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ  
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Jean Belzile, directeur de mémoire  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

M. Ammar Kouki, président de jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

M. François Gagnon, professeur  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 21 MAI 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

# ÉTUDE DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR UN SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO

Adlane Chaboub

## SOMMAIRE

De nos jours, les communications sans fil sont en plein essor. La demande est sans cesse grandissante pour une transmission plus rapide, plus fiable, et pour plus de fonctionnalité, tout en respectant des contraintes telles que le coût ou les limitations des bandes passantes.

Une nouvelle technique de transmission a été mise en évidence, cette approche a révolutionné les transmissions sans fils. Elle permet de transmettre selon une architecture basée sur plusieurs antennes, appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output). Dans ce cas de figure, la théorie de l'information (1948) établie par Shannon pour un canal de transmission a été généralisée à plusieurs canaux et, par conséquent, la limite physique imposée par le canal de transmission se voit modifiée. Grâce à la technique MIMO, la transmission pourra se faire avec moins de contraintes du canal et atteindre des efficacités spectrales et des débits jamais encore atteints.

Ce mémoire démontre qu'il est possible de détecter le signal qui est émis avec la technique MIMO en utilisant une architecture particulière de l'égaliseur à retour d'état appelé MIMO-DFE qui est à base de matrices de coefficients adaptatifs.

Les simulations effectuées confirment la fonctionnalité de l'approche MIMO et appuient les affirmations théoriques de cette nouvelle technique de transmission. Cependant, des modifications doivent être ajoutées pour améliorer les performances du système.

# **A SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS STUDY FOR A MIMO COMMUNICATION SYSTEM**

Adlane Chaboub

## **ABSTRACT**

Nowadays, the wireless communications are in full rise, the demand is unceasingly growing for a faster transmission, more reliable, and for more functionality, while respecting constraints such as cost or limitations of the bandwidth.

A new transmission was highlighted, this approach revolutionized the wireless transmissions. It makes it possible to transmit according to an architecture based on several antennas, called MIMO (Multiple Input Multiple Output). In this case, the information theory (1948) established by Shannon for a transmission channel was generalized with several channels and, consequently, the physical limit imposed by the channel is seen modified. With MIMO technique, the transmission will be able to be done with less constraints of the channel and to reach spectral effectiveness and flows never still reached.

This project shows that it is possible to detect a signal, which is emitted with the MIMO technique, by using a particular architecture of the decision feedback equalizer (DFE) called MIMO-DFE, which is containing matrices of adaptive coefficients.

Simulations carried out confirm the functionality of the MIMO approach, and support the theoretical assumptions of this new transmission technique. However, some modifications must be added to improve the performances of the system.

## **AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS**

Je remercie sincèrement mon directeur de mémoire Jean Belzile, professeur au département de génie électrique à l'ÉTS (École de technologie supérieure), sans l'initiative duquel ce projet n'aurait pas été possible. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée, sa rigueur et la qualité des commentaires et suggestions dont il m'a fait part.

Je remercie particulièrement mes collègues du LACIME pour leur aide et échanges de points de vues durant toute la période de ma recherche, je remercie également ma chère femme, ma chère mère, mon frère, ma sœur et toute ma famille pour leurs encouragements et leur soutien moral malgré la distance qui nous sépare, ainsi que mes amis d'ici et d'ailleurs.

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	II
AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS.....	III
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	VI
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	ix
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 SYSTÈME DE COMMUNICATION NUMÉRIQUE.....	4
1.1 Chaîne de transmission numérique .....	4
1.2 Techniques de modulation .....	6
1.3 Filtre de mise en forme .....	9
1.4 Le canal.....	12
1.4.1 Origine de l'interférence entre symboles.....	12
1.4.2 Canal à bruit blanc .....	14
1.4.3 Canal à évanouissement .....	17
1.4.4 Canal de Rumlér.....	20
1.5 Techniques d'égalisation.....	21
1.5.1 Égaliseur linéaire.....	22
1.5.2 Égaliseur non linéaire.....	23
1.5.3 Égaliseur fractionnaire espacé.....	24
1.5.4 Égalisation aveugle .....	25
1.5.5 Algorithmes d'adaptation.....	27
CHAPITRE 2 INTRODUCTION AUX SYSTÈMES MIMO .....	29
2.1 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes .....	29
2.2 Limite de Shannon .....	30
2.3 Transmission en diversité spatiale à l'émission (MISO) .....	30
2.4 Transmission en diversité à la réception (SIMO) .....	32
2.5 Transmission en diversité en émission et réception (MIMO).....	33
2.6 Modèle mathématique d'un système MIMO .....	34
2.6.1 Le bruit blanc .....	39
2.7 L'émetteur.....	39
2.8 Le récepteur.....	40
2.9 Algorithmes de réception .....	40

2.9.1	Matrice pseudo inverse .....	40
2.9.2	Algorithme de forçage à zéro .....	41
2.9.3	Algorithme basé sur l'erreur quadratique moyenne.....	42
2.9.4	Algorithme du maximum de vraisemblance .....	43
2.9.5	Algorithme BLAST.....	44
2.9.6	Algorithme D-BLAST .....	45
2.9.7	Algorithme V-BLAST .....	49
2.9.8	Algorithme T-BLAST.....	52
CHAPITRE 3 SYSTÈME MIMO LARGE BANDE .....		59
3.1	Modèle large bande.....	59
3.2	Égaliseur MIMO-DFE .....	61
3.3	Algorithme LMS-MIMO-DFE .....	64
3.4	Application pour la réalisation d'un MIMO-DFE 2X2.....	65
3.4.1	Matrices avants.....	67
3.4.2	Matrices arrières.....	67
3.4.3	La matrice MIMO $B_0$ .....	68
CHAPITRE 4 SIMULATION ET RÉSULTATS.....		69
4.1	Modèle de simulation.....	69
4.1.1	L'émetteur.....	70
4.1.2	Le canal MIMO.....	71
4.1.2	Le récepteur.....	72
4.2	Simulations.....	72
4.2.1	Évolution du coefficient $B_{021}$ .....	75
4.2.2	Évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction du pas et de l'évanouissement.....	76
4.2.3	Étude des limites des paramètres d'affaiblissement du canal MIMO.....	79
4.2.4	Performances du système avec bruit.....	81
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS .....		87
BIBLIOGRAPHIE.....		89

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Différentes valeurs du coefficient $B_{021}$ .....75
Tableau II	Erreur quadratique moyenne en fonction de l'évanouissement, $\mu = 0.001$ .....77
Tableau III	Erreur quadratique moyenne en fonction de l'évanouissement, $\mu = 0.0001$ .....78
Tableau IV	Rapport signal à bruit et SER pour différents systèmes MIMO.....84

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Chaîne de transmission numérique.....	4
figure 2 Exemple d'une constellation M-Qam pour $m=16$ .....	7
Figure 3 Exemple d'une constellation M-PSK pour $M=8$ .....	8
Figure 4 Allure fréquentielle du filtre à cosinus surélevé.....	10
Figure 5 Réponse impulsionnelle du filtre à cosinus surélevé.....	11
Figure 6 Effet du filtre à cosinus surélevé sur les symboles adjacents.....	12
Figure 7 Explication du phénomène des interférences intersymboles (IES).....	13
Figure 8 Principe de l'égalisation dans le domaine fréquentiel.....	14
Figure 9 Densité spectrale de puissance du bruit blanc.....	15
Figure 10 Densité de probabilité Gaussienne.....	15
Figure 11 Différentes variantes des canaux.....	19
Figure 12 Modèle du canal de Rummel.....	21
Figure 13 Différentes techniques d'égalisation.....	22
Figure 14 Égaliseur linéaire transversal.....	23
Figure 15 Égaliseur à retour d'état.....	24
Figure 16 Égaliseur fractionnaire espacé.....	25
Figure 17 Égaliseur en phase d'apprentissage.....	26
Figure 18 Égaliseur aveugle en phase auto adaptative.....	27
Figure 19 Structure d'un système MISO.....	31
Figure 20 Structure d'un système MISO équivalent à un simple émetteur récepteur ...	32
Figure 21 Structure d'un système SIMO.....	32
Figure 22 Structure d'un système MIMO.....	34
Figure 23 Système MIMO idéal.....	38
Figure 24 Émetteur D-BLAST.....	46
Figure 25 Processus de détection d'un système D-BLAST.....	47
Figure 26 Algorithme D-BLAST.....	48

Figure 27	Émetteur V-BLAST.....	49
Figure 28	Émetteur T-BLAST.....	53
Figure 29	Récepteur T-BLAST.....	55
Figure 30	Modélisation d'un système MIMO large bande.....	60
Figure 31	Égaliseur spatial modifié MIMO-DFE.....	62
Figure 32	Système MIMO-DFE et l'algorithme LMS.....	66
Figure 33	Cas particulier du coefficient $B_{021}$ .....	68
Figure 34	Récepteur utilisé et chaîne de transmission.....	69
Figure 35	Modèle du canal MIMO.....	71
Figure 36	Sorties du canal MIMO.....	73
Figure 37	Constellations des deux signaux reçus avant décision.....	74
Figure 39	Évolution de l'erreur quadratique moyenne, $\mu = 0.001$ .....	77
Figure 40	Évolution de l'erreur quadratique moyenne, $\mu = 0.0001$ .....	78
Figure 41	Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de.....	80
Figure 42	Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de.....	80
Figure 43	Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de.....	81
Figure 44	Effet du bruit sur la constellation 16-QAM.....	82
Figure 45	Évolution du SNR ( $\frac{E_s}{N_0}$ ) en fonction du SER pour différents systèmes MIMO.....	84

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

V-BLAST	Vertical Bell Labs LAYered Space Time.
D-BLAST	Diagonal Bell Labs LAYered Space Time.
T-BLAST	Turbo Bell Labs LAYered Space Time.
SISO	Soft Input Soft Output.
MISO	Multiple Input Single Output.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
PSK	Phase Shift Keying.
FSK	Frequency Shift Keying.
ZF	Zero Forcing.
RLS	Recursive Least Square.
LMS	Algorithme des moindres carrés.
CMA	Algorithme à module constant.
MMSE	Erreur quadratique moyenne minimale.
DFE	Égaliseur à retour d'état.
IES	Interférences intersymboles.
AGC	Automatic Gain Control.
SNR	Rapport signal à bruit.
FIR	Finite Impulse Response.
ÉQM	Erreur quadratique moyenne.
IIR	Infinite Impulse Response.
iid	indépendant et identiquement distribué.
K	Longueur d'une séquence émise.
R	Taux de transmission.
T	La période.
M	Nombre de symboles.
$P_s$	Puissance moyenne.

$d(t)$	Signal à émettre.
$\hat{d}_n$	Signal reçu estimé.
$E_d$	Énergie du signal.
$E_b$	Énergie du bit.
$n(t)$	Bruit.
$H(t)$	Fonction de transfert du canal..
$W$	Bande passante.
$N$	Nombre d'étage de l'égaliseur.
$f$	Fréquence.
$C(f)$	Réponse en fréquence.
$\alpha$	Coefficient d'arrondi.
$T$	Temps.
$N_0$	Densité spectrale de puissance.
$\sigma^2$	Variance.
$\sigma$	Écart-type.
$f(x)$	Fonction de densité de probabilité de la variable aléatoire $x$ .
$P(x)$	Probabilité de la variable aléatoire $x$ .
$m$	Moyenne.
$Q(\cdot)$	Fonction d'erreur.
$r$	Signal reçu.
$W_c$	Bande passante cohérente.
$T_c$	Temps de cohérence.
$Z_k$	Symbole avant décision.
$C_n$	Coefficients avants de l'égaliseur à retour d'état.
$D_n$	Coefficients arrières de l'égaliseur à retour d'état.
$\hat{A}$	Séquence d'entraînement.
$J$	Fonction coût à minimiser.
$e_k$	Erreur

$E(.)$	Espérance mathématique.
$\mu$	Pas d'adaptation.
$R_r$	Rayon du cercle de Godard.
$S_k$	Signal à l'entrée du canal.
bps	Bits par seconde.
$\eta$	Efficacité spectrale.
$N_t$	Nombre d'antennes à l'émission.
$N_r$	Nombre d'antennes à la réception.
TX	L'émetteur.
RX	Le récepteur.
$h(t)$	Réponse impulsionnelle.
L	Longueur d'une trame.
$L(.)$	Estimée statistique d'une variable.
$\underline{X}$	Variable X en vecteur.
$\varphi_{xy}$	La covariance entre X et Y.
$R_{xy}$	La corrélation entre X et Y.
$X^*$	Transposée conjuguée de X
$X'$	Transposée de X.
$X^+$	Pseudo inverse de X.
$X^{-1}$	Inverse de X.
$\rho$	Rapport signal à bruit moyen.
$W_i$	Vecteur annulant ou de pondération.
$N_c$	Ordre du filtre FIR modélisant un canal.
$\Delta$	Retard.
F	Matrice de coefficient avants du MIMO-DFE.
B	Matrice des coefficients arrières du MIMO-DFE.
$F_s$	Fréquence d'échantillonnage.
$\beta$	Gain de réflexion du canal de Rumlmer.

- V            Nombre de vecteurs possiblement transmis.  
a            Sortie du soustracteur d'interférences.

## INTRODUCTION

La demande sans cesse grandissante des transmissions numériques a poussé les fournisseurs à chercher des méthodes performantes qui permettent d'envoyer plus d'informations tout en gardant une complexité acceptable. Cependant, ces améliorations technologiques sont confrontées aux limites imposées par le canal physique. En effet, plus on se rapproche du seuil limite de transmission que permet un canal (limite de Shannon), plus celui-ci introduit des erreurs et corrompt le signal émis. Le problème se complique encore si on ajoute l'effet des interférences inter symboles dues entre autres aux trajets multiples.

En 1996, une nouvelle technique de transmission a été mise en évidence; cette approche a révolutionné les transmissions sans fils. Elle permet de transmettre selon une architecture basée sur plusieurs antennes, appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output). Dans ce cas de figure, la théorie de l'information (1948) établie par Shannon pour un canal de transmission a été généralisée à plusieurs canaux et, par conséquent, la limite physique imposée par le canal de transmission se voit modifiée. Grâce à la technique MIMO, la transmission pourra se faire avec moins de contraintes du canal et atteindre des efficacités spectrales et des débits jamais encore atteints.

### **Problématique et objectif**

Vu le caractère spatio-temporel de la technique de transmission MIMO, la détection du signal au récepteur devient plus ardue et exige un traitement numérique du signal supplémentaire pour retrouver l'information émise.

L'objectif de ce mémoire est d'investiguer les techniques de traitement de signal des systèmes MIMO et de trouver une approche qui permettrait de réaliser un récepteur

MIMO 2x2, où chaque antenne émet à 10 Méga symboles par seconde, opérant en large bande, dans un environnement bruité et dispersif.

Le récepteur proposé est à base d'un égaliseur à retour d'état (DFE) modifié, appelé MIMO-DFE adapté à l'architecture spatiale des MIMO.

### **Contribution**

- Vu la nouveauté de la technique MIMO, l'absence de documentations sur ce domaine est constatée. Ce mémoire est une revue sur les principales techniques de traitement du signal au récepteur qui aidera les futurs chercheurs qui veulent approfondir leurs connaissances dans ce domaine.
- Dans la littérature, les études sur les récepteurs MIMO se font généralement avec du bruit blanc. Ce mémoire contribue à faire d'une part, une étude en présence d'un bruit blanc, et d'autre part, connaître les limites et les performances du récepteur MIMO avec un canal multitrajets dispersif de Rummmler, et à notre connaissance, il n'y a pas eu de travaux qui ont été fait avec ce type de canal.
- Les performances de cette nouvelle approche ont été évaluées et les résultats étaient concluants, avec à l'appui, des résultats obtenus par simulation dans plusieurs cas de figures.

### **Structure du mémoire**

Ce mémoire est divisé en quatre (4) chapitres. Dans le premier chapitre, une description générale des systèmes de communications numériques est donnée avec quelques références, que le lecteur pourra consulter s'il veut approfondir ces connaissances. Le deuxième chapitre introduit les systèmes MIMO, son modèle mathématique, ainsi qu'une revue des différentes techniques de traitement au récepteur. Le troisième chapitre

se base sur l'étude du MIMO utilisé en large bande, ainsi qu'un développement en profondeur de l'architecture proposée dans ce mémoire (MIMO-DFE). Enfin, le quatrième chapitre présente les résultats obtenus par simulation sur logiciel SPW, dans différentes conditions de bruit, et d'évanouissements introduits par le canal.

# CHAPITRE 1

## SYSTÈME DE COMMUNICATION NUMÉRIQUE

### Introduction

Ce chapitre décrit brièvement les différentes parties d'un système de communication numérique, avec un aperçu des différentes techniques d'égalisation ainsi que des exemples d'algorithmes d'adaptation.

### 1.1 Chaîne de transmission numérique

Un système de communication numérique peut être séparé en trois parties : l'émetteur, le canal, et le récepteur. La figure 1 illustre un tel système.

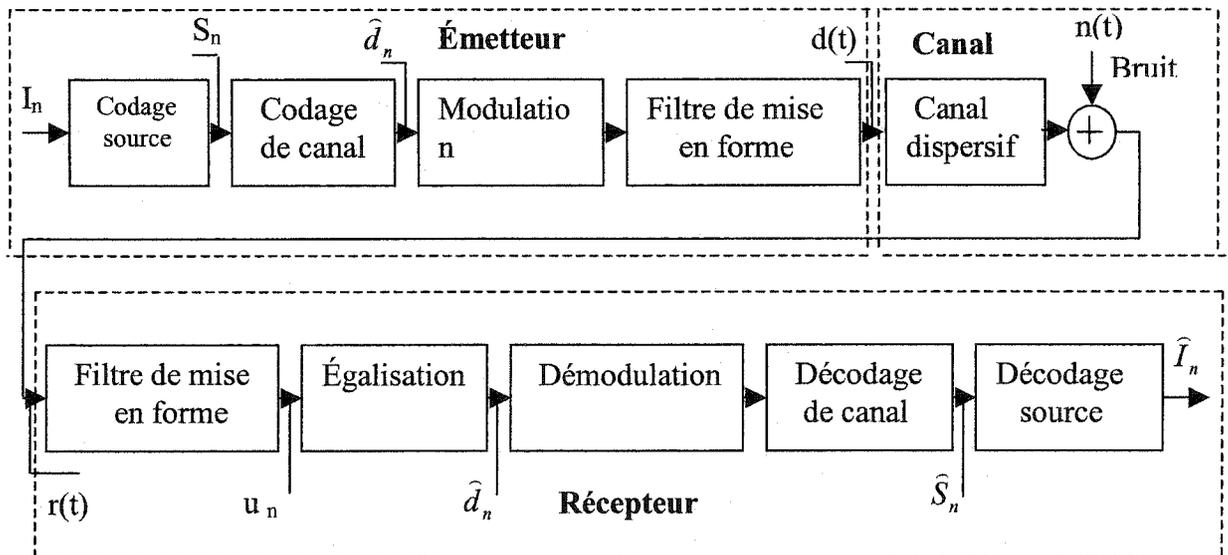


Figure 1 chaîne de transmission numérique

Une source d'information binaire produit des bits d'informations à un taux de transmission égal à  $R$  bits/s. À chaque intervalle de temps  $T$ , cette source produit une séquence de longueur :

$$K = RT \quad \text{bits} \quad (1-1)$$

Les bits d'informations émis peuvent prendre les valeurs 0 ou 1. Il y a donc  $2^K$  séquences possibles de longueur  $K$  pouvant être transmises. Ainsi, à chaque intervalle de temps  $T$  seconde, un message parmi les  $M = 2^{RT}$  messages possibles est transmis sur le canal. De cette façon, le taux de transmission binaire est défini de la manière suivante :

$$R = \frac{1}{T} \log_2 M \quad \text{bit/s} \quad (1-2)$$

Chacun des  $M$  messages est alors assigné à un signal choisi parmi un ensemble de  $M$  signaux possibles de durée  $T$ . Cette opération d'assignation est accomplie par le modulateur en bande de base. La puissance moyenne de transmission  $P_s$  d'un signal quelconque  $s(t)$  est définie par :

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt = \frac{E_s}{T} \quad (1-3)$$

Où  $E_s$  représente l'énergie d'un signal ou d'un symbole. De plus, si l'on considère une source ayant un taux de transmission  $R$  et un émetteur avec une puissance  $P_s$ , l'énergie moyenne par bit  $E_b$  est donnée par :

$$E_b = \frac{P_s}{R} = \frac{P_s}{K/T} = \frac{E_s}{K} \quad \text{J/bit.} \quad (1-4)$$

La séquence d'information est représentée par  $I_n$ . Les séquences passent à travers un filtre de mise en forme, comme le filtre à cosinus surélevé (Raised Cosine), et ceci dans un souci de limiter les interférences intersymboles. Ensuite, les données sont modulées et envoyées à travers le canal où ce dernier corrompt le signal avec un bruit blanc additif gaussien (AWGN) noté  $n(t)$ .

Le signal reçu est composé du signal utile  $d(t)$  convolué avec la fonction de transfert du canal  $H(t)$ , ajouté au bruit. Le signal reçu s'écrit comme suit :

$$r(t) = d(t) * H(t) + n(t) \quad (1-5)$$

Ensuite, le signal reçu est démodulé, filtré, détecté, égalisé, et finalement passe par un circuit de décision donnant des estimations des valeurs émises notées  $\hat{d}_n$ . Les systèmes de communications considérés utilisent une modulation numérique pour transmettre l'information sur un canal ayant une largeur de bande  $W$ .

## 1.2 Techniques de modulation

La modulation numérique est l'opération permettant la transformation des bits en un signal compatible avec le canal de transmission pour limiter les absorptions atmosphériques et encourager la propagation sans fil. Parmi les techniques de modulation, on trouve la modulation à déplacement d'amplitude (M-ASK), la modulation à déplacement de phase (M-PSK), la modulation à déplacement de fréquence (M-FSK) et la modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (M-QAM).

Ces techniques permettent de représenter les symboles émis dans un espace à  $N$  dimensions où la position de chaque symbole par rapport à l'origine est égal à la racine carrée de l'énergie de ce même symbole.

En général, les techniques de modulation sont choisies en fonction des contraintes et performances que l'on voudrait obtenir car chacune d'elles présente une certaine probabilité d'erreurs en fonction du rapport signal à bruit.

La modulation M-QAM, par exemple, est un mélange de modulation en amplitude et en phase, les symboles sont alignés horizontalement et verticalement dans la constellation comme l'indique la figure suivante.

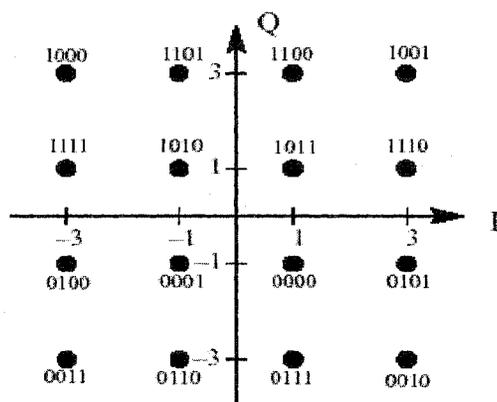


Figure 2 Exemple d'une constellation M-Qam pour m=16

Dans le cas de la modulation M-PSK, le signal en bande de base est modulé en phase. Les symboles dans la constellation sont ainsi régulièrement espacés sur un cercle de rayon constant, où ce rayon détermine la puissance du signal. Une représentation géométrique des signaux est donnée dans la figure 3.

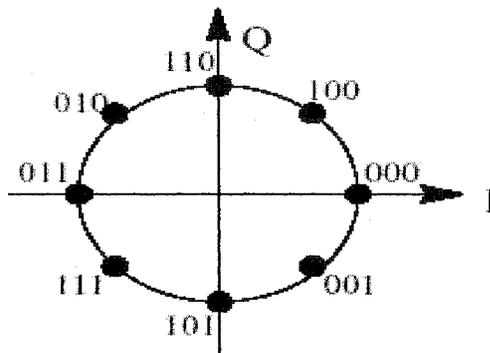


Figure 3 Exemple d'une constellation M-PSK pour  $M=8$

Le choix du type de modulation numérique pour une application dépend, en général, du taux d'erreur désiré, de la largeur de bande disponible et de la complexité de réalisation. À titre d'exemple, la transmission de données sur le canal téléphonique a été pendant les années 1960 et 1970 à l'origine du développement d'un grand nombre de techniques de traitement du signal en télécommunications. La transmission d'un grand débit sur le canal téléphonique (sur une bande de fréquence de 3500 Hz environ) a nécessité la mise en œuvre de modulations à grand nombre d'états comme la 16-QAM, la 32-QAM et la 128-QAM [22].

On pensait que le débit ne pourrait pas dépasser les 9,6 kbit/s à cause du rapport signal à bruit limité des liaisons. En fait, certaines techniques de codage, de filtrage et l'utilisation de constellations de type treillis ont permis de franchir un saut spectaculaire en matière de qualité et de débit que l'on peut atteindre. On assiste aujourd'hui au développement de modems dont le débit atteint 28 kbit/s ou 56 kbit/s sur des liaisons de bonne qualité [22].

Dans le cas des faisceaux hertziens, et au début de la numérisation, les faisceaux faisaient usage de modulations simples comme la FSK, mais l'utilisation efficace du spectre radioélectrique disponible a nécessité le développement de faisceaux hertziens utilisant des modulations à grand nombre d'états comme la 16-QAM et la 64-QAM.

C'est la modulation 16-QAM qui a permis la transmission d'un débit de 140 Mbit/s dans la bande 6,4-7,1 GHz pour des canaux espacés de 40 MHz [22].

Aujourd'hui, des faisceaux hertziens utilisent la modulation 256-QAM qui offre un débit de 280 Mbit/s pour des canaux espacés de 30 MHz. L'émetteur doit avoir une bonne linéarité pour transmettre ce type de modulations. Un problème de taille dans la transmission sans fil est la propagation par trajets multiples qui dégrade sérieusement la qualité de la liaison. Ce phénomène s'accroît lorsque le nombre d'états de la modulation augmente [22].

Dans les transmissions par satellite, par contre, qui sont caractérisées par une forte atténuation de l'espace et une puissance limitée de l'émetteur à bord du satellite, ces considérations privilégient l'efficacité en puissance (l'immunité au bruit) contre l'efficacité spectrale des liaisons. Les modulations les plus souvent utilisées sont la FSK, la CPM et la PSK.

### **1.3 Filtre de mise en forme**

Toute transmission se fait dans une certaine largeur de bande limitée  $W$ , cette limite entraîne l'apparition du phénomène d'interférence intersymboles (discuté plus tard). Pour limiter cet effet, on doit concevoir un filtre de mise en forme des signaux numériques à l'émetteur, ainsi qu'un filtre de réception approprié (filtre adapté).

Ce filtre de mise en forme est nommé « Filtre à cosinus surélevé », ou « Raised Cosine ».

Ce filtre doit respecter le critère de Nyquist, sa réponse en fréquence est [22] :

$$H(f) = \begin{cases} T; & |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi(2T|f| - 1 + \alpha)}{2\alpha} \right) \right]; & \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0; & |f| \geq \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (1-6)$$

Le coefficient  $\alpha$  est le coefficient d'arrondi ou « roll-off ».

La largeur de bande est en fonction du roll-off  $\alpha$ , la bande passante une fois que le signal est filtré devient :

$$W = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2} \quad (1-7)$$

où  $R_s$  est le taux de symboles par secondes et  $R_s = 1/T_s$ .

La figure 4 illustre la réponse en fréquence de ce filtre en fonction du coefficient  $\alpha$  :

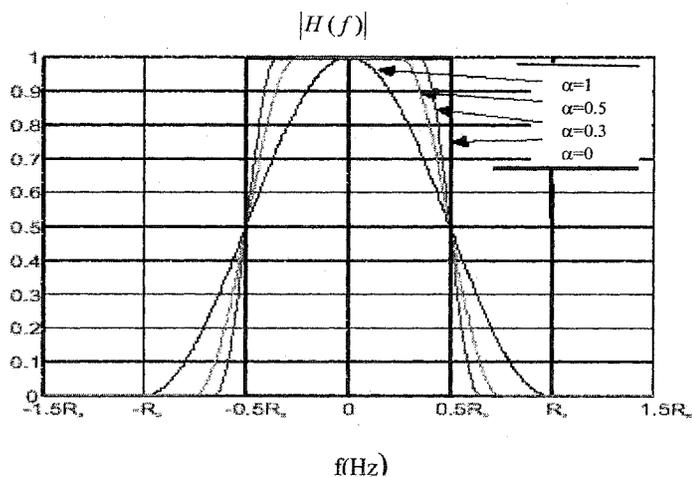


Figure 4 Allure fréquentielle du filtre à cosinus surélevé

La réponse impulsionnelle du filtre à cosinus surélevé est :

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \cdot \cos\left(\alpha \frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi}{T} \left[ 1 - \left( 2 \frac{\alpha t}{T} \right)^2 \right]} \quad (1-8)$$

Son allure temporelle est :

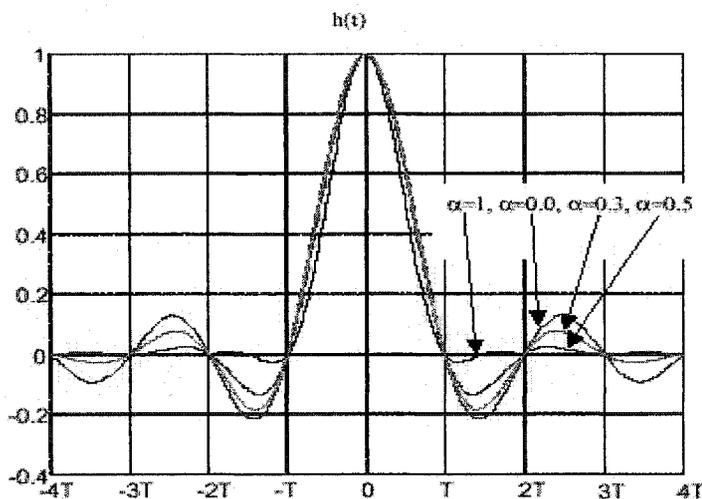


Figure 5 Réponse impulsionnelle du filtre à cosinus surélevé

Dans l'allure temporelle du filtre à cosinus surélevé, le maximum d'énergie se localise à l'instant  $t=0$  comme l'indique la figure 5. Le filtre réduit les interférences intersymboles car toutes les réponses impulsionnelles des symboles adjacents s'annulent pour les instants  $kT$ , sauf pour  $k=0$ , comme le montre la figure 6 :

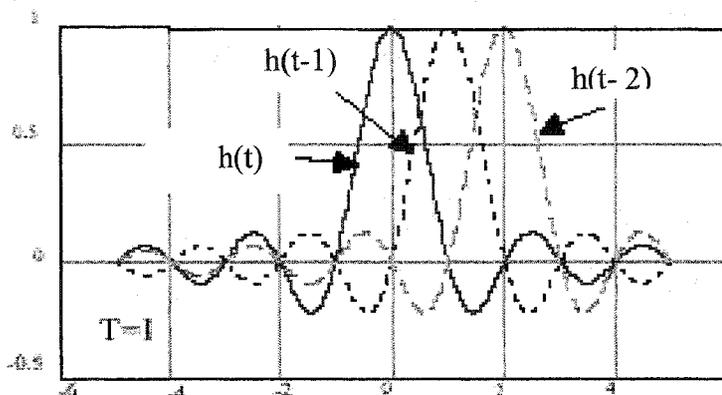


Figure 6 Effet du filtre à cosinus surélevé sur les symboles adjacents

L'instant d'échantillonnage est critique au récepteur car un mauvais échantillonnage introduit des erreurs intersymboles.

#### 1.4 Le canal

Dans l'étude des canaux, deux domaines sont généralement étudiés : le canal bruité à bruit blanc additif Gaussien (AWGN), ou bien l'étude se fait sur des canaux à évanouissements et dispersions, appelé aussi canaux multitrajets où l'on étudie l'effet de ces trajets multiples et leurs influences sur la transmission.

##### 1.4.1 Origine de l'interférence entre symboles

La facilité avec laquelle le récepteur détectera les signaux qui lui sont destinés dépend de la réponse du canal de transmission qui, lorsque idéal, pourra être assimilé à un retard pur.

La forme temporelle du signal ne sera pas affectée par son passage dans le canal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal est une impulsion de Dirac et sa réponse en fréquence est constante et de phase linéaire, avec une largeur de bande infinie.

Considérons un canal dont la largeur de bande est finie et que nous modéliserons par un filtre linéaire ayant une réponse en fréquence équivalente passe-bas  $C(f)$ , nulle pour  $|f| > W$ , et à laquelle, suivant le principe de dualité temps-fréquence, correspond une réponse impulsionnelle  $c(t)$  de durée infinie. En pratique cependant, la réponse impulsionnelle est considérée finie et c'est de cette durée réelle que dépendra la présence ou l'absence d'interférence intersymboles (IES).

Si elle n'excède pas la durée de symbole  $T_s$ , le signal à la sortie du canal sera tel qu'il sera facile d'identifier les impulsions transmises. Part contre, dans le cas contraire, le signal sera composé d'une superposition d'impulsions transmises, rendant ainsi difficile l'identification du train d'impulsions original. Dans ce cas, nous dirons que nous sommes en présence « d'interférences intersymboles ».

Dans la figure suivante, on comparera deux canaux de durée différente. Le canal 1 aura une durée inférieure à la durée d'un symbole, ce qui implique qu'il n'y a pas d'interférences entre symboles, alors que sur le canal 2, sa réponse est supérieure à  $T$  d'où l'existence des interférences entre symboles.

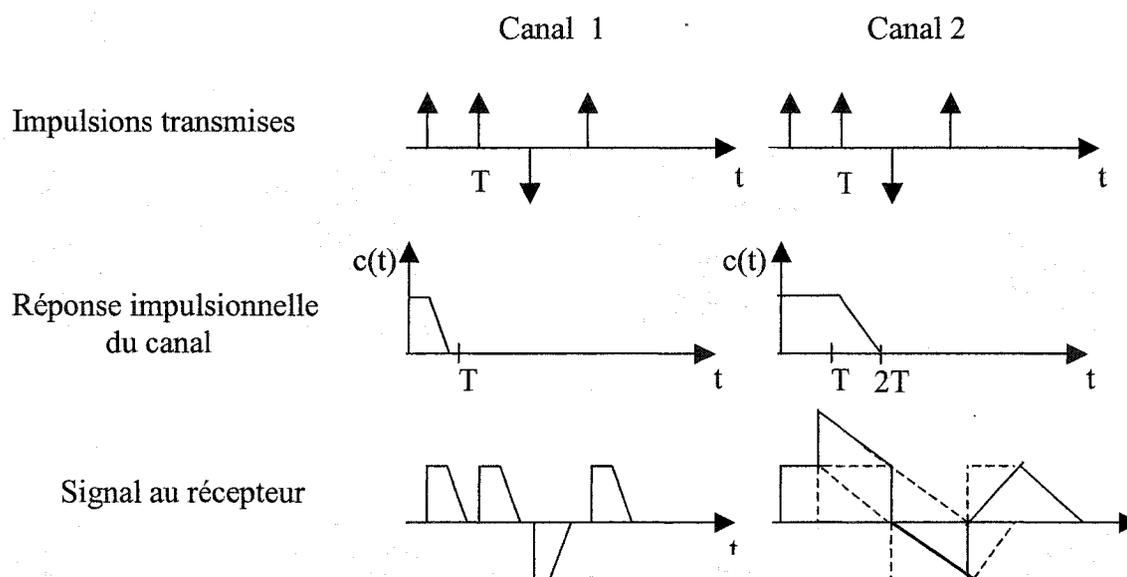


Figure 7 Explication du phénomène des interférences intersymboles (IES)

Le problème de la minimisation de l'interférence intersymboles peut être abordé sous deux angles, selon la connaissance que l'on a des caractéristiques du canal de transmission. Si ces caractéristiques sont connues, on peut faire la conception d'un émetteur et d'un récepteur propre à minimiser l'interférence intersymboles.

Si elles sont inconnues ou variantes, comme c'est le cas la plupart du temps, il sera impossible d'établir a priori des structures optimales fixes pour l'émetteur et le récepteur. Il faut alors se contenter d'agir sur le signal reçu et déterminer une structure qui s'adapte au canal pour corriger les erreurs et minimiser les interférences intersymboles ; cette structure est appelée « Égaliseur ».

En gros, l'égalisation consiste à ramener la réponse impulsionnelle de la chaîne canal-égaliseur le plus près possible d'une impulsion de Dirac, ou bien une constante dans le domaine fréquentiel.

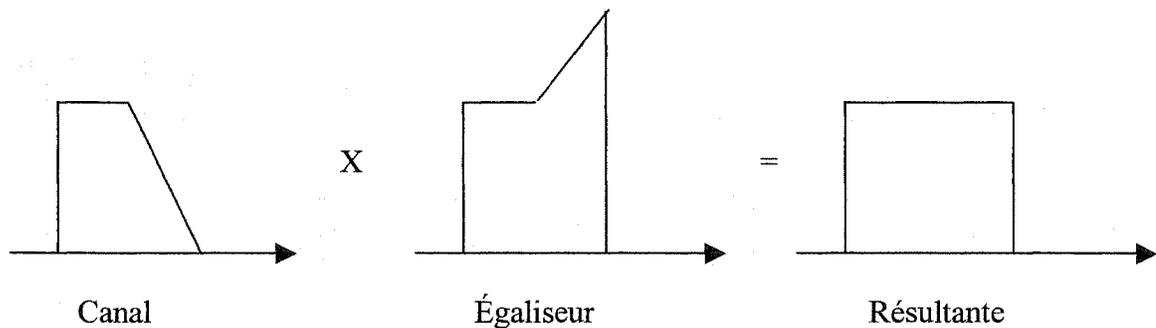


Figure 8 Principe de l'égalisation dans le domaine fréquentiel

#### 1.4.2 Canal à bruit blanc

Le canal à bruit blanc Gaussien additif (AWGN) insère un bruit de variance  $\sigma^2$ , de moyenne nulle, et d'une densité spectrale de puissance égale à  $\frac{N_0}{2}$ . Un tel bruit est illustré à la figure 9.

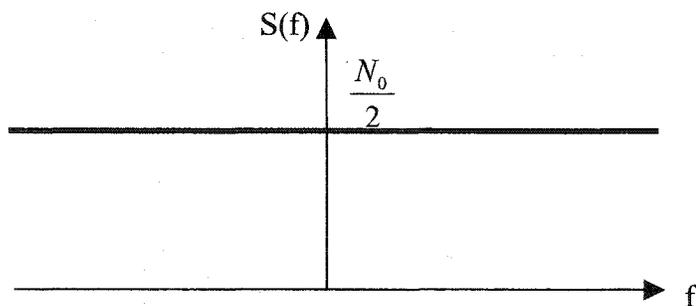


Figure 9 Densité spectrale de puissance du bruit blanc

Une telle densité spectrale indique que le bruit est une variable aléatoire dont les paramètres statistiques tels que la variance, la moyenne, la corrélation, et surtout la distribution qui est normale. Cette loi de distribution est donnée par la formule :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (1-9)$$

Graphiquement, la densité de probabilité (normale) est :

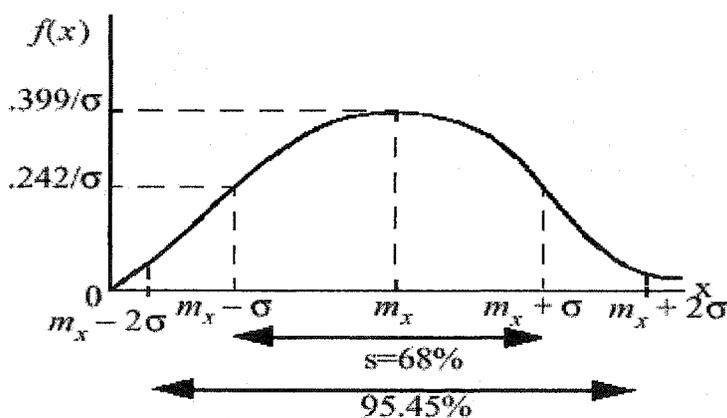


Figure 10 Densité de probabilité Gaussienne

En transmission numérique, on est souvent intéressé à l'évaluation de la probabilité  $P(X \leq x) = F(x)$ , où  $P(X \geq x) = 1 - F(x)$ . On suppose ici que la variable aléatoire  $X$  suit une loi de densité de probabilité gaussienne de moyenne  $m_x$  et de variance  $\sigma^2$ . Cette probabilité se calcule de la manière suivante :

$$P(X \leq x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-m_x)^2}{2\sigma^2}} dt \quad (1-10)$$

Cette intégrale ne peut être évaluée car la primitive n'existe pas. On peut cependant utiliser le calcul numérique et tabuler les valeurs obtenues.

On applique un changement de variable pour obtenir une fonction normalisée (standard).

On obtient alors la fonction erreur dénotée par  $Q(x)$  et qui s'écrit :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (1-11)$$

Dans ce cas, la probabilité  $P(X \geq x) = 1 - F(x)$  s'écrit comme suit :

$$P(X > x) = 1 - P(X < x) = Q\left(\frac{x - m_x}{\sigma}\right) \quad (1-12)$$

On retrouve dans la littérature beaucoup de courbes qui donnent la fonction  $Q(x)$  en fonction du rapport signal à bruit qui nous aident à classer les performances des récepteurs en fonction du type de modulation utilisé.

### 1.4.3 Canal à évanouissement

Dans ce modèle de canal, le signal émis subit une atténuation et un délai. Ce phénomène est relié aux trajets multiples introduits par le canal physique comme les réflexions spéculaires ou diffuses sur des obstacles tels que des montagnes ou des bâtiments, ainsi qu'à la position relative de l'émetteur et du récepteur s'ils sont en mouvement, ce qui cause une variation temporelle du canal.

Dans la transmission directe point à point ou point à multipoints, le modèle du canal doit prendre en considération le phénomène de l'évanouissement (Fading), qui affecte la robustesse du signal émis. La classification des canaux à évanouissement peut se baser sur deux paramètres qui sont l'étalement temporel (Delay spread) et l'étalement fréquentiel (Frequency spread), plus connu sous le nom de « l'effet Doppler ».

#### 1.4.3.1 Étalement temporel

Les composantes du signal reçu arrivent suivant différents chemins directs et indirects, avec différents délais. Une fois combinés, la résultante produit une version distordue du signal émis.

L'étalement temporel est défini comme étant la différence entre le plus grand et le plus petit délai produits par le signal et ses répliques lors de la propagation dans le canal.

Dans ce cas, nous dirons que cet étalement temporel est la cause d'une « dispersion dans le temps » et d'un « évanouissement sélectif en fréquence ».

Soit  $W_x$  la bande passante du signal transmis, si cette bande est suffisamment étroite de telle façon que le signal n'est pas distordu, dans ce cas, il n'y a pas de sélection en fréquence [5].

Plus la bande passante  $W_x$  augmente, plus les distorsions prennent des valeurs plus élevées.

La « bande passante cohérente » est définie comme étant l'inverse de l'étalement temporel, elle est notée  $W_c$ . Elle représente un seuil en fréquence où au-delà de cette limite, deux composantes fréquentielles du signal émis subiront des atténuations différentes [5].

Cela veut dire que si  $W_x \gg W_c$ , le signal est sujet à un évanouissement sélectif en fréquence.

#### 1.4.3.2 Étalement fréquentiel - Doppler

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre avec une vitesse constante, alors le signal reçu subit un déplacement en fréquence proportionnel à la vitesse de déplacement et à la fréquence de la porteuse.

L'étalement Doppler est défini comme la différence entre le plus grand et le plus petit décalage fréquentiel parmi les différents trajets de propagation [5].

Pour avoir un seuil entre les signaux qui subissent ou non l'effet Doppler, le « temps de cohérence » du canal est défini, noté  $T_c$ .  $T_c$  est l'inverse de l'étalement Doppler.

Soit  $T_x$  la durée de l'impulsion transmise. Si cette durée est petite, alors le canal ne changera pas ses caractéristiques de manière appréciable et, par conséquent, le signal reçu sera ne sera pas distordu [5].

Les distorsions deviennent considérables quand  $T_x$  est supérieur à  $T_c$  où le délai entre deux composantes du signal émis auront des atténuations indépendantes.

### 1.4.3.3 Classification des canaux à évanouissement

À partir de la discussion précédente, nous aboutissons à :

- Si  $W_x \ll W_c$ , il n'y a pas d'évanouissement sélectif en fréquence, ni de dispersion temporelle. La fonction de transfert du canal est constante et le canal est dit « fixe » (flat fading) ou « non sélectif en fréquence ».
- Si  $T_x \ll T_c$ , il n'y a pas d'évanouissement sélectif en temps et le canal est dit « fixe » ou « non sélectif en temps ».

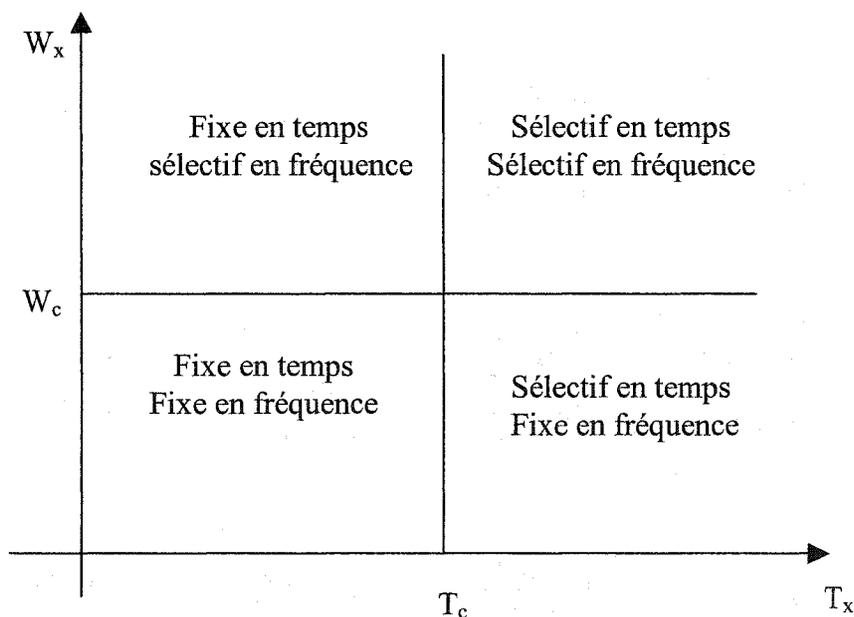


Figure 11 Différentes variantes des canaux

Le canal qui est fixe en temps et en fréquence n'introduit pas de l'évanouissement, ni en temps ni en fréquence. Les transmissions par satellites géostationnaires est un bon exemple de ce type de canal.

Le canal fixe en temps et sélectif en fréquence est appelé « canal à interférence intersymboles ». Ce modèle de canal est retrouvé dans les liaisons point à point. Le canal fixe en fréquence et sélectif en temps est un bon modèle pour les communications cellulaires mobiles, alors que le canal sélectif en fréquence et en temps est utile en communication avionique.

#### 1.4.4 Canal de Rummler

Dans ce mémoire, la simulation se fera avec le modèle de canal de Rummler [24].

Ce canal est un modèle pour représenter les différents phénomènes physiques qui régissent la propagation dans un canal sans fil, tel que l'évanouissement, la dispersion et les trajets multiples.

Ce canal est modélisé par la somme de deux chemins, l'un direct et l'autre avec un retard. Soit  $d(t)$  le signal à l'entrée du canal, alors le signal à la sortie du canal de Rummler est  $r(t)$  tel que [24] :

$$r(t) = d(t) - \beta \cdot e^{jk} \cdot d(t - \tau). \quad (4-2)$$

$\beta$  : Amplitude du gain du chemin de réflexion, appelé aussi le creux (Notch).

$\tau$  : Le délai ou retard du chemin, il est calculé en secondes.

$k$  : La phase de l'écho, avec  $k = 2\pi f_0 \tau$ .

$f_0$  : La fréquence centrale en Hertz.

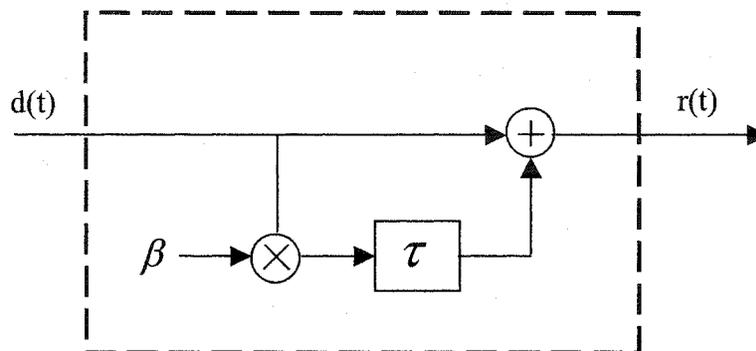


Figure 12 Modèle du canal de Rummier

Le paramètre  $\beta$  indique la profondeur du creux de l'évanouissement, il est compris entre la valeur 0 et 0.99. Le creux est mesuré en dB avec la relation suivante :

$$\text{Creux} = -20\text{Log}_{10}(1 - \beta). \quad (4-3)$$

### 1.5 Techniques d'égalisation

L'égalisation est une technique utilisée à base de filtres à coefficients adaptatifs, ils peuvent être des filtres à réponse impulsionnelle finie FIR, ou à réponse impulsionnelle infinie IIR, la structure de ces filtres peut être linéaire, non linéaire, ou en treillis dépendamment de la technique utilisée, ainsi que différents algorithmes d'adaptation.

L'adaptation des coefficients des filtres se fait par un algorithme qui ajuste ses coefficients de manière à ce que la réponse impulsionnelle soit l'inverse du canal.

La figure suivante montre une description générale des différentes techniques d'égalisation, ainsi que quelques algorithmes d'adaptation.

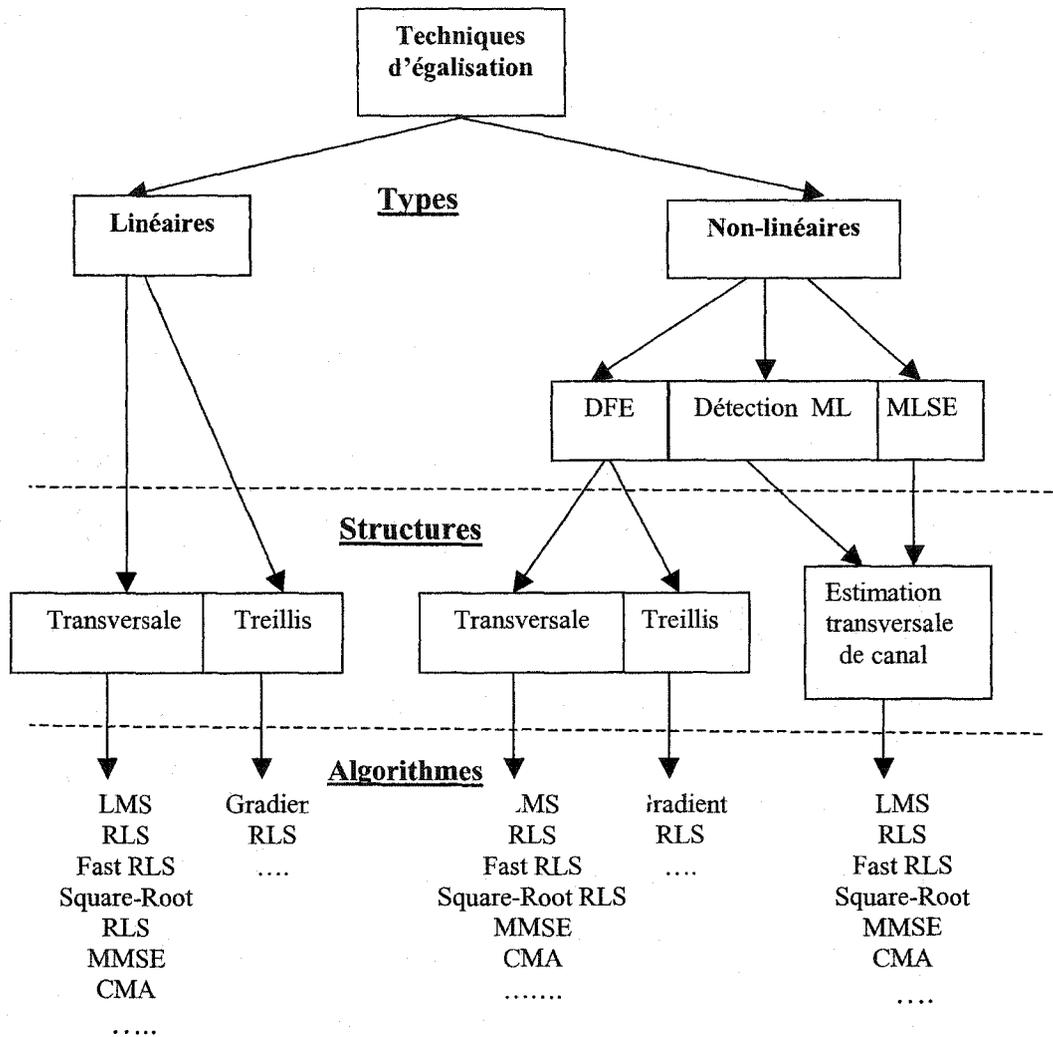


Figure 13 Différentes techniques d'égalisation

### 1.5.1 Égaliseur linéaire

Un égaliseur linéaire peut être un filtre transversal ou en treillis, en général c'est un filtre FIR à coefficients adaptatifs, avec un délai  $T$  (où  $T$  est la période d'un symbole), ce circuit est suivi d'un circuit de décision.

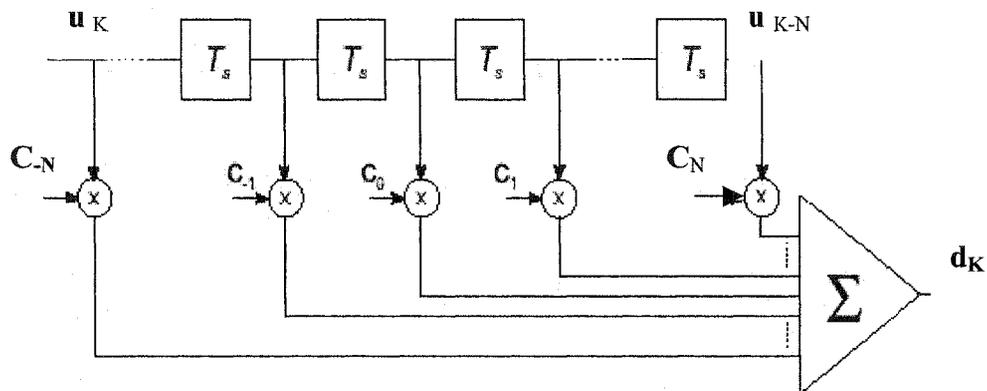


Figure 14 Égaliseur linéaire transversal

Dans ce type d'égaliseur, la sortie est la somme linéaire de la valeur courante et des valeurs passées du signal reçu qui sont respectivement multipliées par les coefficients de l'égaliseur. Cette sortie est échantillonnée à la vitesse de transmission du symbole puis appliquée au bloc de décision.

La figure ci-haut montre le schéma d'un égaliseur linéaire avec  $2N+1$  coefficients. La sortie du filtre à l'instant  $kT$  est :

$$d_k = \sum_n C_n u_{k-n} \quad (1-13)$$

L'égaliseur linéaire n'est pas efficace sur les canaux à trajets multiples caractérisés par des creux profonds de l'évanouissement.

### 1.5.2 Égaliseur non linéaire

Dans ce mémoire, c'est un récepteur non linéaire à base d'un égaliseur à retour d'état (DFE) qui sera étudié pour combattre les interférences intersymboles. Un DFE est constitué d'un filtre transversal direct (filtre avant) qui tente d'éliminer les interférences intersymboles causées par les symboles futurs, et d'un filtre transversal récursif (filtre arrière) dont les entrées sont les symboles décidés antérieurement.

Le filtre arrière élimine les interférences intersymboles causées par les symboles passés. Le rôle du détecteur est d'éliminer le bruit pour le filtre arrière en déterminant à quelle région appartient  $Z_k$ , dans la constellation utilisée. Le détecteur rend ainsi le DFE plus efficace dans la réduction du bruit.

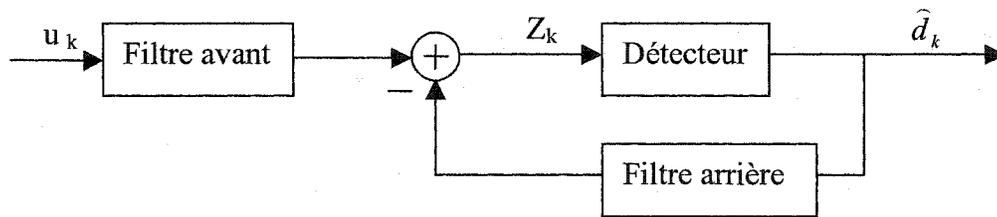


Figure 15 Égaliseur à retour d'état

Si on appelle les coefficients du filtre avant  $C_n$ , et ceux du filtre arrière  $D_n$ , la sortie  $Z_k$  représentant la somme du filtre avant et arrière est donnée par :

$$Z_k = \sum_{n=-N}^0 C_n u_{k-n} + \sum_{n=1}^M C_n \hat{d}_{k-n} \quad (1-14)$$

$N$  est le nombre d'étages du filtre avant, et  $M$  le nombre d'étages du filtre arrière.

### 1.5.3 Égaliseur fractionnaire espacé

Un égaliseur fractionnaire espacé est un filtre adaptatif dont les lignes à retard sont espacées à une fraction d'intervalle du symbole. En opérant à une cadence d'échantillonnage supérieure, c'est-à-dire avec un suréchantillonnage, on fait le même travail et ce, en supposant la fréquence  $n$  fois plus grande. Les prises d'échantillons sont faites avec un délai  $T/n$ .

La sortie de l'égaliseur est échantillonnée une deuxième fois au taux de symbole pour récupérer le signal émis.

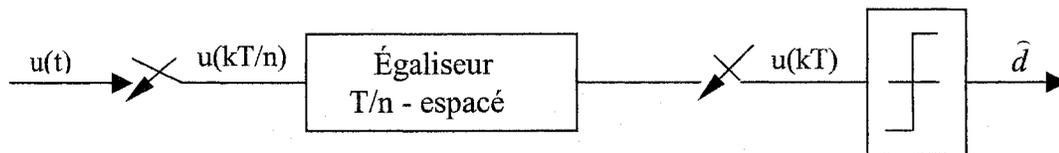


Figure 16 Égaliseur fractionnaire espacé

Un égaliseur conventionnel (T-espacé) est très sensible à l'instant d'échantillonnage du signal, alors qu'un égaliseur fractionnaire l'est moins [23]. De plus, pour un canal à fortes distorsions, un égaliseur T-espacé n'est en général pas suffisant. Comme la réponse impulsionnelle du canal est inconnue, l'égaliseur doit s'adapter en estimant cette réponse à chaque instant.

Un égaliseur fractionnaire T/n-espacé est mieux adapté aux canaux variants dans le temps et ayant de fortes distorsions linéaires [23]. À titre d'exemple, il a été démontré que, pour un système M-QAM, un égaliseur T/2-espacé est le plus performant [23].

#### 1.5.4 Égalisation aveugle

Afin de permettre à l'égaliseur de s'adapter aux variations du canal, ses coefficients sont ajustés au moyen d'un algorithme d'adaptation. Ce dernier nécessite une mesure de l'erreur pour pouvoir s'adapter convenablement.

Beaucoup d'algorithmes ont besoin d'une séquence d'apprentissage pour pouvoir converger correctement. Pendant cette séquence, l'algorithme reçoit une information envoyée de l'émetteur et connue du récepteur pour adapter les coefficients aux

variations du canal en fonction du temps, l'objectif est d'avoir une erreur la plus proche possible de la valeur zéro.

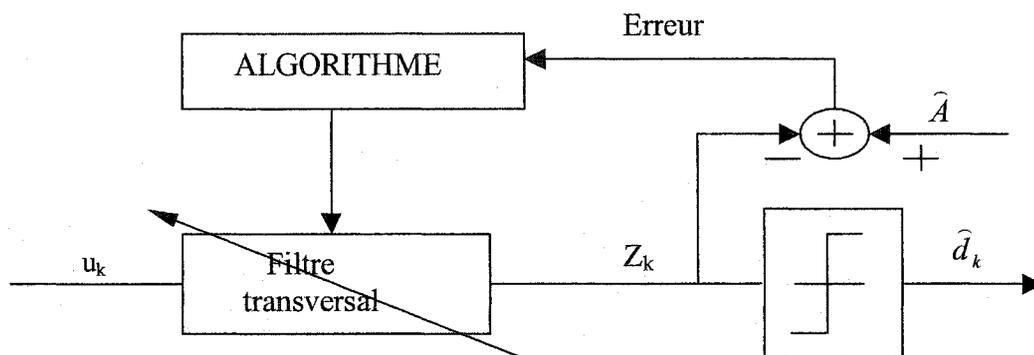


Figure 17 Égaliseur en phase d'apprentissage

Les données  $\hat{A}$  représentent la séquence d'apprentissage. En pratique, l'émetteur envoie l'information par trames, où dans chaque trame, les premiers symboles sont connus par le récepteur, le paquet reçu sera déformé par le canal, et l'égaliseur s'adaptera à celui-ci à chaque paquet reçu vu qu'il connaît les symboles formant le début de chaque paquet envoyé.

Cette technique souffre d'une certaine complexité car elle nécessite une grande synchronisation entre les symboles ainsi que dans les paquets envoyés, de plus, elle réduit l'efficacité spectrale du système car dans chaque paquet envoyé, une partie est formée de symboles utilisés pour l'apprentissage de l'égaliseur.

Une autre technique est possible, qui utilise plutôt les propriétés statistiques du signal transmis pour ajuster les coefficients de l'égaliseur, cette technique est appelée « égalisation aveugle » ou bien « égalisation autodidacte ».

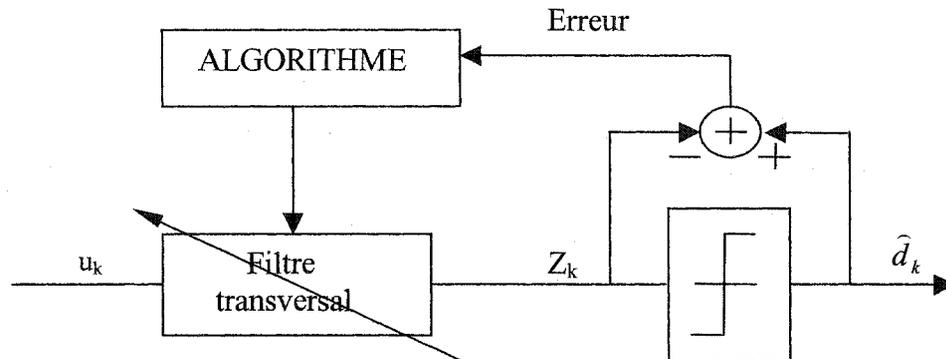


Figure 18 Égaliseur aveugle en phase auto adaptative

L'égalisation aveugle est attrayante par sa complexité nettement inférieure par rapport à l'utilisation d'une séquence d'entraînement, et l'exploitation de toute la bande passante d'où une meilleure efficacité spectrale. Par contre, la convergence risque d'être plus lente dans ce cas, car l'algorithme cherchera d'abord la solution optimale pour les coefficients en procédant avec un pas d'adaptation propre. On peut améliorer ces performances en utilisant des techniques d'optimisation pour trouver le pas optimum et réduire ainsi le temps de convergence.

### 1.5.5 Algorithmes d'adaptation

En général, les algorithmes d'adaptation utilisent l'erreur pour minimiser une certaine fonction coût, et générer à chaque fois de façon itérative de nouveaux coefficients. Ce processus est répété rapidement en maintenant la convergence de l'égaliseur jusqu'à ce que l'erreur devienne la plus petite possible et ce par différentes techniques d'optimisation.

Dans la littérature, beaucoup de techniques sont décrites [22][23], dans ce mémoire nous ne citerons qu'un algorithme à titre d'exemple, qui est le LMS.

### 1.5.5.1 Algorithme LMS

L'algorithme des moindres carrés LMS (Least Mean Square) a été présenté pour la première fois par Widrow et Hoff en 1960 [22], cet algorithme essaie de trouver les coefficients qui minimiseront l'erreur quadratique moyenne MMSE (Minimum Mean Square Error).

Dans ce cas, la fonction à minimiser notée  $J$  est l'erreur quadratique moyenne qui se définit comme l'espérance mathématique de l'erreur quadratique. De la figure 16, on voit que l'erreur est :  $e_k = \hat{d}_k - Z_k$ .

La fonction coût s'écrit donc :

$$J_k = E \left[ |e_k|^2 \right] = E \left[ |\hat{d}_k - Z_k|^2 \right] \quad (1-15)$$

La solution qui minimise la fonction coût  $J$  donne la valeur des coefficients à adapter, où la forme générale est :

$$C_n(k+1) = C_n(k) + \mu e_k u_k^* \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1-16)$$

$N$  est le nombre de coefficients à adapter, et  $\mu$  est le pas d'adaptation.

Les valeurs des coefficients futurs sont calculées à partir des valeurs courantes de ces mêmes coefficients et de l'erreur.

La vitesse de convergence et la stabilité dépendent du pas  $\mu$ , on doit le choisir suffisamment petit pour que l'algorithme converge et suffisamment grand pour que l'algorithme soit adaptatif et atteigne sa valeur optimale le plus rapidement possible. Il existe des méthodes pour choisir le pas optimum, nous citerons par exemple la méthode des sections d'or.

## CHAPITRE 2

### INTRODUCTION AUX SYSTÈMES MIMO

#### 2.1 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes

Lors de la transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi, cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée « capacité de Shannon ».

Pour un lien simple, c'est-à-dire une antenne à l'émission et une autre à la réception, la capacité maximale du canal est donnée par [27] :

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad (2-1)$$

où :

P est la puissance du signal utile en Watts.

$N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit calculée en W/Hz.

W est la bande passante donnée en Hz.

Pour rendre la capacité indépendante de la bande passante du canal W, la notion d'efficacité spectrale  $\eta$  a été définie, qui est le rapport entre la capacité du canal et la bande passante [27] :

$$\eta = \frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps/Hz.} \quad (2-2)$$

Physiquement, cela se traduit par la quantité d'informations que l'on peut envoyer par chaque Hertz de bande passante. Autrement dit, l'efficacité spectrale renseigne sur la limite à laquelle on peut exploiter la bande passante disponible.

## 2.2 Limite de Shannon

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'informations envoyée nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable.

L'équation (2-2) montre que l'augmentation de la puissance du signal émis se traduira par une augmentation logarithmique de l'efficacité spectrale. À titre d'exemple, si on veut gagner 1 bps/Hz, on doit doubler la puissance de l'émetteur. Si on veut passer de 1 bps/Hz à 10 bps/Hz, on doit multiplier la puissance de l'émetteur par 1000. Ce qui n'est pas toujours possible [27].

Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO).

## 2.3 Transmission en diversité spatiale à l'émission (MISO)

En mode de transmission en diversité spatiale d'émission, une superposition du signal transmis simultanément par les  $N_t$  antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie  $\frac{E_s}{N_t}$ , autrement dit, la puissance émise est divisée sur le nombre

d'antennes, telle que,  $P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i$ , avec  $P_i$  la puissance émise sur chaque antenne.

Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que  $P = N_t P_i$ .

C'est une technique qui permet une augmentation logarithmique de la capacité du canal avec le nombre d'antennes  $N_t$  avec la formule suivante :

$$C = W \log_2 \left( 1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (2-3)$$

L'équation (2-3) s'écrira de la même façon que l'équation (2-1), mais l'intérêt de cette technique réside dans le fait que dans les multitrajets, la probabilité d'évanouissement dans  $N_t$  antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

Autrement dit, avec une seule antenne émettrice, si le canal introduit un fort évanouissement, tout le signal émis sera affecté, alors qu'avec  $N_t$  antennes, même si le canal introduit un fort évanouissement, ce dernier a peu de chances d'affecter tous les trajets émis. La figure suivante montre un tel système.

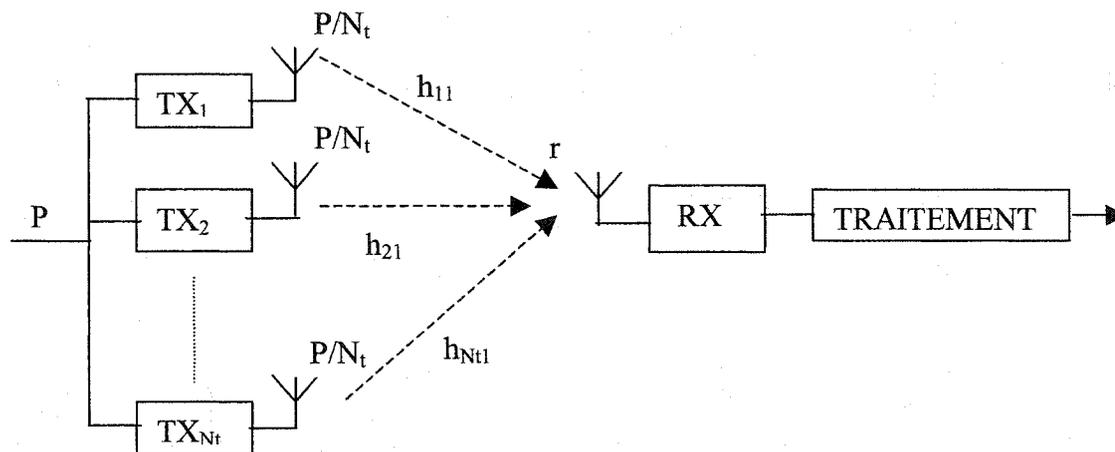


Figure 19 Structure d'un système MISO

Ce type de système est équivalent à un simple émetteur récepteur avec une réponse impulsionnelle  $h_k$  qui représente une moyenne des canaux, avec :

$$h_k = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} h_{i1} \quad (2-4)$$

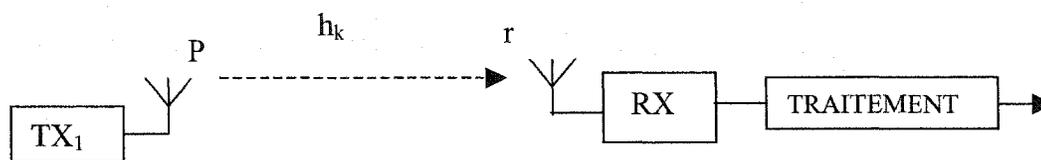


Figure 20 Structure d'un système MISO équivalent à un simple émetteur récepteur

#### 2.4 Transmission en diversité à la réception (SIMO)

C'est une technique qui consiste à déployer plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal à bruit résultant est la somme des rapports signaux à bruits de chacune des branches du récepteur [3]. La figure suivante illustre un tel système.

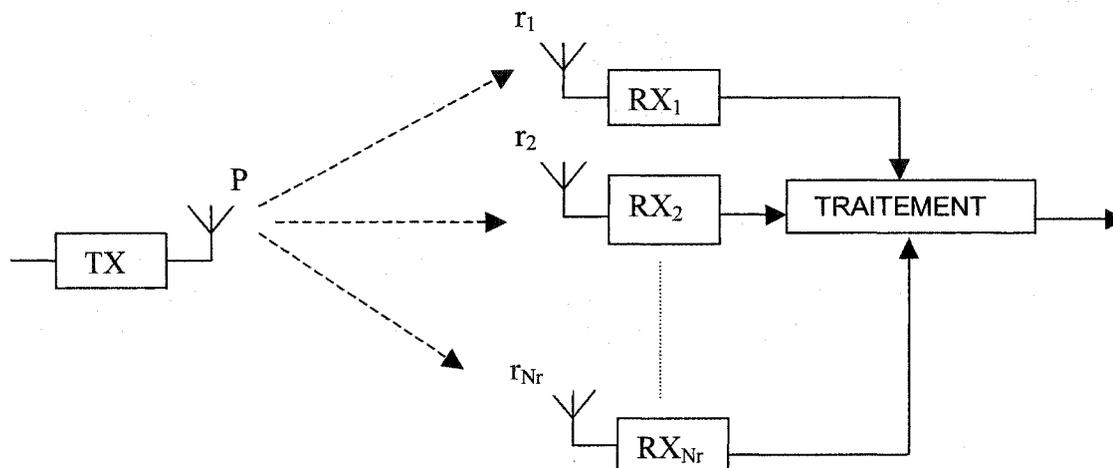


Figure 21 Structure d'un système SIMO

La diversité de réception est une solution qui améliore la capacité. En effet, dans ce cas de figure, la capacité est [27][28] :

$$C = W \cdot \log_2 \left( 1 + N_r \frac{P}{N_0 W} \right). \quad (2-5)$$

La capacité est améliorée, seulement la progression de celle-ci reste logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

## **2.5 Transmission en diversité en émission et réception (MIMO)**

La technique de la diversité spatiale est un bon moyen pour contrer le phénomène du fading, mais ne permet pas d'atteindre de très hauts débits, d'une part parce que la capacité du canal progresse de manière logarithmique avec le nombre d'antennes, et d'autre part, les mêmes symboles sont émis plusieurs fois dans le cas de la diversité d'émission et reçus plusieurs fois dans le cas de la diversité de réception [3].

La technique MIMO, par contre, utilise des paquets de symboles différents à chaque antenne, les symboles à émettre sont démultiplexés et envoyés par paquets à chaque antenne émettrice, le tout à la même fréquence. La principale différence entre un système MIMO et un système MISO est que ce dernier envoie les mêmes paquets aux antennes qui émettent à la même fréquence (diversité spatiale en émission) pour contrer l'évanouissement produit par le canal. Par ce fait, si les symboles émis d'une antenne s'annulent à cause de l'évanouissement du signal, une autre copie de ces symboles émis d'une antenne différente arriveront sans être influencés par cet évanouissement à des instants plus tard. MIMO peut envoyer des paquets différents aux antennes.

En utilisant la technique MIMO, la capacité augmentera avec le nombre d'antenne à la réception de façon linéaire (avec quelques approximations), d'où son intérêt [11][27][28].

Cette technique est suivie présentement dans beaucoup de travaux, elle a été appliquée pour la première fois par G. Foschini en 1996 [11] sous l'appellation BLAST. Cette technique est montrée dans la figure 22.

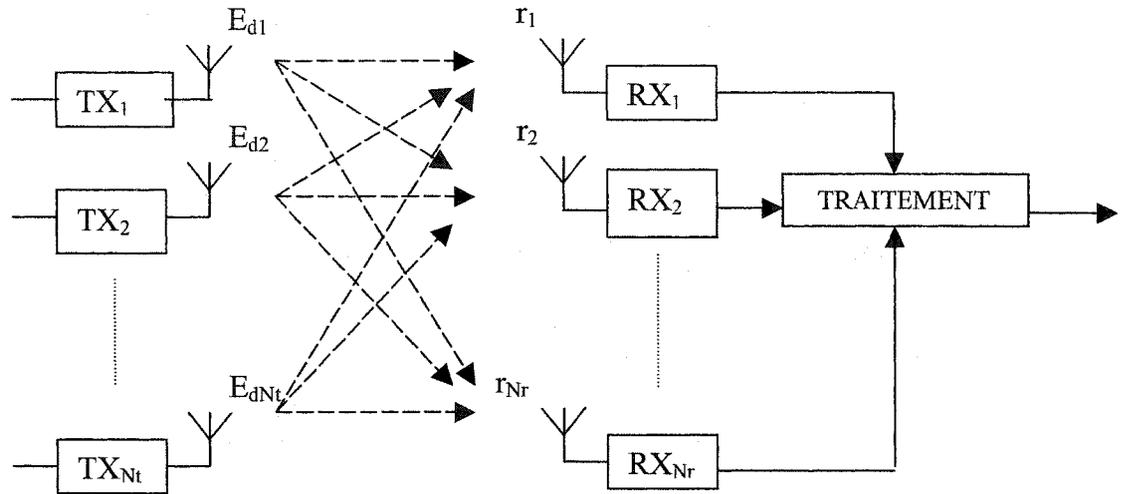


Figure 22 Structure d'un système MIMO

La technique MIMO lutte aussi contre l'évanouissement du canal, en effet, les signaux émis sont indépendants et identiquement distribués (iid). Par conséquent, si un signal arrive fortement atténué et évanoui dans un chemin de propagation, la probabilité qu'il le soit dans tous les chemins est minimale, car les signaux sont décorrélés.

Seulement, cette approche est complexe, elle exige des techniques de traitements des signaux rigoureuses et adéquates pour réduire la plage d'évanouissements tout en gardant la complexité du système acceptable.

Dans tout le reste de ce mémoire, l'étude se basera sur les différentes techniques de traitement de signal requises pour les systèmes de communication MIMO.

## 2.6 Modèle mathématique d'un système MIMO

Soit un système MIMO qui utilise  $N_t$  émetteurs et  $N_r$  récepteurs comme ceux montrés dans la figure 22. Les données sont démultiplexées en  $N_t$  paquets représentés par le vecteur  $d$  défini par :

$$d_{N_t \times 1} = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{N_t}]^T \quad (2-6)$$

où chaque  $d_i$  correspond au message émis à la  $i^{\text{ème}}$  antenne. Les  $N_r$  antennes à la réception reçoivent chacune les  $N_t$  signaux différents dispersés par le canal, les données reçues peuvent être modélisées par un vecteur  $X$  tel que :

$$r_{Nrx1} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_r}]^T \quad (2-7)$$

Le canal introduit un bruit blanc additif Gaussien (AWGN) symbolisé par le vecteur  $n$  de dimension  $N_r$ , tel que :

$$n_{Nrx1} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{N_r}]^T \quad (2-8)$$

Le canal est modélisé par la matrice  $H$  complexe de dimension  $N_r \times N_t$ , où chaque élément  $h_{ij}$  représente la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert de l'émetteur  $i$  vers le récepteur  $j$ . Le nombre d'éléments de  $H$  représente tous les chemins possibles entre la rangée d'antennes à l'émission et à la réception. Un des paramètres les plus importants consiste à calculer la matrice de covariance de  $H$ .

L'équation mathématique qui régit le système au complet est la suivante :

$$r = H \cdot d + n \quad (2-9)$$

dont la forme explicite est :

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ r_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & \dots & \dots & h_{N_t1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & \dots & \dots & h_{N_t2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{1N_r} & h_{2N_r} & \dots & \dots & \dots & h_{N_tN_r} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ d_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

Dans le cas où la matrice  $h$  est connue du récepteur, grâce à la séquence d'identification que comporte la trame de longueur  $l$  symboles (training sequence), la forme implicite de la capacité de shannon pour un système mimo est donnée par l'équation [11][12] :

$$C = W \cdot \log_2 \left[ \det \left( I_{N_t} + \frac{SNR}{N_t} H H^* \right) \right] \text{ bps.} \quad (2-11)$$

Pour un grand nombre d'antennes utilisées, et pour  $n_t = n_r = n$ , une approximation mathématique est utilisée où [20] :

$$\frac{H H^*}{N_t} \rightarrow I_{N_t}. \quad (2-12)$$

Lorsque  $n$  est très grand, alors [11][27][28] :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C = N \cdot W \cdot \text{Log}_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 W} \right). \quad \text{bps} \quad (2-13)$$

La capacité augmentera de  $n$  bits/s à chaque fois qu'on augmente le rapport signal à bruit de 3 db, alors que pour un système de communication conventionnel ( $n_t = n_r = 1$ ), avec la même puissance émise  $p$ , la capacité n'augmentera que de 1 bits/s [28].

Soient deux vecteurs aléatoires  $\underline{X}$  et  $\underline{Y}$ , les éléments de ces deux vecteurs sont des variables aléatoires et, par conséquent, sont caractérisés par leurs paramètres statistiques. Les moyennes respectives des deux vecteurs sont  $\underline{m}_X$  et  $\underline{m}_Y$

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ X_N \end{bmatrix} \quad \underline{Y} = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ Y_N \end{bmatrix} \quad \underline{m}_X = \begin{bmatrix} m_{X1} \\ m_{X2} \\ \cdot \\ \cdot \\ m_{XN} \end{bmatrix} \quad \underline{m}_Y = \begin{bmatrix} m_{Y1} \\ m_{Y2} \\ \cdot \\ \cdot \\ m_{YN} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

où chaque élément  $X_i$  du vecteur  $\underline{X}$  est une variable aléatoire de distribution Gaussienne, caractérisée par sa moyenne statistique et sa variance, idem pour les éléments  $Y_i$  du vecteur  $\underline{Y}$ . C'est-à-dire que  $X_i = N(m_{X_i}, \sigma_{X_i}^2)$ , et  $Y_i = N(m_{Y_i}, \sigma_{Y_i}^2)$ , dans ce cas, on définit la matrice de covariance croisée  $\varphi_{\underline{X}\underline{Y}}(\mathbf{r})$  comme :

$$\varphi_{\underline{X}\underline{Y}}(\mathbf{r}) = E \left\{ [\underline{X} - \underline{m}_X][\underline{Y} - \underline{m}_Y]^T \right\} = R_{\underline{X}\underline{Y}}(\mathbf{r}) - \underline{m}_X \underline{m}_Y^T \quad (2-15)$$

En appliquant ce principe à la matrice  $H$ , et en supposant que les éléments  $h_{ij}$  de  $H$  sont indépendants et identiquement distribués (iid), de moyenne nulle, il en résulte que la matrice d'autocovariance est égale à la matrice de corrélation telle que :

$$\varphi_{HH}^* = R_{HH}^* = E \{ H.H^* \} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{21} & \dots & \dots & \dots & \lambda_{Nr1} \\ \lambda_{12} & \lambda_{22} & \dots & \dots & \dots & \lambda_{Nr2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \lambda_{1Nr} & \lambda_{2Nr} & \dots & \dots & \dots & \lambda_{NrNr} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Les éléments  $\lambda_{ij}$  mesurent l'effet du couplage entre les différents chemins de propagation. Dans un canal MIMO parfait, il n'existe pas de corrélation entre les différents chemins, [4] donc les éléments  $\lambda_{ij}$  sont nuls pour  $i \neq j$ .

Il en résulte une matrice de covariance diagonale.

$$\Phi_{HH}^* = R_{HH}^* = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_{N_r N_r} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

Physiquement, cela représente une propagation en parallèle, comme montré à la figure suivante :

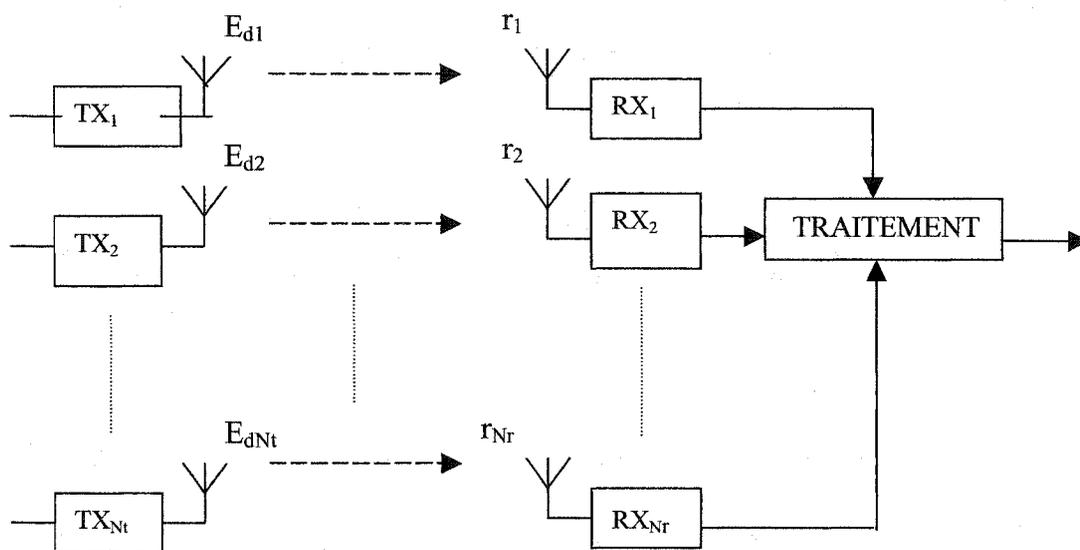


Figure 23 Système MIMO idéal

Dans la plupart des cas, le canal est assimilé à un canal de Rayleigh où l'évanouissement est considéré fixe (flat fading). Donc durant une trame émise, les éléments  $h_{ij}$  de la matrice  $h(t)$  sont considérés constants dans le temps. Dans ce cas, le canal est non sélectif en fréquence. De plus, la variation temporelle du canal est considérée très faible durant l'émission d'une trame de longueur  $L$ .

### 2.6.1 Le bruit blanc

Le bruit blanc additif Gaussien introduit par le canal MIMO, sous forme d'un vecteur à  $N_r$  dimensions, présente la propriété d'être de moyenne statistique nulle, ayant une matrice de covariance :

$$E[nn^*] = \begin{bmatrix} \sigma_n^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_n^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_n^2 \end{bmatrix} = \sigma_n^2 I_{N_r} \quad (2-18)$$

où  $I_{N_r}$  est la matrice identité de dimension  $N_r$  (nombre de récepteurs).

$n^*$  est le vecteur transposé conjugué de  $n$ .

### 2.7 L'émetteur

La puissance totale transmise dans le vecteur  $S$  est notée  $P$ , où chaque antenne émet une partie de la puissance totale. Ce qui veut dire que la puissance émise est indépendante du nombre d'émetteurs, ce qui peut être très attrayant pour les systèmes cellulaires. Les éléments du vecteur  $S$  sont des variables aléatoires décorrélées de moyenne nulle et de variance unitaire, notée  $\sigma_s^2$ . La matrice de covariance est :

$$E[dd^*] = \begin{bmatrix} \frac{P}{N_t} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \frac{P}{N_t} & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \frac{P}{N_t} \end{bmatrix} = \frac{P}{N_t} I_{N_t} = \sigma_d^2 I_{N_t} \quad (2-19)$$

De plus, les vecteurs  $d$  et  $n$  sont indépendants, c'est-à-dire  $E[d n^*] = 0$ .

## 2.8 Le récepteur

Chaque élément  $r_i$  du vecteur de réception  $r$  ( $i=1,2,\dots,N_r$ ) reçoit  $N_t$  signaux provenant des différents émetteurs. Le rapport signal à bruit moyen de chaque élément  $r_i$  est :

$$\rho = \frac{N_t \sigma_d^2}{\sigma_n^2} = \frac{P}{\sigma_n^2}. \quad (2-20)$$

## 2.9 Algorithmes de réception

Au récepteur, différentes techniques de traitement sont utilisées pour détecter efficacement le signal reçu. Dans les cas des systèmes MIMO, ces techniques sont regroupées en deux approches qui sont les techniques linéaires et non-linéaires.

### 2.9.1 Matrice pseudo inverse

Quelques-unes de ces techniques nécessitent le calcul de la matrice pseudo inverse  $H_{N_r \times N_t}$  du canal matriciel. La matrice pseudo inverse de  $H$  est définie comme :

$$H^+ = (H^* H)^{-1} H^* \quad (2-21)$$

$H^+$  est la matrice pseudo inverse de  $H$ .

$H^*$  est la matrice complexe transposée et conjuguée de  $H$ .

$(H^* H)^{-1}$  est la matrice inverse de la matrice  $H^* H$ .

La condition principale pour l'existence de la matrice pseudo inverse (appelée aussi matrice inverse au sens de Moore-Penrose) est que le nombre de colonnes doit être

inférieur ou égal au nombre de lignes, c'est-à-dire  $N_r \geq N_t$ , sinon la matrice  $H^*H$  devient singulière et donc sa matrice inverse n'existe pas.

C'est pour cette raison que dans les architectures des systèmes MIMO, le nombre d'antennes à la réception est toujours supérieur ou égal au nombre d'antennes à l'émission.

À noter aussi que la matrice inverse existe si et seulement si, les colonnes de  $H$  sont indépendantes. Ce qui est le cas, car les éléments  $h_{ij}$  de la matrice  $H$  sont supposés indépendants et identiquement distribués (iid).

### Remarque

Pour les algorithmes linéaires et non-linéaires, on suppose que le canal est parfaitement connu du récepteur à l'aide d'une séquence d'apprentissage dans chaque paquet émis de longueur  $L$ . De plus, on considère la variation temporelle du canal durant la durée d'émission du paquet de longueur  $L$  négligeable, ce qui nous amène à travailler dans des conditions d'un canal non sélectif en fréquence ou appelé aussi canal à évanouissement fixe (flat fading). Le canal est supposé aussi très dispersif.

### 2.9.2 Algorithme de forçage à zéro

Avec la technique du forçage à zéro,  $d_{\text{est}}$  l'estimation du vecteur transmis  $d$  est obtenue au récepteur en utilisant le processus suivant :

$$G=H^+ = \left[ (H^*H)^{-1} H^* \right]. \quad (2-22)$$

$$S_{\text{est}} = G.r = H^+.r = \left[ (H^*H)^{-1} H^* \right] r. \quad (2-23)$$

Dans ce critère, la détection se fait en utilisant une pondération linéaire du signal reçu.

Cette pondération consiste à choisir un vecteur, appelé « vecteur de pondération »  $W_{i(Nr \times 1)}$  ( $i=1,2,\dots,N_i$ ). Le  $i^{\text{ème}}$  vecteur de pondération  $W_i$  correspond à la  $i^{\text{ème}}$  ligne de la matrice pseudo inverse  $G$  (noté aussi  $G_i$ ) telle que :

$$W_i^T (1 \times Nr) \cdot (H)_{j(Nr \times 1)} = \delta_{ij} = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad (2-24)$$

où  $(H)_j$  :  $j^{\text{ème}}$  colonne de la matrice  $H$ .

$\delta_{ij}$  : Symbole de Kronecker.

De cette façon, tous les éléments qui ne correspondent pas à la colonne de  $G$  désirée sont forcés à la valeur zéro. La détection se fait de manière séquentielle.

Finalement, les éléments du vecteur estimé  $S_{\text{est}}$  sont introduits dans une constellation en fonction du type de modulation utilisée (QAM, PSK, FSK, ... etc.), et la décision est prise dans cette constellation grâce à un comparateur à distance euclidienne (slicer). Malheureusement, cette détection ne prend pas en considération la variance du bruit [25], ce qui limite les performances de ce critère.

### 2.9.3 Algorithme basé sur l'erreur quadratique moyenne

Une autre approche linéaire pour estimer le vecteur reçu  $r$  consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur de données  $d$ , et son estimation  $d_{\text{est}}$ .

L'erreur est définie comme suit :

$$\varepsilon^2 = E[(d - d_{\text{est}})^* (d - d_{\text{est}})]. \quad (2-25)$$

Le vecteur estimé  $S_{\text{est}}$  est obtenu en faisant le produit du vecteur reçu  $X$  et une matrice  $G$  qui minimise l'erreur quadratique moyenne, avec :

$$G = (\alpha I_{N_t} + H^* H)^{-1} H^* \quad (2-26)$$

$$d_{\text{est}} = G.r = (\alpha I_{N_t} + H^* H)^{-1} H^* .r \quad (2-27)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{N_t}{\rho} \quad (2-28)$$

À partir de cette formule, il est clair que pour une valeur de  $\alpha = 0$ , la matrice  $G$  devient une matrice pseudo inverse de  $H$ , donc on conclut que le critère du forçage à zéro (ZF) est un cas particulier du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE). L'avantage de ce critère, c'est qu'il prend en considération les paramètres statistiques du bruit et ceci dans le paramètre  $\alpha$  défini ci-haut.

#### 2.9.4 Algorithme du maximum de vraisemblance

Cet algorithme ne nécessite pas le calcul de la matrice pseudo inverse du canal, cette approche consiste en la comparaison du vecteur reçu  $r$  avec tous les vecteurs possibles transmis et modifiés par la matrice  $H$  du canal, en utilisant le principe du maximum de vraisemblance.

Ce principe est décrit par la formule suivante :

$$d_{\text{est}} = \arg \min \|r - H.d\|^2 \quad (2-29)$$

Avec :

$\arg \min \|\cdot\|^2$  : Calcul le minimum de la norme au carré par ligne.

$d_{est}$  : Vecteur d reçu estimé.

Cette approche nécessite une recherche exhaustive à travers tous les vecteurs possiblement transmis, qui sont au nombre de  $V$  tel que :

$$V = M^{N_t}. \quad (2-30)$$

$M$  : Nombre de points dans la constellation.

La complexité augmente exponentiellement avec le nombre d'antenne [28] à l'émission. À titre d'exemple, pour une constellation 16-QAM, et pour  $N_t = 5$  antennes, ce qui équivaut à une recherche basée sur 1048576 vecteurs possibles, ce qui est très complexe.

### 2.9.5 Algorithme BLAST

L'algorithme BLAST (Bell Labs Layered Space Time) est un algorithme non linéaire utilisé la première fois par G. Foschini [11], BLAST a le potentiel d'accroître les performances du récepteur tout en gardant la complexité de calcul dans des proportions raisonnables. Cet algorithme applique une stratégie qui consiste à détecter les signaux séquentiellement et à annuler l'effet des signaux détectés sur les autres signaux non détectés encore pour éviter les interférences entre eux. Cet algorithme est aussi appelé « algorithme d'annulation des interférences par ordre successif ».

BLAST nécessite un critère de détection, et celui-ci est aussi appelé « vecteur annulant ». Le vecteur annulant est créé en utilisant une pondération du vecteur reçu pour satisfaire un certain critère de performance de détection, comme par exemple le critère du forçage à zéro (ZF) ou celui de l'erreur quadratique moyenne (MMSE). Par conséquent, cet algorithme a connu diverses approches sur la façon de détecter le signal reçu. Ces approches sont : V-BLAST (BLAST Vertical), D-BLAST (BLAST Diagonal) et T-BLAST (Turbo BLAST).

## 2.9.6 Algorithme D-BLAST

D-BLAST, est le premier algorithme présenté par G. Foschini [11] en 1996. Cette architecture utilise une diversité spatiale et temporelle dans l'envoi des paquets. Avec cette technique, la limite de Shannon peut être approchée de très près [27].

### 2.9.6.1 Émetteur D-BLAST

D-BLAST décompose les paquets d'informations à émettre, par démultiplexage, sur  $N_t$  antennes, où le débit de chaque antenne est égal à  $\frac{R}{N_t}$  bits/s.

Ensuite, chaque paquet est modulé et éventuellement codé pour une meilleure protection contre les erreurs.

La caractéristique principale du D-BLAST réside dans le fait que les paquets démultiplexés sont envoyés dans un registre à décalage modulo- $N_t$ , de manière à ce que chaque paquet qui est envoyé sur une antenne soit envoyé aussi sur l'autre antenne avoisinante après un délai de  $\tau$  secondes. De cette manière, cette architecture crée une diversité spatiale robuste et une diversité temporelle, car le même paquet est retransmis  $N_t$  fois avec une séparation de  $\tau$  secondes.

Ainsi, un message qui est émis sur la première antenne se retrouve émis sur la deuxième antenne après un délai  $\tau$ , puis sur la troisième antenne après un autre délai  $\tau$ ... etc.

Donc, ce message est retrouvé selon une diagonale sur une échelle espace-temps.

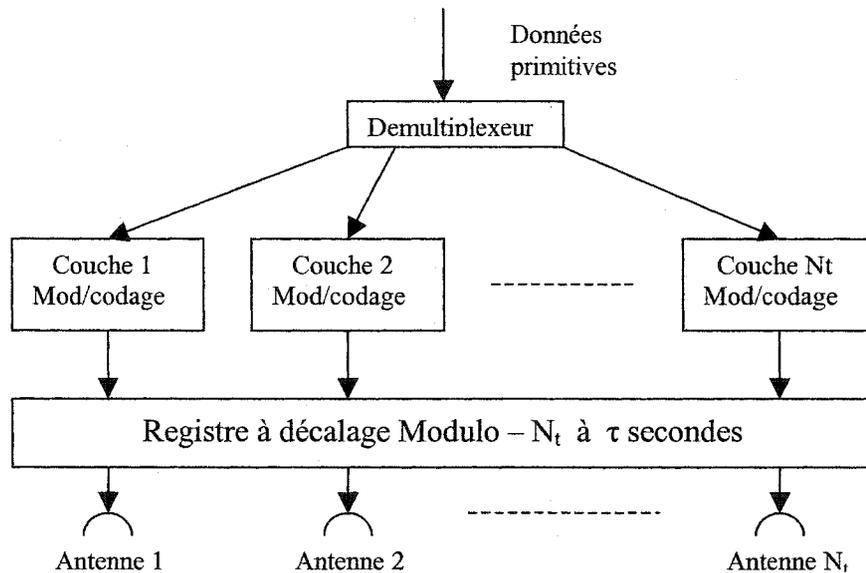


Figure 24 Émetteur D-BLAST

Si un codage est utilisé pour immuniser l'information contre le bruit introduit par le canal, ce processus doit tenir compte de la composante spatio-temporelle des paquets, c'est-à-dire que le même paquet est répété dans les antennes (composante spatiale) et que les paquets sont émis à des instants différents (composante temporelle).

### 2.9.6.2 Récepteur D-BLAST

À la réception, et sur chaque antenne, une somme de  $N_t$  signaux provenant de l'émetteur sont reçus. L'algorithme D-BLAST procède au décodage, de manière séquentielle, c'est-à-dire un par un.

Le vecteur reçu sur une antenne est de dimension  $N_t$ . Quand l'algorithme traite un premier paquet, les autres paquets non encore estimés de dimension  $N_t-1$  sont annulés (mis en mémoire provisoire), et ceux qui ont été estimés auparavant sont soustraits pour éviter les interférences.

La figure suivante montre l'exemple de détection d'un système MIMO 6x6, où le vecteur réception est  $r=[a,b,c,d,e,f]$ . La figure montre le traitement pour le paquet a, les autres paquets non encore détectés sont annulés provisoirement (nulled), et ceux détectés déjà sont soustraits (cancelled) [11].

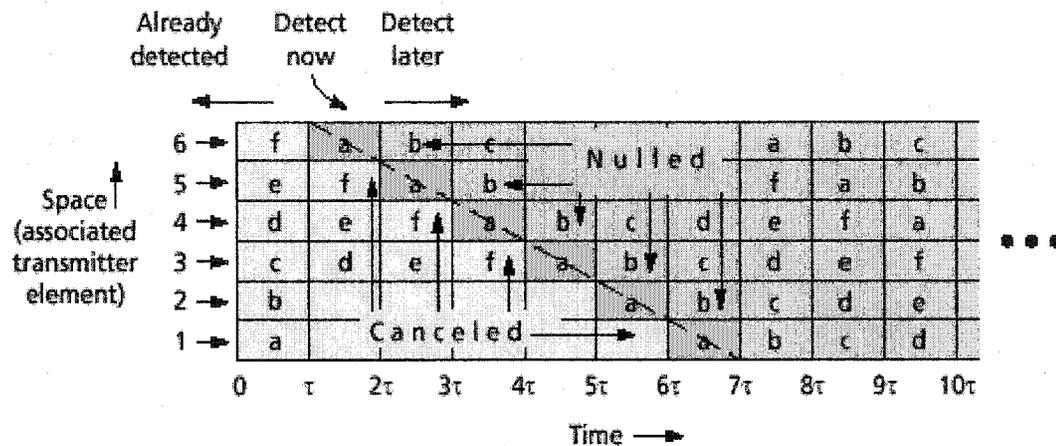


Figure 25 Processus de détection d'un système D-BLAST

L'algorithme utilise un critère de pondération lors de la détection. La pondération passe par le calcul de la matrice d'annulation notée  $G_i$ , cette dernière devient une matrice pseudo inverse du canal. Si c'est le critère du forçage à zéro (ZF) qui est choisi, ceci revient à mettre le coefficient  $\alpha=0$  ou bien elle devient une matrice qui minimise l'erreur quadratique moyenne (MMSE), si  $\alpha \neq 0$ .

$$G_i = (\alpha I_{N_t} + H^* H)^{-1} H^* \quad \text{critère MMSE pour } \alpha \neq 0. \quad (2-31)$$

$$G_i = H^+ = (H^* H)^{-1} H^* \quad \text{critère ZF pour } \alpha = 0. \quad (2-32)$$

Le traitement est séquentiel et le vecteur annulant est calculé selon le processus de la figure 27. L'algorithme D-BLAST souffre d'une complexité prononcée et d'une difficulté d'implémentation en temps réel. De plus par son caractère spatio-temporel, tout processus devient vite complexe, comme le cas du codage du canal par exemple.

C'est pour ces raisons que cette approche a été vite abandonnée en faveur d'une architecture moins complexe, qui est le V-BLAST. L'algorithme D-BLAST est montré dans la figure suivante :

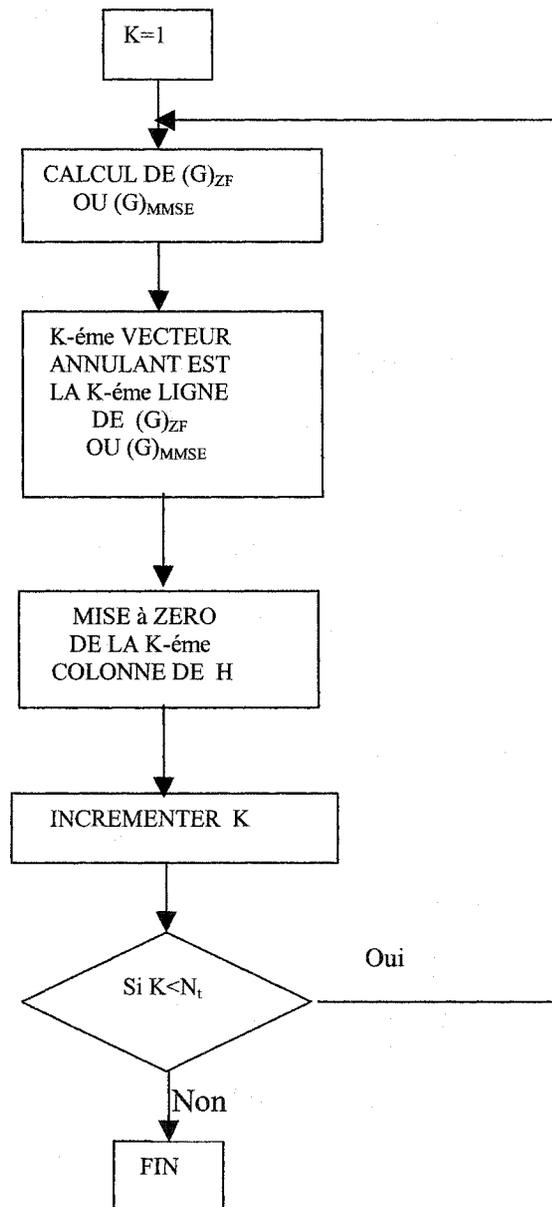


Figure 26 Algorithme D-BLAST.

### 2.9.7 Algorithme V-BLAST

Cet algorithme a été conçu pour parer à la complexité de son prédécesseur D-BLAST, il est moins complexe mais avec des performances inférieures car il n'utilise pas de diversité en émission temporelle.

#### 2.9.7.1 Émetteur V-BLAST

La différence entre les algorithmes BLAST est dans la façon dont les signaux sont détectés et émis. En effet, dans le cas du V-BLAST, les symboles sont envoyés vers chaque antenne selon un simple démultiplexage temporel de la source, aucune redondance n'est nécessaire, ni rémission des paquets sur les différentes antennes. De plus, aucun codage entre paquets n'est nécessaire, car ces derniers sont indépendants dans leur architecture spatio-temporelle. Un codage individuel par paquet peut être utilisé pour une plus grande robustesse face au bruit. Ceci implique moins de diversité temporelle dans le processus d'émission par rapport au D-BLAST, mais il en résulte une complexité nettement inférieure, et moins de synchronisation entre les paquets de données.

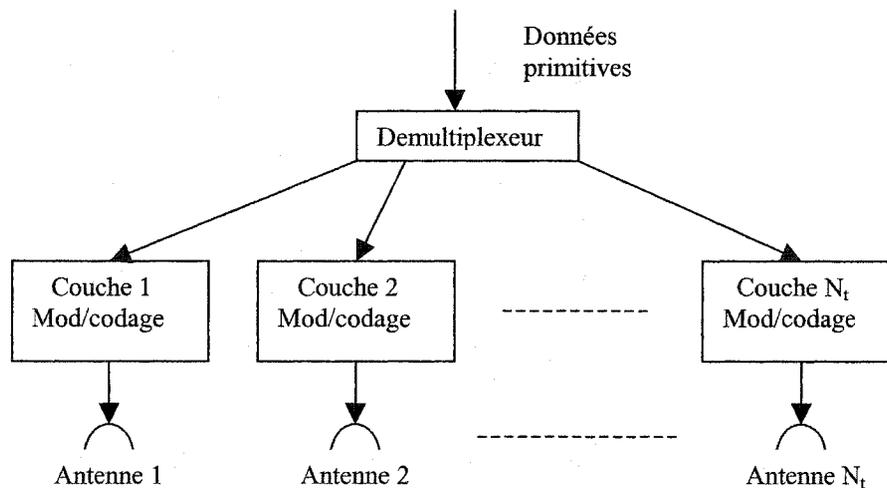


Figure 27 Émetteur V-BLAST

### 2.9.7.2 Récepteur V-BLAST

À la différence du D-BLAST, le V-BLAST détecte les séquences reçues dans un certain ordre. En effet, le vecteur annulant est choisi de telle sorte que le signal le plus fort, est détecté en premier.

Soit  $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_t}\}$  l'ordre dans lequel les signaux composants le vecteur  $S$  (l'information) sont reçus. L'ordre optimal de détection doit se faire de manière à ce que [12][13] :

$$\text{SNR}_{k_1} > \text{SNR}_{k_2} > \dots > \text{SNR}_{k_{N_t}} \quad (2-33)$$

Le processus de détection est composé des étapes suivantes :

Étape 1 : Calcul de la matrice d'annulation  $G_i$ , comme dans le cas du D-BLAST, et dépendamment du critère utilisé, cette matrice devient :

$$G_i = (\alpha I_{N_t} + H^* H)^{-1} H^* \quad \text{critère MMSE pour } \alpha \neq 0 \quad (2-34)$$

$$G_i = H^+ = (H^* H)^{-1} H^* \quad \text{critère ZF pour } \alpha = 0 \quad (2-35)$$

Étape 2 : Détecter le signal le plus fort en terme de rapport signal à bruit reçu. Le signal ayant le meilleur SNR correspond à la ligne de la matrice  $G_i$  ayant la plus petite norme. La ligne correspondante est considérée comme «vecteur annulant »,

$$k_1 = \arg \min_j \|(G_1)_j\|^2 \quad (2-36)$$

Cette étape calcule la norme au carré de chaque ligne et prend la plus petite norme pour déterminer l'ordre de détection. Le signal, une fois détecté, est estimé puis soustrait (cancelling).

Étape 3 : La même étape est refaite pour tous les signaux, de manière récursive jusqu'à la détection totale de tous les éléments du vecteur r.

L'algorithme V-BLAST peut être représenté dans toutes ces étapes par la procédure suivante :

$$W_{k_i} = (G_i)_{k_i} \quad (2-37-1)$$

$$Y_{k_i} = W_{k_i}^T r_i \quad (2-37-2)$$

$$\hat{d}_{k_i} = Q(Y_{k_i}) \quad (2-37-3)$$

$$r_{i+1} = r_i - \hat{d}_{k_i} \cdot (H)_{k_i} \quad (2-37-4)$$

$$G_{i+1} = H_{k_i}^\pm \quad (2-37-5)$$

$$k_{i+1} = \arg \min_{j \in \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \|(G_{i+1})_j\|^2 \quad (2-37-6)$$

$$i = i + 1 \quad (2-37-7)$$

(2-37-1) : Le  $k_i^{\text{ème}}$  vecteur annulant noté  $W_{k_i}$  est la  $k_i^{\text{ème}}$  ligne de la matrice  $G_i$ .

(2-37-2) : Calcul de la  $k_i^{\text{ème}}$  décision au récepteur.

(2-37-3) : Prise de décision de la valeur de  $Y_{k_i}$  dans la constellation.

(2-37-4) : Annule l'effet du composant détecté dans le vecteur de réception r.

(2-37-5) : Calcul de la nouvelle matrice G à laquelle on a soustrait une colonne correspondant au signal détecté précédemment.

(2-37-6) : Calcule à nouveau la plus petite norme des lignes de la nouvelle matrice.

(2-37-7) : Incrémentation jusqu'à ce qu'on détecte tous les signaux composants le vecteur reçu  $r$ .

### 2.9.8 Algorithme T-BLAST

L'algorithme T-BLAST est un compromis entre les algorithmes V-BLAST et D-BLAST. En effet, le D-BLAST offre une bonne capacité d'émission grâce à sa structure spatio-temporelle, malheureusement cet algorithme souffre d'une complexité relativement élevée. Le V-BLAST, par contre, règle le problème de la complexité en utilisant un simple démultiplexage temporel. Par contre, il n'utilise pas de diversité temporelle, ce qui limite ses capacités.

Autre faiblesse des deux algorithmes cités ci-haut réside dans le fait que la décision finale des symboles reçus se fait de manière dure (hard decision), en d'autres termes, les symboles sont estimés, et donc si une erreur d'estimation est introduite, cette dernière est irréversible. Dans ce cas, on dira que l'algorithme est affecté par une propagation d'erreurs. C'est pour ces différentes raisons que l'algorithme T-BLAST a été introduit [18][19].

#### 2.9.8.1 Émetteur T-BLAST

L'algorithme T-BLAST utilise la technique de l'entrelacement entre paquets pour créer une diversité. L'utilisation conjointe d'un codage correcteur d'erreurs (FEC), qui permettra une protection contre le bruit et un entrelacement spatio-temporel, se traduira par une meilleure robustesse à la réception. C'est pour cela que le codage est fortement conseillé lors de l'utilisation des techniques BLAST.

Le vecteur  $S$  démultiplexé et codé en un vecteur  $\tilde{d}$ , qui subit un entrelacement entre ses divers éléments  $\tilde{d}_i$ , donnant le vecteur final à émettre  $d$  tel que :

$$S = [S_1 \ S_2 \ \dots \ S_{N_t}]^T. \quad (2-38)$$

$$\tilde{d} = [\tilde{d}_1 \ \tilde{d}_2 \ \dots \ \tilde{d}_{N_t}]^T. \quad (2-39)$$

$$d = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{N_t}]^T. \quad (2-40)$$

La figure suivante illustre un émetteur T-BLAST.

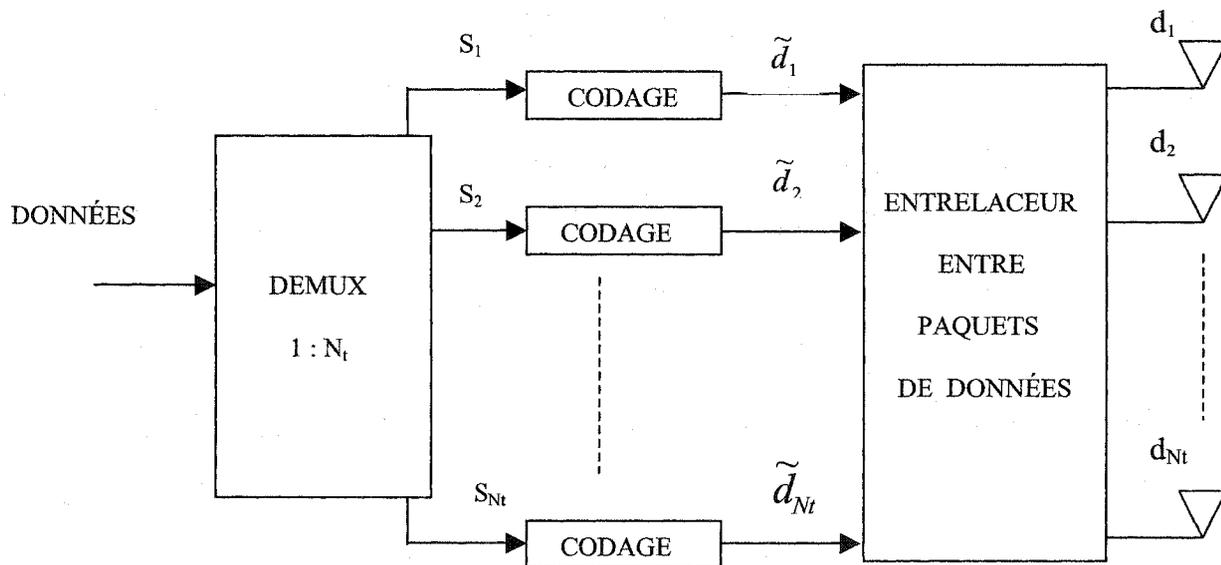


Figure 28 Émetteur T-BLAST

### 2.9.8.2 Récepteur T-BLAST

Le modèle temporel discret du vecteur reçu au  $i^{\text{ème}}$  instant est la superposition de  $N_t$  signaux transmis, corrompus avec du bruit blanc additif gaussien (AWGN).

$$r(i) = H(i).d(i)+n(i). \quad (2-41)$$

H est la matrice du canal de dimension  $N_r \times N_t$ .

Soit  $d_k(i)$ , le signal désiré ( $k=1,2,\dots,N_t$ ). D'après le principe des algorithmes BLAST, tous les autres signaux émis  $d_{j \neq k}(i)$  deviennent des interférences[18][19][29].

Dans ce cas, le signal reçu peut être réécrit comme :

$$r(i) = h_k(i)d_k(i) + H_k(i)d_k(i) + n(i) \quad (2-42)$$

où  $H_k(i)$  est une matrice de dimension  $N_r \times (N_t-1)$ , à laquelle on a soustrait la  $k^{\text{ème}}$  colonne. Le vecteur  $h_k(i) = [h_{k1}(i), h_{k2}(i), \dots, h_{kN_r}(i)]^T$  représente les gains complexes des  $N_r$  différents chemins provenant de la  $k^{\text{ème}}$  antenne émettrice.

Dans la littérature développant les algorithmes BLAST avec ses trois variantes (Diagonal, Vertical et Turbo), il est supposé que les gains complexes des différents chemins régissant la propagation sont constants durant une trame d'émission et varient d'une trame à une autre. En d'autres termes, la distribution des gains complexes est iid (indépendants et identiquement distribués).

De plus, nous supposons que le système utilise une séquence d'apprentissage (training sequence) pour identifier le canal, et que ce dernier est très dispersif, et que la bande passante est étroite (narrow band).

La détection se fait en deux étapes principales qui sont la soustraction itérative des interférences par la méthode douce (iterative soft interference canceler) et les décodeurs SISO (Soft Input Soft Output).

La figure 29 montre un récepteur T-BLAST.

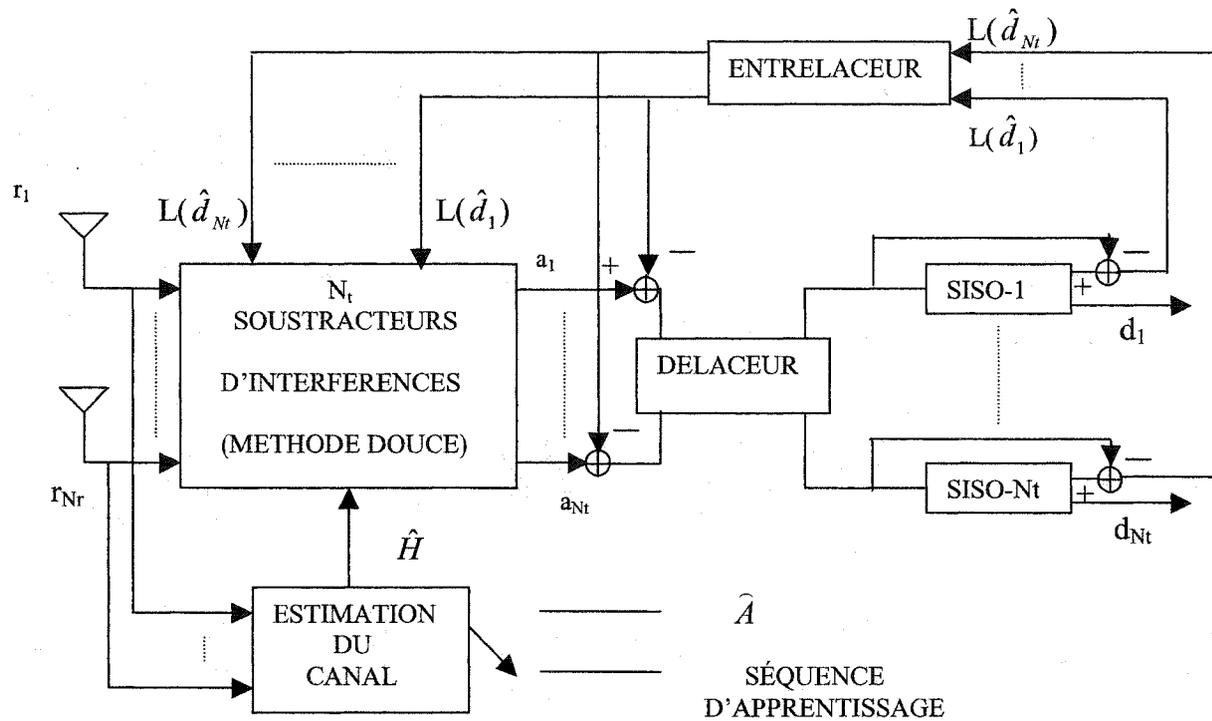


Figure 29 Récepteur T-BLAST

### 2.9.8.2.1 Soustraction itérative douce des interférences

Le récepteur utilise une matrice de pondération pour extraire le signal désiré.

La décision statistique du  $k^{\text{ème}}$  symbole (ou paquet), au  $i^{\text{ème}}$  instant d'échantillonnage est :

$$r_k(i) = W_k^* r(i) = W_k^* h_k d_k(i) + W_k^* H_k d_k(i) + W_k^* n(i) \quad (2-43)$$

où  $W_k^* h_k d_k(i)$ ,  $W_k^* H_k d_k(i)$ , et  $W_k^* n(i)$  représentent respectivement la réponse désirée, les interférences entre antennes (coantenna interference) et le bruit de phase.

Il est à noter que le bruit de phase n'affecte pas le rapport signal à bruit effectif.

Dans un souci d'éliminer les interférences entre antennes, on utilise une pondération à base du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE).

Pour ce faire, une contre-réaction (feed-back) est injectée au récepteur, qui représente une estimation statistique des signaux déjà décodés.

Ceci est formulé par l'expression suivante :

$$L(\hat{d}) = r_k(i) - \hat{d}_k = W_k^* r(i) - \hat{d}_k. \quad (2-44)$$

$\hat{d}_k$  représente une estimée de  $d_k$  et :

$$\hat{d}_k = W^* H_k \cdot E\{d_k\}. \quad (2-45)$$

La matrice de pondération s'écrit comme :

$$W_k = (\sigma_n^2 \cdot I_{N_r} + h_k h_k^*)^{-1} \cdot h_k. \quad (2-46)$$

Finalement, l'expression finale s'écrit de la manière suivante :

$$y_k = (\sigma_n^2 + h_k^* h_k)^{-1} \cdot h_k^* \cdot [r(i) - H_k^* \cdot E\{d_k\}]. \quad (2-47)$$

#### 2.9.8.2.2 Décodeurs SISO

Pour acquérir une moyenne statistique des symboles qui interfèrent avec le symbole désiré, on utilise  $N_t$  décodeurs SISO en parallèle pour avoir une probabilité a priori des symboles transmis. Les  $N_t$  décodeurs SISO opérant de la même façon que l'algorithme BCJR utilisé dans les Turbo-codes [18].

Les probabilités a priori des itérations passées sont obtenues en utilisant les relations suivantes :

$$P(d_{jr} = +1) = 1 - P(d_{jr} = -1) = \frac{\exp(L(d_{jr}))}{1 + \exp(L(d_{jr}))}. \quad (2-48)$$

où un symbole  $d_j = d_{jr} + i.d_{ji}$  et donc  $d_{jr}$  est la partie réelle du symbole  $d_j$ , et  $L(d_{jr})$  est la sortie douce du décodeur formalisée par le rapport de vraisemblance logarithmique du symbole  $d_{jr}$ .

La moyenne statistique est calculée par :

$$E\{d_{jr}\} = \frac{(+1) \exp(L(d_{jr}))}{1 + \exp(L(d_{jr}))} + \frac{(-1)}{1 + \exp(L(d_{jr}))} = \tanh\left(\frac{L(d_{jr})}{2}\right) \quad (2-49)$$

avec  $j = 1, 2, \dots, N_t$ .

Finalement, l'estimation des interférences est donnée par :

$$d_k = \sum_{j \neq k} h_j \left[ \frac{\tanh(L(d_{jr}))}{2} + i \frac{\tanh(L(d_{ji}))}{2} \right]. \quad (2-50)$$

L'estimation des interférences est basée sur des informations extrinsèques fournies par les décodeurs SISO, où l'estimation sur un symbole  $a_j$  est déterminée par une information antérieure concernant les autres symboles  $\{L(d_m)\}_{m \neq j}$ .

Ainsi, à chaque itération, tous les symboles estimés sont utilisés pour réestimer la matrice  $H$  du canal. Cette approche réduit de manière significative la probabilité d'erreurs sur les symboles.

## **Conclusion**

T-BLAST a apporté une approche avec une prise de décision douce qui limite la propagation des erreurs, ce qui n'est pas le cas du V-BLAST et du D-BLAST, où ces derniers utilisent une prise de décision dure.

Cependant, les techniques BLAST sont conçues pour travailler sous certaines conditions, telle que l'utilisation d'une séquence d'entraînement pour identifier le canal, ce dernier est parfaitement identifié par le récepteur, et un canal dispersif non sélectif en fréquence, autrement dit, en bande étroite.

L'utilisation de séquence d'apprentissage implique une complexité supplémentaire. De plus, la largeur de bande dans beaucoup de domaines d'applications n'est pas étroite, ce qui nous pousse à investiguer dans le domaine des MIMO à large bande, et de préférence n'utilisant pas de séquence d'entraînement, comme dans le cas de l'égalisation aveugle.

## CHAPITRE 3

### SYSTÈME MIMO LARGE BANDE

#### Introduction

Dans le chapitre précédent, le système MIMO a été introduit avec les différentes techniques existant dans la littérature pour le traitement cependant, l'approche supposait que le canal est non sélectif en fréquence, autrement dit un canal fixe (flat fading). Pour atteindre de plus hauts débits de transmission, le concept de communication spatio-temporelle doit être étendu à un canal large bande (sélectif en fréquence). De plus, le canal était supposé parfaitement connu par le récepteur, par le biais d'une séquence d'entraînement.

Dans ce chapitre, nous utiliserons une approche basée sur un égaliseur à retour d'état (DFE) qui utilise un algorithme d'adaptation ne nécessitant pas la connaissance a priori du canal, cette technique est appelée « égalisation aveugle ».

#### 3.1 Modèle large bande

Un système MIMO composé de  $N_t$  émetteurs et de  $N_r$  récepteurs possède  $N_t \times N_r$  chemins possibles à travers le canal dispersif. Dans le cas d'une transmission à large bande, les coefficients  $h_{ij}$  de la matrice  $H$  du canal représentent des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR) d'ordre  $N_c$ , alors que dans le cas de la bande étroite, chaque  $h_{ij}$  est considéré comme un coefficient complexe constant. En appliquant une transformée en  $Z$  aux éléments  $h_{ij}$ , ces derniers peuvent s'exprimer sous la forme :

$$h_{ij}(Z) = h_{ij}(0) + h_{ij}(1)Z^{-1} + \dots + h_{ij}(N_c)Z^{-N_c}. \quad (3-1)$$

La figure ci-dessous nous donne une modélisation d'un système large bande.

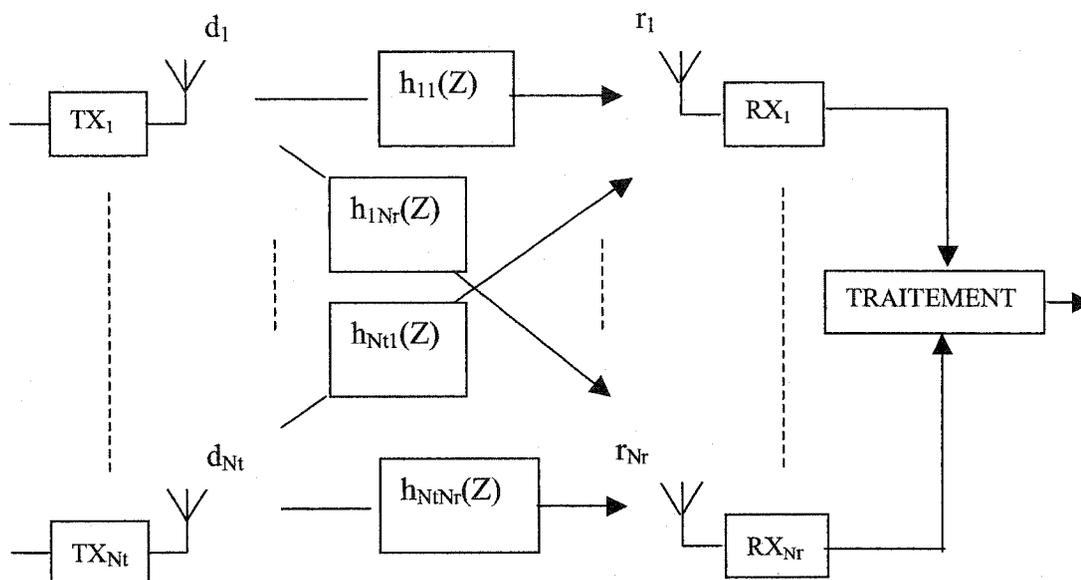


Figure 30 Modélisation d'un système MIMO large bande

À chaque instant  $i$ , un vecteur est émis noté  $d(i)$  tel que  $d(i) = [d_1(i) \ d_2(i) \ \dots \ d_{N_t}(i)]$ , les symboles émis sont indépendants et identiquement distribués (iid). Le vecteur est transmis à travers le canal dispersif large bande où les coefficients  $h_{ij}$  sont modélisés par des filtres FIR d'ordre  $N_c$ .

Le vecteur de données transmis subit un retard dû aux filtres FIR et donc il s'écrit  $d_t(i) = [d(i) \ d(i-1) \ \dots \ d(i-N_c)]$ . Le vecteur  $d_t(i)$  est de dimension  $1 \times [(N_c+1) \cdot N_t]$ .

Le vecteur reçu est  $u(i) = [u_1(i) \ u_2(i) \ \dots \ u_{N_r}(i)]$  combinant les données convoluées au canal, où un bruit blanc gaussien est additionné. La matrice  $H$  du canal large bande s'écrit :

$$H(i) = \begin{bmatrix} H_{11}(0) & \dots & H_{1N_r}(0) \\ \dots & \dots & \dots \\ H_{N_t1}(0) & \dots & H_{N_tN_r}(0) \\ \dots & \dots & \dots \\ H_{11}(N_c) & \dots & H_{1N_r}(N_c) \\ \dots & \dots & \dots \\ H_{N_t1}(N_c) & \dots & H_{N_tN_r}(N_c) \end{bmatrix}_{[(N_c+1).N_t] \times N_r} \quad (3-2)$$

H est de dimension  $[(N_c + 1).N_t] \times N_r$ . La sortie du canal à chaque instant est :

$$r(i) = d_t(i) * H(i) + n(i). \quad (3-3)$$

### 3.2 Égaliseur MIMO-DFE

Une approche intéressante pour combattre les multitrajets et les interférences entre symboles (IES), introduits par le canal, consiste à utiliser un égaliseur à retour d'état (DFE) dont les performances sont connues dans la littérature. Seulement, dans le cas d'un canal multivectoriel comme dans le cas des MIMO, l'utilisation d'un DFE standard est incompatible avec le caractère spatial de la transmission.

Récemment, il a été démontré qu'un DFE spatial modifié adapté aux MIMO joue exactement le même rôle que l'algorithme V-BLAST [17]. Cette structure utilise une opération similaire à la soustraction des interférences (interference cancellation) du V-BLAST.

Les études faites dans le domaine de l'égalisation des systèmes MIMO à large bande sont récentes [1][8][21][31], chaque étude a introduit de nouvelles approches comme par exemple, dans [20], l'adaptation par l'algorithme du moindre carré récursif (RLS).

Dans [16], trois méthodes ont été utilisées, elles sont l'algorithme LMS, RLS et MMSE.

Pour limiter la complexité, l'algorithme LMS a été choisi pour sa simplicité et sa souplesse d'utilisation. Toutes ces méthodes (LMS, RLS, MMSE) utilisent la même structure qui est le MIMO-DFE.

Le MIMO-DFE est une version matricielle du DFE scalaire conventionnel. En effet, les délais, les coefficients adaptatifs et la décision sont respectivement remplacés par des vecteurs de délais, des matrices de coefficients et un vecteur de décision, comme montré sur la figure suivante :

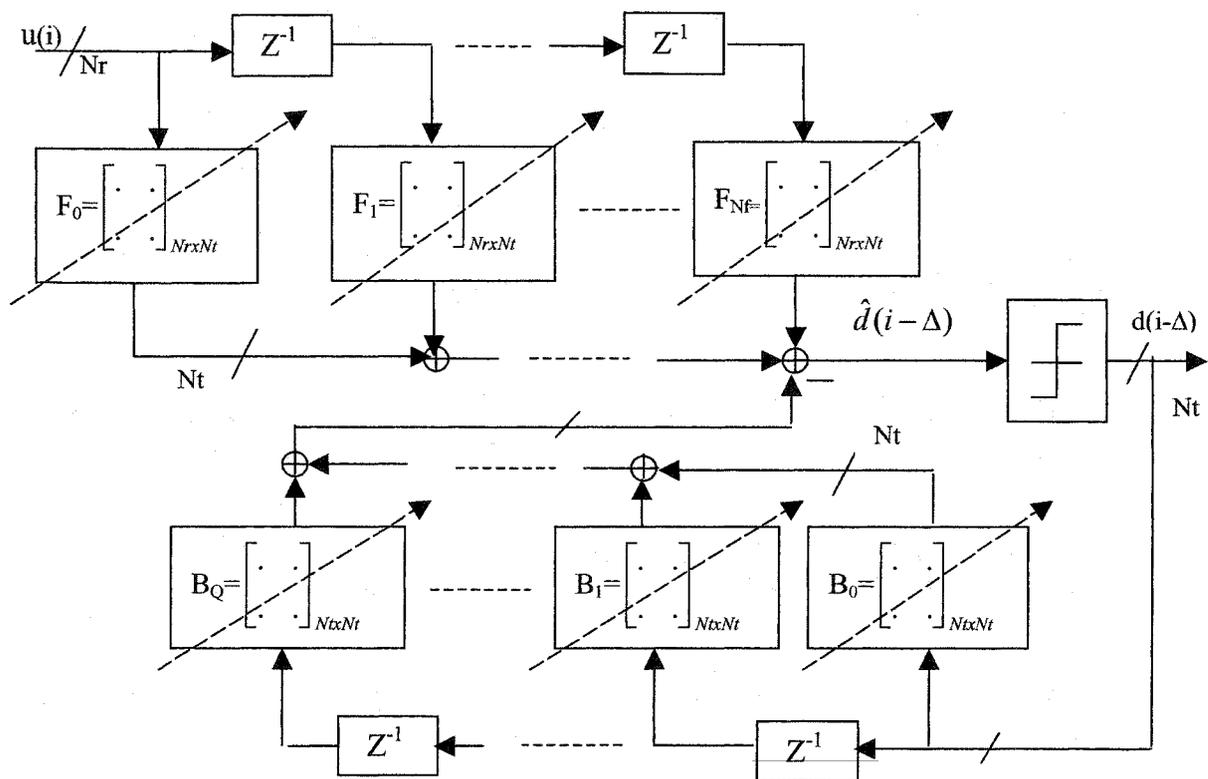


Figure 31 Égaliseur spatial modifié MIMO-DFE

Le rôle du récepteur est d'extraire le vecteur de données  $d(i) = [d_1(i) \ d_2(i) \ \dots \ d_{N_t}(i)]$  à partir du vecteur  $u(i)$  à l'entrée de l'égaliseur.

La décision précédente faite sur les données et la décision actuelle sont utilisées pour obtenir une estimation retardée du vecteur de données  $d(i)$ , cette estimation retardée est notée  $\hat{d}(i - \Delta) = [\hat{d}_1(i - \Delta) \hat{d}_2(i - \Delta) \dots \hat{d}_M(i - \Delta)]$ . Le paramètre  $\Delta$  est un délai introduit par les différents circuits à retard du filtre avant de l'égaliseur.

Supposons que nous avons  $N_f$  délais avants et  $Q$  délais arrières, les matrices de coefficients adaptatifs avants sont de dimension  $N_f \times N_t$  notés  $F_j$  tel que  $0 \leq j \leq N_f$ , et les coefficients arrières sont dans des matrices de dimension  $N_t \times N_b$ , notés  $B_j$  où  $0 \leq j \leq Q$ .

Pour satisfaire la contrainte de la causalité, la matrice  $B_0$  doit être triangulaire inférieure, c'est-à-dire pour chaque élément de la matrice  $B_0$  noté  $B_{0ij} = 0$  si  $i \leq j$ .

On entend par « causalité » la matrice qui détermine lequel des canaux est le principal.

Le vecteur de données  $d(i)$  qui subit un retard  $N_c$  dans le canal subit à nouveau un autre retard  $N_f$  dans le filtre avant du MIMO-DFE, donc le vecteur de données s'écrira  $d = [d(i) \ d(i-1) \dots d(i-N_c-N_f)]$ , le vecteur reçu sera  $u = [u(i) \dots u(i-N_f)]$ , le vecteur du bruit blanc Gaussien est  $n = [n(i) \dots n(i-N_f)]$ , et le vecteur de retour d'état est  $d_f = [d(i-\Delta) \dots d(i-\Delta-Q)]$ .

On définit aussi la matrice du canal adaptée au retard qui s'écrira  $H = [H_0 \ H_1 \dots H_{N_f}]$  où  $H_j = \begin{bmatrix} 0_{M \times N} & H(i) \\ 0_{M(N_f-j) \times N} \end{bmatrix}$  et  $0 \leq j \leq N_f$ .

À partir de là, on peut écrire la relation suivante [16] :

$$r = d.H + n \quad (3-4)$$

De plus, si la matrice des coefficients avants est définie par  $F = [F'_0 \dots F'_N]'$  et la matrice des coefficients arrières par  $B = [B'_1 \dots B'_Q]'$ , l'estimation du vecteur de données  $\hat{d}(i - \Delta)$  est :

$$\hat{d}(i - \Delta) = -d_f B + uF = y.P \quad (3-5)$$

où  $y = [d_f \ u]$  et  $P = [-B' \ F']'$ , le vecteur erreur du MIMO-DFE est :

$$e(i - \Delta) = d(i - \Delta) - \hat{d}(i - \Delta) = d(i - \Delta) - y.P. \quad (3-6)$$

P représente la matrice de pondération de tous les coefficients adaptatifs avants F et arrières B.

### 3.3 Algorithme LMS-MIMO-DFE

Le rôle de l'algorithme d'adaptation est de trouver des valeurs optimales des coefficients adaptatifs qui composent la matrice de pondération P. Pour ce faire, il faut satisfaire la fonction poids qui minimise l'erreur quadratique moyenne suivante :

$$J(P) = E \left[ |d(i - \Delta) - yP|^2 \right]. \quad (3-7)$$

En appliquant la méthode du gradient stochastique pour trouver l'optimum des coefficients adaptatifs, l'algorithme s'écrira :

$$P_i = P_{i-1} + \mu \{ R_{d(i-\Delta)y} - R_{yy} P_{i-1} \} \quad (3-8)$$

En sachant que  $P = \begin{bmatrix} -B' & F' \end{bmatrix}$ , après transformation mathématique, la matrice P s'écrira

$P = \begin{bmatrix} -B \\ F \end{bmatrix}$ . À partir de là, en sachant que  $R_{d(i-\Delta)y} = E[d(i-\Delta).y] = d(i-\Delta).y^*$  et que  $R_{yy} = E[y^2] = y.y^*$ , et comme  $y = \begin{bmatrix} d_f & u \end{bmatrix}$ , alors l'équation (3-8) s'écrira :

$$\begin{bmatrix} -B_i \\ F_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B_{i-1} \\ F_{i-1} \end{bmatrix} + \mu \left\{ \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix}^* (d(i-\Delta) - \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -B_{i-1} \\ F_{i-1} \end{bmatrix}) \right\} \quad (3-9)$$

Les coefficients des matrices avants  $F_i$  vont s'adapter selon l'algorithme dérivé de l'équation (3-9) qui est :

$$F_i = F_{i-1} + \mu \left\{ \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix}^* (d(i-\Delta) - \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix} F_{i-1}) \right\} \quad (3-10)$$

Les coefficients des matrices arrières  $B_i$ , par contre, s'adapteront selon l'algorithme :

$$B_i = B_{i-1} - \mu \left\{ \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix}^* (d(i-\Delta) - \begin{bmatrix} d_f & u_i \end{bmatrix} B_{i-1}) \right\} \quad (3-11)$$

### 3.4 Application pour la réalisation d'un MIMO-DFE 2X2

Pour un MIMO 2x2, les matrices avants  $F_j$  et arrières  $B_j$  sont de dimensions 2 par 2. Nous utiliserons quatre matrices avants ( $N_f=3$ ) et cinq matrices arrières ( $Q=4$ ), le délai  $\Delta$  est par conséquent égal à 3. Nous aurons donc  $F_0, F_1, F_2$  et  $F_3$  comme matrices avants, et  $B_0, B_1, B_2, B_3$  et  $B_4$  comme matrices arrières. La figure 32 montre un tel système.

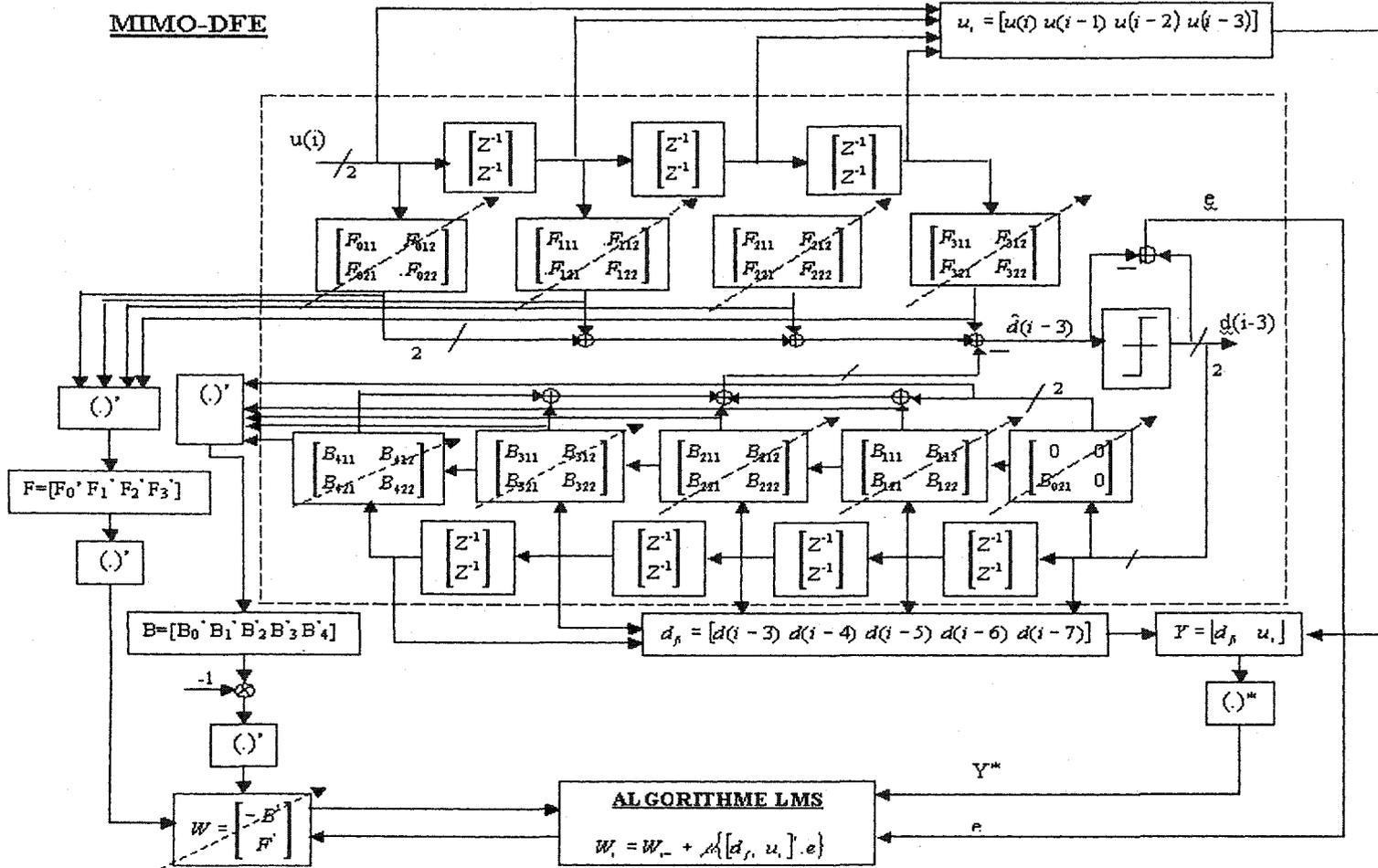


Figure 32 Système MIMO-DFE et l'algorithme LMS

### 3.4.1 Matrices avants

Pour les matrices avants, la forme générale pour un MIMO 2x2 est :

$$F_i = \begin{bmatrix} F_{i11} & F_{i12} \\ F_{i21} & F_{i22} \end{bmatrix} \quad i=0,1,2,3 \quad (3-12)$$

Les coefficients  $F_{i11}$  et  $F_{i22}$  égalisent les chemins directs de l'émetteur 1 vers le récepteur 1, et de l'émetteur 2 vers le récepteur 2 respectivement. Le coefficient  $F_{i12}$  égalise les données émises de l'antenne 1 et reçues dans le récepteur 2.

Le coefficient  $F_{i21}$ , quant à lui, égalise les données émises de l'antenne 2 et reçues dans le récepteur 1.

### 3.4.2 Matrices arrières

Pour les matrices arrières, la forme générale est :

$$B_i = \begin{bmatrix} B_{i11} & B_{i12} \\ B_{i21} & B_{i22} \end{bmatrix} \quad i=1,2,3,4 \quad (3-13)$$

Les coefficients  $B_{i11}$  et  $B_{i22}$  soustraient les interférences intersymboles (IES) dans les chemins directs, exactement comme dans le cas de deux systèmes à simple émetteur et simple récepteur qui sont en parallèles, où chacun utilise un DFE classique. Le coefficient  $B_{i12}$ , par contre, annule l'effet des données de l'émetteur 1 qui se retrouvent dans le récepteur 2 dû au chemin croisé, et c'est là qu'on voit l'équivalence avec les algorithmes BLAST dans le concept du « Cancelling ». Par analogie, le coefficient  $B_{i21}$  annule l'effet des données de l'émetteur 2 qui se retrouvent dans le récepteur 1 dû au chemin croisé.

### 3.4.3 La matrice MIMO $B_0$

La matrice  $B_0$  est, par contre, triangulaire inférieure et dans ce cas, elle s'écrit :

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_{021} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

C'est cette matrice qui caractérise un MIMO-DFE. En effet, le coefficient  $B_{021}$  joue un rôle de soustraction (Cancelling) dans les données détectées  $d(i-3)$  car il est au même instant que ces données.

Il soustrait l'effet du canal 2 sur le canal 1, et donc le canal 1 devient principal dans le cas particulier où les deux canaux détectent la même donnée comme sur la figure suivante :

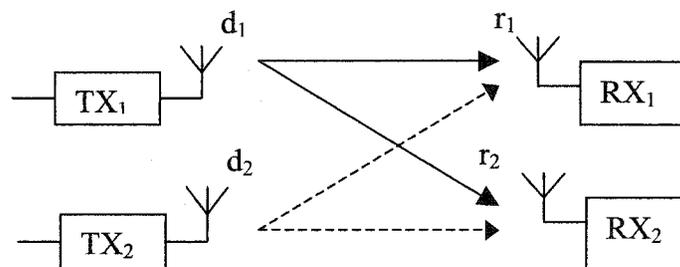


Figure 33 Cas particulier du coefficient  $B_{021}$

Dans ce cas particulier, le signal  $d_1$  est le signal le plus fort dans les deux récepteurs. À ce moment, l'égaliseur va détecter la même donnée deux fois, et grâce au coefficient  $B_{021}$ , qui donne la priorité au canal 1, c'est ce dernier qui va détecter le signal  $d_1$ .

## CHAPITRE 4

### SIMULATION ET RÉSULTATS

#### Introduction

Dans ce chapitre, nous procéderons à la simulation de l'égaliseur MIMO-DFE sur logiciel SPW. La première partie de la simulation consiste à tester le récepteur avec un canal très dispersif et voir ses performances. Dans la deuxième partie, on introduira du bruit blanc Gaussien et on analysera l'influence de celui-ci sur le système.

#### 4.1 Modèle de simulation

À l'étape de la simulation, nous nous intéresserons uniquement au récepteur MIMO, donc on simplifiera au maximum les autres parties telle que l'utilisation d'une porteuse et on supposera que le système est dans un contexte de parfaite synchronisation.

Un schéma synoptique du récepteur ainsi que le reste du système de transmission est montré dans la figure suivante.

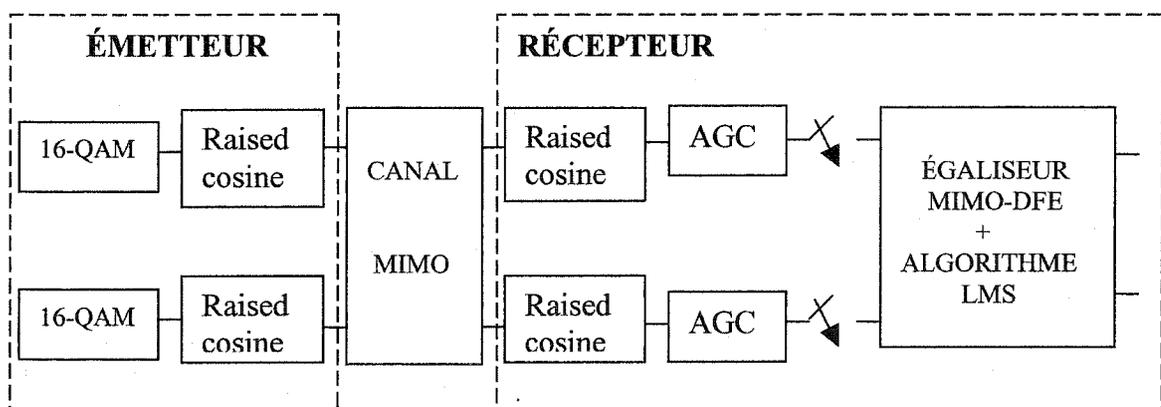


Figure 34 Récepteur utilisé et chaîne de transmission

#### 4.1.1 L'émetteur

L'émetteur est constitué de deux sources 16-QAM indépendantes qui émettent à un taux de 10 Méga symboles par seconde dans le cas d'une constellation 16-QAM où les points sont codés sur 4 bits par symbole, ceci représente un débit binaire égal à 80 Mbits/s. La bande passante  $W$  est fixée à 10 MHz.

La fréquence d'échantillonnage  $F_s$  est de 320 Mhz donc, en faisant le rapport de la fréquence d'échantillonnage sur le taux de symbole  $R_s$ , nous aurons :

$$\frac{F_s}{R_s} = \frac{320.000.000}{10.000.000} = 32 \text{ échantillons / symboles.} \quad (4-1)$$

Nous n'utiliserons pas de porteuse dans la simulation, nous resterons en bande de base. Les symboles passeront ensuite par un filtre de mise en forme de type Raised Cosine. Nous avons utilisé des filtres scalaires avec une fenêtre de troncature de Blackman.

Le filtre étant constitué de 128 points, nous avons essayé de prendre un filtre tronqué à un plus grand nombre de points comme 256, 512, 1024,....etc., seulement le logiciel nous a posé des problèmes au niveau du lobe principal dans son allure temporelle.

En effet, pour un symbole constitué de 32 échantillons par symbole, le lobe temporel du filtre devrait avoir 64 échantillons (deux fois le nombre d'échantillons par symbole), mais les blocs de SPW des filtres Raised Cosine ne donnent malheureusement pas ça, ils donnent un nombre supérieur ou inférieur dépendamment des blocs et du type de filtre raised cosine utilisé, ce qui peut fausser tous les résultats ultérieurs. Le filtre scalaire de Blackman a donné le meilleur compromis par rapport aux autres filtres.

#### 4.1.2 Le canal MIMO

En l'absence d'un canal MIMO dans les bibliothèques du logiciel SPW, nous avons modélisé ce canal par quatre canaux de Rummler, un canal pour chaque chemin.

Il est à noter que pour les chemins croisés, les canaux de Rummler sont suivis d'un affaiblissement supplémentaire représenté par un gain dont la valeur est comprise entre 0 et 1 car en réalité, les chemins directs sont généralement plus forts que les chemins croisés.

Cet affaiblissement supplémentaire est représenté par les gains A et B pour les chemins croisés 1 et 2 respectivement. Le modèle est dans la figurante suivante :

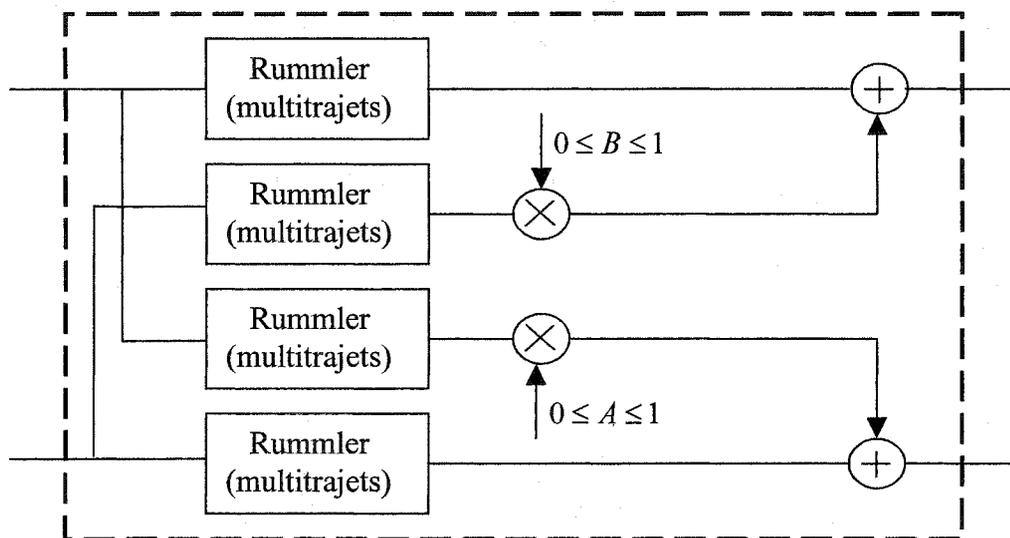


Figure 35 Modèle du canal MIMO

### 4.1.2 Le récepteur

Le récepteur comprend un filtre de mise en forme à son entrée de type raised cosine, suivi par un contrôle automatique de gain (AGC), ensuite le signal est échantillonné à deux fois le taux de symbole, car dans la simulation nous avons opté pour un égaliseur fractionnaire  $T/2$  -espacé, c'est-à-dire que le filtre avant de l'égaliseur fonctionne deux fois plus vite que le filtre arrière.

## 4.2 Simulations

Vue la complexité de ce système, le premier objectif consistait à faire fonctionner le MIMO-DFE sans la présence des chemins croisés, juste les chemins directs. Ceci correspond à deux systèmes simples émetteurs, simples récepteurs en parallèle.

Dans ce cas de figure, nous avons pu obtenir des résultats jusqu'à un évanouissement de 40 dB dans les canaux de Rummler, ce qui correspond à un gain de réflexion  $\beta=0,99$ .

Cet évanouissement (creux) a été calcul à la fréquence centrale du signal. Le taux de symboles pour toutes les simulations est de 10 Méga symboles par antennes, ce qui correspond à un débit binaire total de 80 Méga bits par seconde pour les 2 antennes.

Le retard de l'écho par rapport au signal direct dans le canal de Rummler (signal multitrajets) a été fixé à 6,25 nano secondes.

La deuxième étape consiste à introduire le canal MIMO, c'est-à-dire introduire les deux canaux de Rummler croisés plus leurs affaiblissements A et B. Les coefficients adaptatifs croisés  $F_{i12}$   $F_{i21}$   $B_{i12}$   $B_{i21}$  ( $i=0,1,\dots$ ) ont commencé à prendre des valeurs significatives en introduisant le canal MIMO alors qu'ils étaient pratiquement nuls en l'absence des chemins croisés.

À titre d'exemple, la figure suivante montre la constellation des deux signaux reçus à la sortie du canal MIMO, la simulation a été faite avec 1 million d'échantillons, avec un évanouissement de 36.5 dB sur les chemins directs et de 40 dB sur les chemins croisés, avec un affaiblissement supplémentaire  $A = B = 0.1$ , le pas de l'algorithme a été fixé à 0.001.

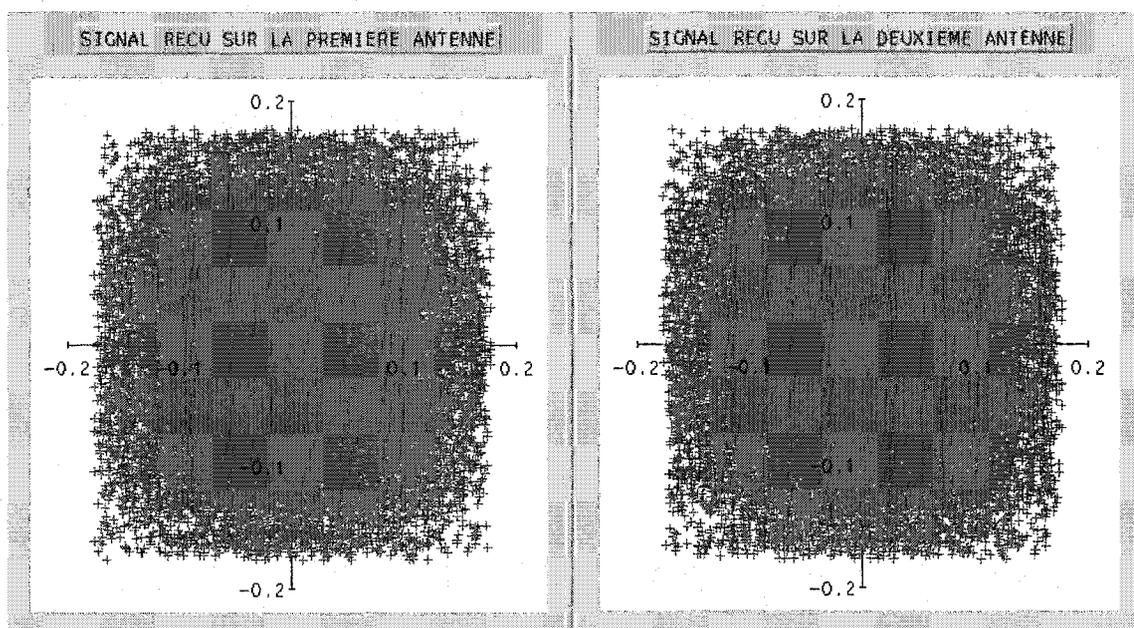


Figure 36 Sorties du canal MIMO

L'objectif de l'égaliseur est de récupérer les constellations qui ont été brouillées par la dispersion et les trajets multiples.

À la sortie du MIMO-DFE, les constellations avant décision pour chaque canal est donnée dans la figure suivante 37 où elles ont été récupéré efficacement par l'égaliseur.

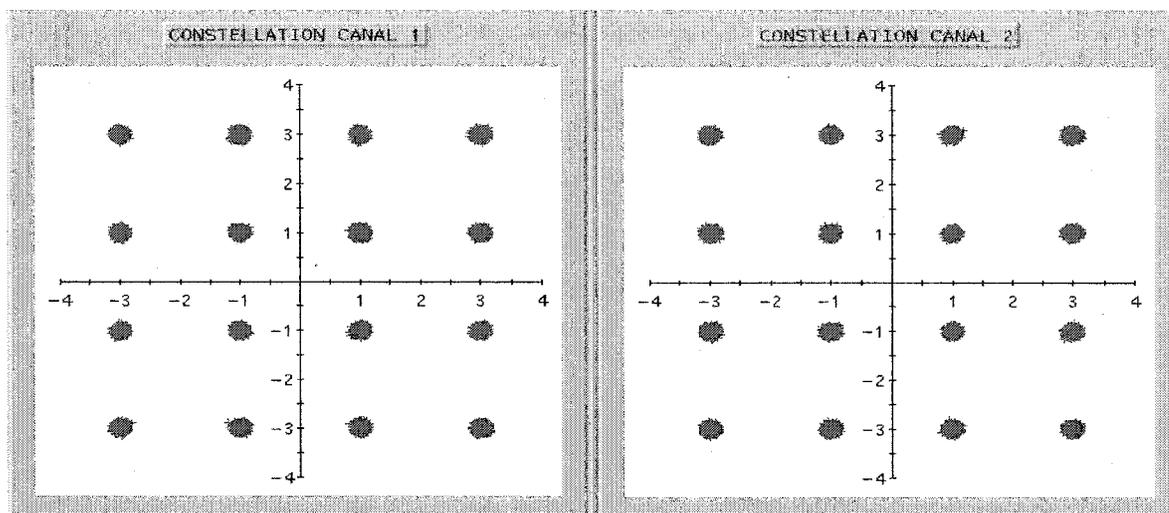


Figure 37 Constellations des deux signaux reçus avant décision

La figure suivante 38 illustre l'évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre d'échantillons. Pour 1 million d'échantillons, l'erreur quadratique moyenne (EQM) est égale à  $-18.6$  dB sur le canal 1 et de  $-16.3$  dB sur le canal 2.

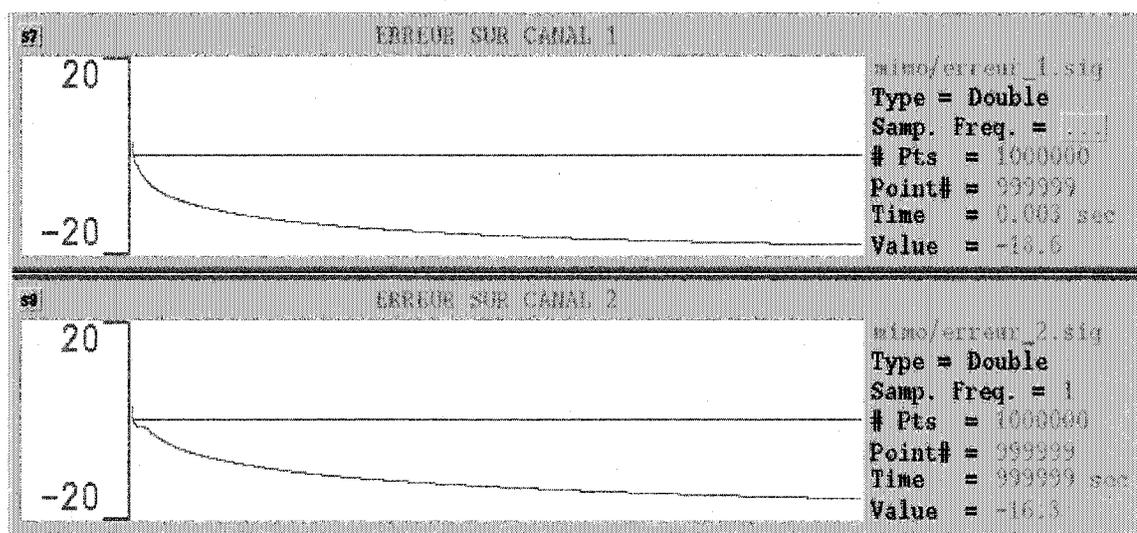


Figure 38 Erreur quadratique moyenne négative sur les deux canaux en dB.

#### 4.2.1 Évolution du coefficient $B_{021}$

Le tableau suivant nous montre l'évolution du coefficient  $B_{021}$  en fonction des différents évanouissements dans les canaux. L'affaiblissement des canaux croisés A et B a été fixé à 0.1 et l'évanouissement dans les chemins directs est de 34 dB.

Tableau I

Différentes valeurs du coefficient  $B_{021}$

Évanouissement Chemins croisés (dB)	Coefficient $B_{021}$
- 20	0.144+j0.008
-23	0.104+j0.001
-26	0.102+j0.002
-34	0.07+j0.008
-40	-0.001-j0.004

On remarque que plus le creux du chemin croisé est faible, plus le coefficient  $B_{021}$  est fort. Ceci s'explique par le fait que le coefficient  $B_{021}$  essayait de soustraire l'interférence du canal 2 sur le canal 1, et un creux faible signifie que le canal 2 est fort par sa présence dans le canal 1, donc  $B_{021}$  prend des valeurs assez grandes pour annuler ces effets.

Et inversement, plus le creux des chemins croisés est fort (donc un signal fortement évanoui et dispersé), donc plus facile à soustraire, plus  $B_{021}$  prend des valeurs plus petites. Dans ce tableau, l'affaiblissement A et B a été choisi faible (0.1) pour pouvoir monter à des évanouissements plus élevés, car plus on élève l'affaiblissement des chemins directs, plus il sera difficile d'aller jusqu'à des creux très élevés. Pour des valeurs plus élevées de A et de B, le coefficient  $B_{021}$  prendra des valeurs plus prononcées, car les chemins croisés seront plus forts.

#### 4.2.2 Évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction du pas et de l'évanouissement

Un des paramètres importants de performances d'un récepteur est la valeur de l'erreur quadratique moyenne (ÉQM). Plus cette valeur est petite et plus le système est performant. Pour ce faire, nous avons testé la valeur de l'ÉQM en fonction de l'évanouissement dans les chemins directs. Un autre paramètre important est le pas de l'algorithme  $\mu$  qui détermine le temps de convergence ainsi que les performances du système.

Le tableau ci-dessous nous donne l'évolution de l'erreur quadratique moyenne des deux canaux en fonction de l'évanouissement dans les chemins directs. L'évanouissement dans les chemins croisés est fixé à 40 dB, les affaiblissements supplémentaires A et B sont égaux à 0.1. La simulation a été faite avec 1 million d'échantillons et un pas de 0.001.

Tableau II

Erreur quadratique moyenne en fonction de l'évanouissement,  $\mu = 0.001$

Gain de réflexion $\beta$	Évanouissement (dB)	ÉQM du canal 1	ÉQM du canal 2
0.9	-20	-27.9	-28.3
0.93	-23	-27.6	-28.1
0.95	-26	-27.5	-27.9
0.96	-28	-26.8	-27
0.97	-30.5	-24.1	-25.1
0.98	-34	-21.1	-19.5
0.982	-34.8	-20.2	-18.4
0.983	-35.5	-19.7	-18
0.985	-36.5	-18.6	-16.3

Les courbes correspondantes sont données dans la figure 39.

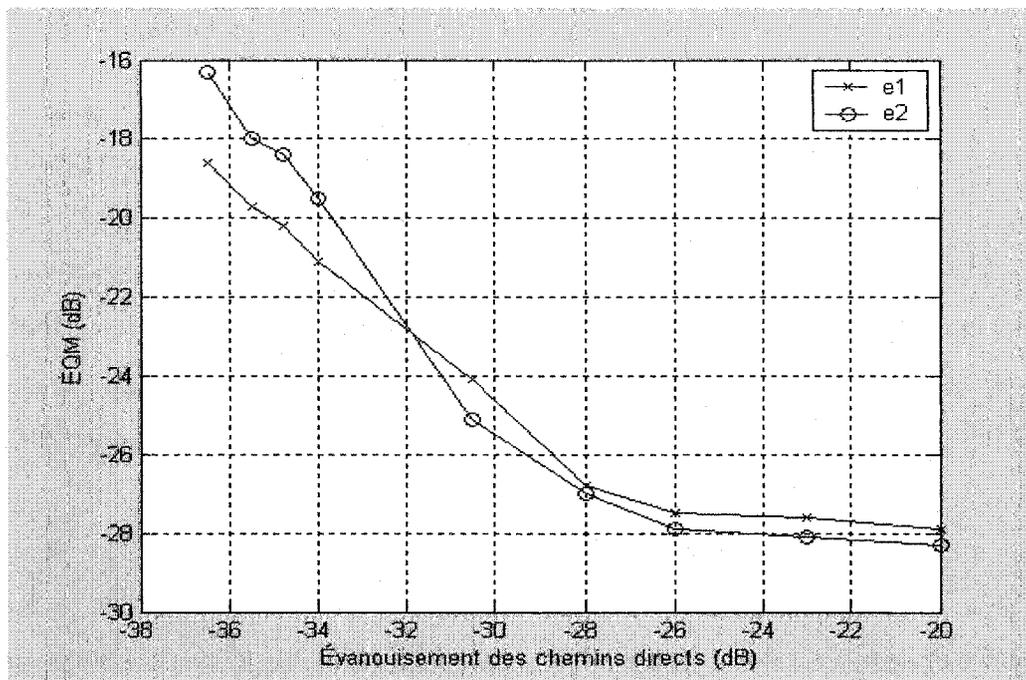


Figure 39 Évolution de l'erreur quadratique moyenne,  $\mu = 0.001$

Pour un pas égal a 0.0001 les résultats sont les suivants :

Tableau III

Erreur quadratique moyenne en fonction de l'évanouissement,  $\mu = 0.0001$

Gain de réflexion $\beta$	Évanouissement (dB)	ÉQM du canal 1	ÉQM du canal 2
0.9	-20	-24.2	-24.1
0.93	-23	-24.1	-24.1
0.95	-26	-23.3	-23.3
0.96	-28	-21.6	-21.6
0.97	-30.5	-18.5	-18.5
0.98	-34	-13.8	-12.8
0.982	-34.8	-11.8	-11.8
0.983	-35.5	-9.58	-10.3
0.985	-36.5	-6.92	-1.85

La courbe de l'évolution de l'ÉQM avec un pas de 0.0001 est :

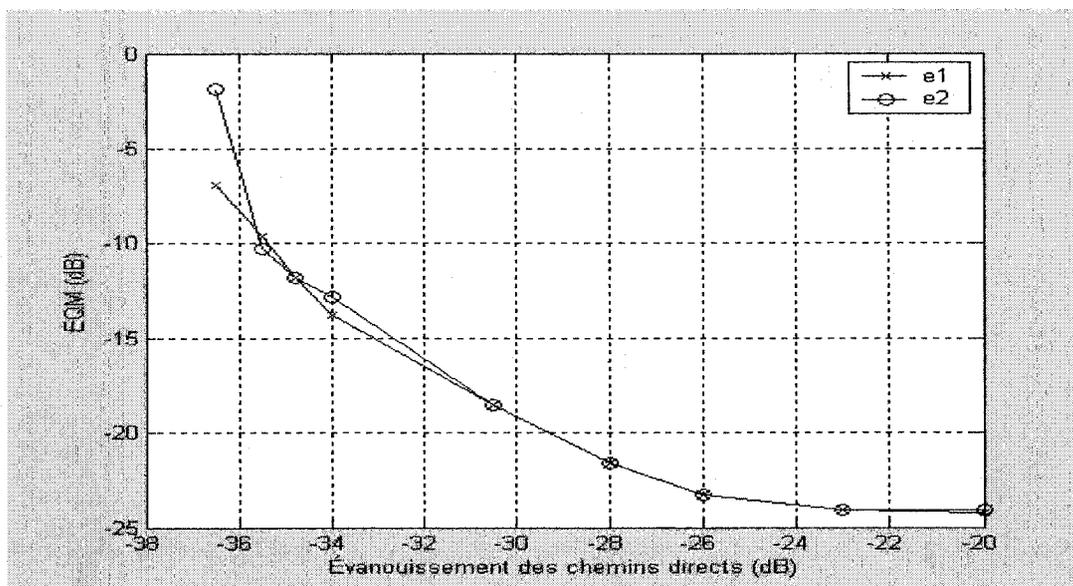


Figure 40 Évolution de l'erreur quadratique moyenne,  $\mu = 0.0001$

La simulation avec un pas de 0.001 donne de meilleurs résultats par rapport à un pas de 0.0001, car l'algorithme atteint son optimum plus vite et donc converge et réduit l'ÉQM plus efficacement que pour un pas de 0.0001.

On peut observer sur les courbes que pour un grand creux de l'évanouissement, l'ÉQM est aux environs de  $-17$  dB pour  $\mu=0.001$ , alors que pour  $\mu=0.0001$ , l'ÉQM est aux environs de  $-5$  dB.

On observe aussi que pour un creux de l'évanouissement relativement petit (aux alentours de  $-20$  dB), avec un pas de 0.001, l'ÉQM est supérieure à  $-25$  dB, alors que ce seuil n'a jamais pu être dépassé avec un pas de 0.0001.

### 4.2.3 Étude des limites des paramètres d'affaiblissement du canal MIMO

Dans le modèle du canal MIMO utilisé, l'affaiblissement supplémentaire des chemins croisés (paramètres A et B) contrôlent l'intensité de ces chemins, ils représentent le degré de corrélation entre les chemins directs et croisés. Les performances du récepteur dépendent de ces paramètres, où il a été observé que plus l'évanouissement dans les chemins croisés est fort, plus les paramètres A et B prennent de plus grandes valeurs.

Ceci est logique car un évanouissement fort dans les chemins croisés suppose un fort affaiblissement et dispersion du signal, et par conséquent, A et B ne sont pas nécessaire. Mais pour un faible évanouissement des chemins croisés, A et B prennent des valeurs plus faibles, car au-delà de ces valeurs il y aura conflit entre les chemins directs et les chemins croisés, et le récepteur n'est plus en mesure de restituer fidèlement les données.

De plus, les paramètres d'affaiblissement A et B dépendent de l'évanouissement des chemins directs. Plus l'évanouissement des chemins directs est faible, plus les paramètres A et B prennent des valeurs plus grandes et inversement, plus le creux des chemins directs est fort, plus les paramètres A et B prennent de petites valeurs.

Les courbes suivantes nous montrent les valeurs limites de A et B en fonction de l'évanouissement des chemins croisés, et ceci dans trois cas différents où nous avons choisi un évanouissement des chemins directs égal à  $-20$ ,  $-30$  et  $-34$  dB respectivement.

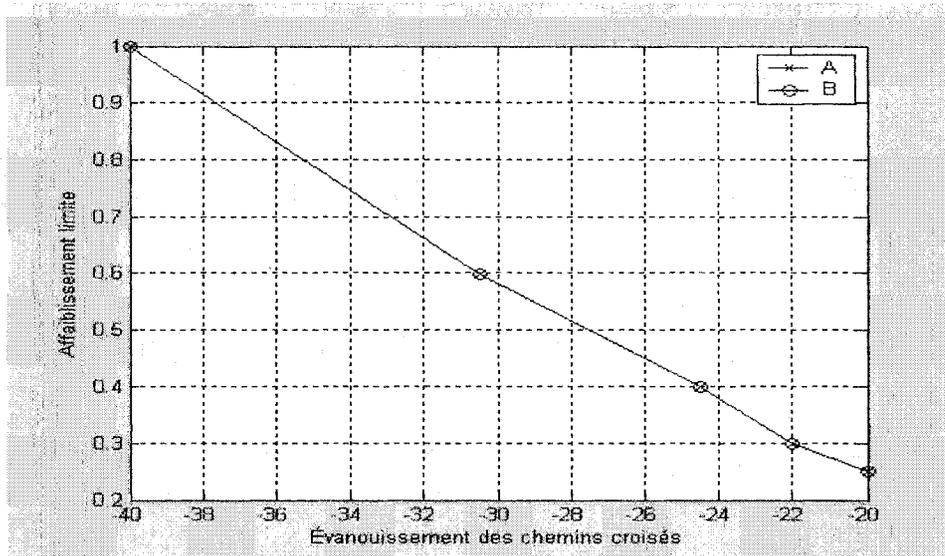


Figure 41 Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de -20 dB dans les chemins directs

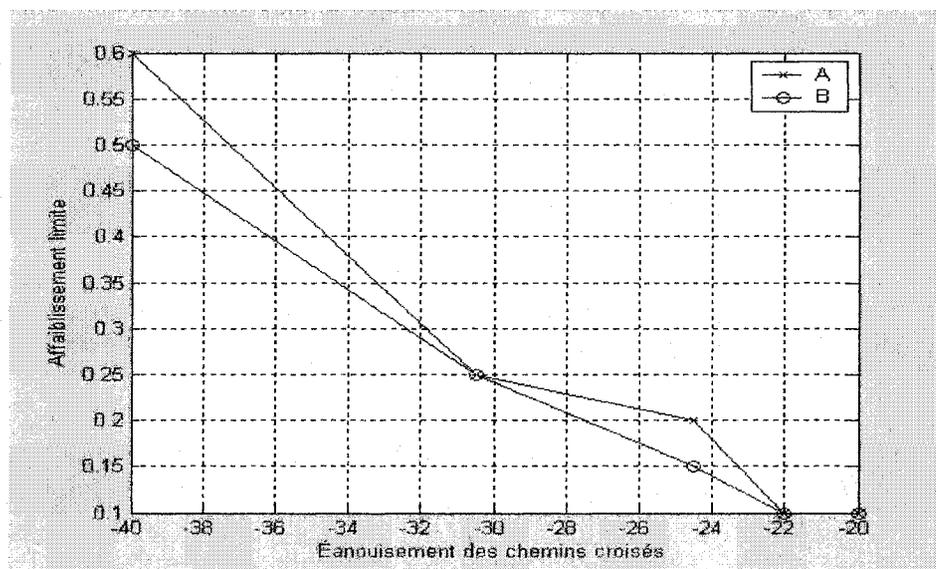


Figure 42 Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de -30 dB dans les chemins directs

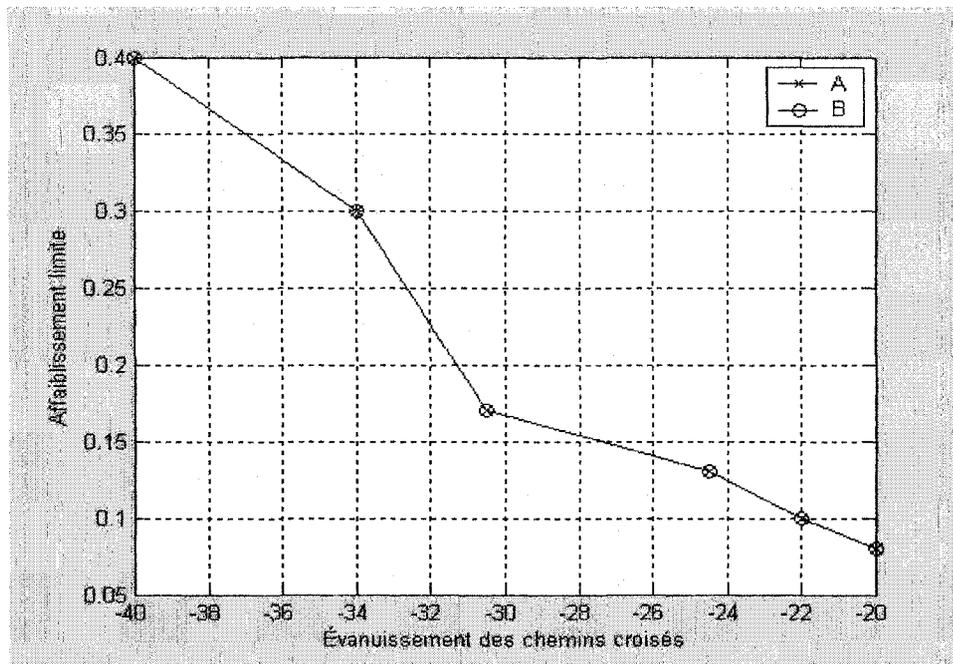


Figure 43 Valeur de l'affaiblissement limite pour un évanouissement de -34 dB dans les chemins directs.

#### 4.2.4 Performances du système avec bruit

Dans cette partie, un bruit blanc Gaussien additif (AWGN) a été ajouté pour voir l'effet de celui-ci sur le système. Le critère de performance utilisé est le taux d'erreurs des symboles SER qui se définit comme le rapport des symboles erronés sur le nombre de symboles transmis.

La simulation a été faite avec les canaux de Rummier où l'évanouissement du creux a été fixé à 20 dB dans les chemins directs et de 30 dB dans les chemins croisés, avec des affaiblissements A et B fixés à 0.2.

La figure 44 illustre un exemple de constellation bruitée du canal 1, avec un rapport signal à bruit à la réception  $\text{SNR} = \frac{E_s}{N_0}$  égal à 17 dB, et un taux d'erreur par symbole  $\text{SER} = 9 \times 10^{-3}$ . La simulation a été faite avec un million d'échantillons, où nous remarquons que les régions de décisions des symboles sont saturées et qu'au-dessous de 17 dB, les symboles risquent fortement de tomber dans la région de décision des symboles voisins, ce qui provoquera des erreurs de décision.

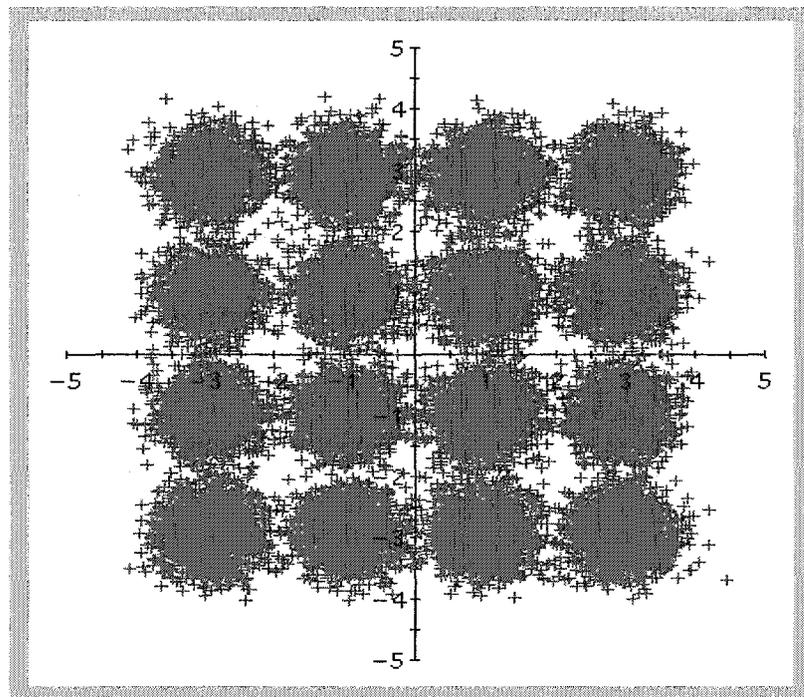


Figure 44 Effet du bruit sur la constellation 16-QAM

Les résultats obtenus ont été comparés à d'autres résultats dans la littérature pour un système MIMO 5x5 [4] et un autre 8x8 [9] utilisant des constellations 16-QAM.

L'objectif de cette comparaison est de montrer les performances du MIMO-DFE en terme de rapport signal à bruit (SNR) en fonction du taux d'erreurs par symbole (SER),

sur différentes architectures MIMO qui utilisent une constellation 16-QAM. Dans le MIMO 5x5 [4], l'algorithme utilisé à la réception est le V-BLAST. Le canal est non sélectif en fréquence (bande étroite), la matrice du canal est constante durant une trame. Le canal est supposé connu grâce à l'utilisation d'une séquence d'entraînement. De plus, il n'y a aucune égalisation ni évanouissement dans le canal.

Dans le MIMO 8x8 [9], l'algorithme de réception est aussi un V-BLAST, le canal suit un modèle de Rayleigh ou les coefficients de la matrice H varient aléatoirement, et ses différents éléments  $h_{ij}$  sont indépendants et identiquement distribués (iid) selon un modèle gaussien. Il n'y a pas d'évanouissement dans ce type d'architecture (juste la présence d'un bruit blanc gaussien). Les valeurs données dans le tableau suivant ont été extrapolées des courbes des articles décrivant les systèmes 5x5 et 8x8, et comparées au MIMO-DFE 2x2. Ces valeurs sont tracées dans la figure 45.

Tableau IV

Rapport signal à bruit et SER pour différents systèmes MIMO

MIMO-DFE 2x2		MIMO 5X5 (extrapolées)		MIMO 8X8 (extrapolées)	
SNR (dB)	SER	SNR(dB)	SER	SNR(dB)	SER
20.28	0.000544	22	0.0062	24	0.022
19.31	0.00109	20.28	0.01	23	0.038
		19	0.016	22	0.055
18.17	0.00346	17	0.025	21	0.08
17.26	0.00909	16	0.042	19.86	0.13
16.75	0.0136	15	0.05	19	0.18
16.22	0.0229	13.86	0.07	18	0.24
14.53	0.0778	.	.	17	0.3
13.86	0.12	.	.	16	0.38

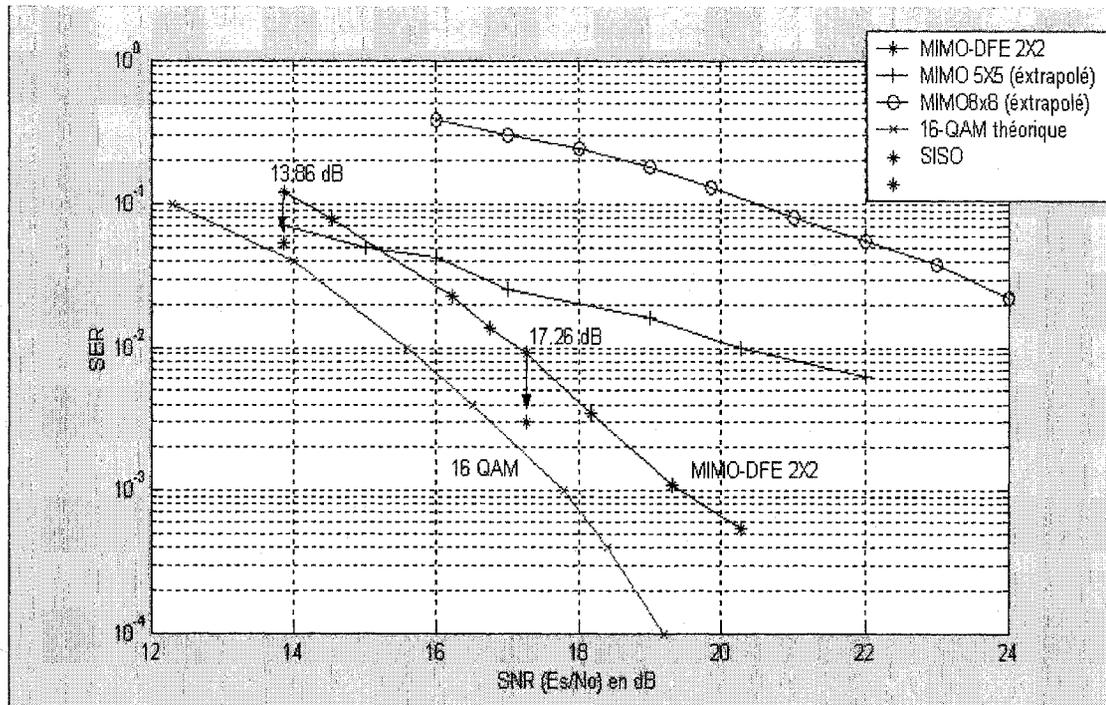


Figure 45 Évolution du SNR ( $\frac{E_s}{N_0}$ ) en fonction du SER pour différents systèmes MIMO.

À partir de la figure précédente, l'architecture 2x2 donne de meilleurs résultats que 5x5 et 8x8. Ceci était prévisible car dans les systèmes MIMO, plus on augmente le nombre d'antennes à l'émission, plus le SNR se dégrade en matière de probabilité d'erreurs (mais la pente de la courbe ne devrait pas être beaucoup affectée) [32], car la puissance de l'émetteur est divisée sur le nombre d'antennes et donc les signaux sont plus vulnérables à l'influence du bruit [32]. En conséquence, plus le nombre d'antennes augmente, plus le SNR sera faible.

Par contre, l'architecture 8x8 donnera une meilleure capacité que le MIMO 5x5 et ce dernier sera meilleur à son tour que le MIMO 2x2, car d'après [11, 12, 13, 14, 28], la

capacité augmente linéairement avec le nombre d'antennes à l'émission (avec quelques approximations).

Il est à noter aussi que les architectures 5x5 [4] et 8x8 [9] ont été simulées dans des conditions différentes par rapport au système 2x2 étudié dans ce mémoire (utilisation de canaux, architectures de récepteurs, algorithmes d'adaptation différents....etc.), c'est pour ces raisons là que les pentes des trois courbes sont différentes.

Nous constatons que le système donne de bons résultats avec un SER de l'ordre de  $10^{-3}$  jusqu'aux environs de 17 dB où le nombre de symboles erronés augmente et devient de l'ordre de  $10^{-2}$ . C'est à partir de cette limite que le récepteur détecte les symboles émis avec une performance médiocre.

Le MIMO-DFE a été simulé avec un évanouissement du creux égal à 20 dB dans les chemins directs et de 30 dB dans les chemins croisés, avec des affaiblissements A et B fixés à 0,2 ce qui correspond à 20 % de corrélation des chemins. C'est ce qui explique la différence de performances de 1.5 à 2 dB par rapport à la courbe théorique de la constellation 16-QAM. De plus, au-delà d'un rapport signal à bruit de 20 dB le SER reste sensiblement le même car, la présence des chemins croisés limite les performances de cette architecture.

En enlevant le canal et les chemins croisés, et en présence juste du bruit blanc, le MIMO-DFE est assimilé à deux simples émetteurs simples récepteurs. Dans ces conditions, le SNR se rapproche de la courbe théorique de la 16-QAM avec une différence de l'ordre de 0.3 dB qui s'explique par l'imperfection de quelques parties de la chaîne de transmission telle que les filtres ou l'AGC. Ainsi, plus la corrélation entre les chemins directs et croisés augmente, plus celle-ci dégrade les performances du récepteur en terme de rapport signal à bruit.

Plus le nombre d'antennes augmente plus la courbe s'éloigne par rapport à la 16-QAM théorique. C'est la conséquence directe de l'augmentation de la complexité et des interférences entre antennes.

Le MIMO-DFE utilise en tout 33 coefficients à adapter. Si on compare cela à un système d'annulation de l'interpolarisation (cross-polar canceller) [6], ce dernier, pour un système 2x2, utilise quatre filtres FIR avec un nombre de coefficients minimal de 7 à 8 par canal. Pour les quatre canaux cela revient à utiliser 32 coefficients, ce qui est très comparable aux 33 coefficients du MIMO-DFE dans lequel les coefficients A et B du canal jouent par analogie le même rôle que le cross polar canceller.

## CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce mémoire a démontré la fonctionnalité de la technique MIMO. Dans un premier temps, la simulation a été faite sans chemin croisé, cela revenait à simuler deux systèmes de communication simple émetteur, simple récepteur indépendants. Dans ce cas, le récepteur a retrouvé le signal avec un évanouissement de 40 dB dans le canal.

Dans un deuxième temps, il a fallu introduire les chemins croisés pour former le canal MIMO. Dans ce cas de figure, le récepteur a pu égaliser le signal avec un évanouissement de 36.5 dB dans les chemins directs et 40 dB dans les chemins croisés.

Dans un troisième temps, la simulation a été faite avec l'ajout d'un bruit blanc Gaussien, un rapport signal à bruit de l'ordre de 17 dB a été atteint avec un symbole erroné parmi 100 (un SER de  $10^{-2}$ ).

Dans la littérature, on remarque la rareté d'études des récepteurs MIMO dans des canaux fortement dispersifs car les travaux se font généralement avec bruit blanc Gaussien. Ce mémoire contribue à voir les limites du MIMO-DFE dans un environnement qui peut introduire des évanouissements du canal allant jusqu'à 40 dB et utilise un canal de Rumlmer qui est rarement utilisé dans la littérature.

De plus, il serait souhaitable d'ajouter un algorithme de recouvrement de l'horloge pour pouvoir optimiser les résultats du récepteur, car dans les simulations effectuées, la recherche de l'instant optimal d'échantillonnage se fait manuellement.

De plus, la simulation a été faite avec des canaux de Rumlmer. Il serait intéressant de voir l'évolution du MIMO-DFE avec un véritable canal MIMO, qui est un milieu de transmission plus réaliste.

La technique MIMO utilise une méthode basée sur l'extraction et la soustraction successive des symboles émis, donc c'est une méthode itérative.

Pour aller plus vite, récemment une nouvelle approche en recherche a été développée qui consiste à détecter les symboles de manière parallèle [7]. Il serait intéressant d'appliquer cette méthode pour optimiser les performances d'un récepteur MIMO.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Al-Dhahir N. and Sayed H. *A computationally efficient FIR MMSE-DFE for multi-user communications*. In proc. Of the thirty-third Asilomar conf on sig systems and comp, Oct. 1999.
- [2] Baro S. (2000). *Improving BLAST Performance using Space-Time Block Codes and Turbo Decoding*. Institute for Communications Engineering, Munich University of Technology.
- [3] Bausc G. (2000). *Introduction to Multi-antenna Systems and Space-Time codes*. <http://www.lnt.ei.tum.de>.
- [4] Bhargave A., Torbjorn E (2001). *A Detection Algorithm for the V-BLAST System*. Department of Electrical and Computer Engineering University of California, Irvine CA 92697-2625.
- [5] Biglieri E. (1999). *Coding for the Fading Channel: A Survey*. Signal Processing for Multimedia J.S. Byrnes (Ed.) IOS Press.
- [6] Casalino F. D'Aria G. Scarabosio L. *Joint cross-polar interference canceller and diversity combiner for terrestrial radio links*. CSELT-Via Reiss Romoli, 274-10148 Turin, Italy. IEEE 1997.
- [7] Chin W.H. Constantinidis A.G. and Ward D.B. *Parallel multistage detection for multiple antenna wireless systems*. Electronics letters vol.38 No. 12. 2002.

- [8] Choi W.-J. and Cioffi M. *Multiple Input / Multiple Output (MIMO) equalization for space-time block coding*. In proc.of IEEE pacific Rim Conf. On comm., Comp and sig. Processing. Aug.1999.
- [9] Damen O. Chkeif A. and Belfiore J. *Lattice code decoder for space-time codes*. IEEE communications letters, Vol 4, No.5, May 2000.
- [10] Falconer D. (2000). *Spatial-Temporal Signal Processing for Broadband Wireless Systems*. Dept. of Systems and Computer engineering. Carleton university, Ottawa, Canada.
- [11] Foschini G. J. (1996). *Layered Space-time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas*. Bell Labs Technical Journal.
- [12] Foschini G. J. Wolniansky P.W. Golden G.D. Valenzuela R.A. (1998). *V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel*. Bell Laboratories, Lucent Technologies.
- [13] Foschini G. J. Wolniansky P.W. Golden G.D. Valenzuela R.A. (1999). *Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-element Arrays*. IEEE Journal On Selected Areas. Vol 17, No.11.
- [14] Foschini G.J. Li X. Howard C. Lozano A. (2000). *Reduced Complexity Detection Algorithms for Systems Using Multi-Element Arrays*. IEEE letters.
- [15] Hassibi B. (2000). *An Efficient Square-Root Algorithm for BLAST*. Mathematics of Communications Research. Bell Labs, Lucent Technologies.

- [16] Frigon J.F. Daneshrad B. (2001). *Multiple Input – Multiple Output (MIMO) Receiver for Wideband Space-Time Communications*. UCLA Electrical Engineering Department. IEEE letters.
- [17] Ginis G. Cioffi J.M. (2001). *On the Relation Between V-BLAST and the GDFE*. IEEE Communications Letters, Vol 5, No 9.
- [18] Haykin S. Sellathurai M. (2001). *A Simplified Diagonal BLAST Architecture with Iterative Parallel-Interference Cancellation Receivers*. Mc Master University, Hamilton, Ontario, Canada.
- [19] Haykin S. Sellathurai M. (2000). *TURBO-BLAST for High-Speed Wireless Communications*. Mc Master University, Hamilton, Ontario, Canada.
- [20] Haykin S. Sellathurai M. (2001). *A Novel Technique for Multi-Transmit Multi-Receive Wireless Communications*. Mc Master University, Hamilton, Ontario, Canada.
- [21] Maleki-Tehrani A. Hassibi B. and Cioffi J.M. *Adaptive equalization of multiple-input multiple-output (MIMO) frequency selective channels*. In proc, of the Thirty-third Asilomar Conf. On sig Systems and comp. Oct. 1999.
- [22] Proakis J. Digital Communications.
- [23] Qureshi S. (1985). *Adaptive Equalization*. Proceedings of the IEEE. Volume 73, No 9, pp 1349-1384.
- [24] Ruml W.D. *A multipath channel model for line-of-sight radio systems*. Bell telephone Laboratories Holmdel, New Jersey.

- [25] Schneider C. (2002). *Multiple Input-Multiple Output (MIMO) Communications systems*.  
<http://www.hut.fi/Units/Radio/courses/S26300/mimo>
- [26] Sweatman H. Catherine Z.W. Thompson J. (). *A Comparaison of Detection Algorithms including Blast for Wireless Communication using Multiple Antennas*. Signals and systems group, University of Edinburgh.
- [27] Valenzuela R. (2000). *Seminar Outline*. Bell Labs, Lucent Technologies.  
[www.bell-labs.com](http://www.bell-labs.com)
- [28] Van Zelst A. *Space Division Multiplexing Algorithms*. Student member IEEE. 2001.
- [29] Van Zelst A. (2001). *Turbo-BLAST and its performance*.  
Student member IEEE
- [30] Werner J. Yang J., Harman D., Dumont G.(1999). *Blind Equalization for Broadband access*. Bell Labs and the University of British Columbia.
- [31] Yang J. and Roy S. *Joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output systems with decision feedback*.  
IEEE trans.on info.Theory, Vol40, Sept 1994.
- [32] Zheng H. and Samardzija D. *Performance evaluation of indoor wireless systems using BLAST testbed*.  
Wireless research laboratory, Lucent Technologies. IEEE, 2001.

- [33] Zhu X., Murch D. *MIMO-DFE based BLAST over Frequency Selective Channels*. Department of Electrical and Electronic Engineering, the Hong Kong University of Science and Technology.