

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.Sc.A.

PAR  
Ismail BEN SIK ALI

TRAITEMENT DU BRUIT IMPULSIONNEL DANS DES POSTES ÉLECTRIQUES  
POUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL

MONTRÉAL, LE 20 NOVEMBRE 2015



Cette licence Creative Commons signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette oeuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'oeuvre n'ait pas été modifié.

**PRÉSENTATION DU JURY**

**CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ**

**PAR UN JURY COMPOSÉ DE:**

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

M. Basile L. Agba , codirecteur  
Chercheur à l'IREQ

M. Éric David, président du jury  
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

M. Georges Kaddoum, membre du jury  
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

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

**LE 18 NOVEMBRE 2015**

**À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**



## **REMERCIEMENTS**

J'adresse mes remerciements les plus sincères à toutes les personnes qui m'ont aidé et qui ont soutenu l'élaboration de ce mémoire.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, M.François Gagnon, pour sa disponibilité et son suivi continu de l'avancée de mes travaux. Les nombreux échanges ainsi que ses précieux conseils étaient la base du résultat final de ce travail.

Mes remerciements vont également à mon co-directeur M. Basile L. Agba que je remercie pour son accueil chaleureux, ses encouragements et son soutien continu.

Je remercie également les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer mon travail et assister à sa présentation. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma haute gratitude.

Enfin, je remercie mes amis et mes proches pour leur encouragement tout au long de la réalisation de ma maîtrise. Je pense ici en particulier à Minh qui a été toujours là pour répondre à mes questions et pour me réorienter vers les bonnes pistes. Un remerciement particulier est aussi dédié à toute l'équipe de chercheurs du laboratoire LACIME notamment : Dorra, Mouna, Taher, Mathieu, Sofiene, Sana, Fanny, Pascal, Edena, Moushir, Yamina, Sarra et Byron pour leur encouragement, leur accueil chaleureux et l'environnement agréable qu'ils m'ont offerts.



# **TRAITEMENT DU BRUIT IMPULSIONNEL DANS DES POSTES ÉLECTRIQUES POUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL**

Ismail BEN SIK ALI

## **RÉSUMÉ**

Afin de déployer un réseau sans fil dans les postes électriques à haute tension, l'environnement électromagnétique doit être convenablement caractérisé. L'environnement des postes électriques est sujet à divers types de distorsions. Une partie significative de ces distorsions apparaît sous forme de bruit impulsionnel. Ce bruit particulier n'a pas des caractéristiques Gaussiennes. Habituellement, les récepteurs conventionnels sont conçus pour fonctionner dans des environnements typiques où le bruit est supposé être un bruit blanc Gaussien. Appliquer ces récepteurs à l'environnement des postes électriques aboutit à des performances médiocres. Pour concevoir un système de communication fiable, des récepteurs plus adaptés à ces environnements particuliers doivent être considérés. De ce fait, des méthodes de traitement de bruit impulsionnel plus sophistiquées doivent être développées.

Dans ce mémoire, nous étudions et développons des méthodes de lutte contre le bruit impulsionnel. Cette étude est élaborée dans le contexte de systèmes de communication sans fil dans les postes électriques. Elle traite les systèmes à une antenne ainsi que les systèmes à antennes multiples à la réception. Les performances des différents récepteurs existants dans le contexte du bruit impulsionnel, ainsi que ceux que nous avons développés, sont évaluées. L'évaluation est élaborée en termes de taux d'erreurs binaires à travers des simulations numériques.

**Mots clés:** Bruit électromagnétique, bruit impulsionnel, postes haute tension, systèmes multi-antennes.



# **IMPULSIVE NOISE PROCESSING IN HIGH VOLTAGE SUBSTATIONS FOR WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS**

Ismail BEN SIK ALI

## **ABSTRACT**

In order to deploy wireless networks in high-voltage substations, the electromagnetic environment should be characterized. The wireless medium of these environments is subject to various types of distortions. A significant part of these distortions appear in the form of impulsive noise. This particular noise is not Gaussian. Conventional receivers are designed to operate in typical environments where the noise is assumed to be a white Gaussian noise. Using conventional receivers in substation environments results in poor performances. To design a reliable communication system, more suitable receivers for this particular environments have to be considered.

In this work, we study and develop methods to mitigate impulsive noise at the receiver side. This study considers wireless communication systems in high voltage substations. We consider single antenna systems as well as multi-antenna systems at the receiver side. The performance of different existing impulsive noise mitigation techniques, as well as new methods developed by us, are evaluated. The performance evaluation is done in terms of bit error rate through numerical simulations.

**Keywords:** Electromagnetic noise, impulsive noise, high voltage substation, multi-antenna systems.



## TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION .....	1
<b>CHAPITRE 1 SYSTÈME DE COMMUNICATION : GÉNÉRALITÉS .....</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction .....	5
1.2 Codage et décodage source .....	5
1.3 Codage et décodage canal .....	6
1.4 Modulateur et démodulateur .....	6
1.5 Canal de transmission .....	6
1.5.1 Les évanouissements à grande échelle .....	7
1.5.2 Les évanouissements à petite échelle .....	7
1.5.3 Sélectivité et cohérence du canal .....	8
1.5.4 Modélisation statistique du canal sans fil .....	9
1.6 Techniques de diversité .....	10
1.6.1 Diversité temporelle .....	11
1.6.2 Diversité fréquentielle .....	11
1.6.3 Diversité spatiale .....	11
1.7 Conclusion .....	13
<b>CHAPITRE 2 BRUITS ET INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....</b>	<b>15</b>
2.1 Introduction .....	15
2.2 Concepts du bruit et des interférences : généralités .....	15
2.2.1 Le bruit blanc Gaussien (BBG) .....	16
2.2.2 Les bruits non Gaussiens de type impulsionnel .....	17
2.3 Les bruits et les interférences dans les postes électriques à haute tension .....	18
2.3.1 Bruit de couronne et bruit de cavité .....	18
2.3.2 Décharges partielles .....	19
2.3.3 Les mesures des bruits impulsionnels .....	19
2.3.3.1 Mesures expérimentales des bruits impulsionnels dans les laboratoires .....	20
2.3.3.2 Les mesures des bruits et des interférences dans des postes électriques à haute tension .....	22
2.4 Modélisation des bruits impulsionnels : Revue de littérature .....	26
2.4.1 Le modèle de mélange Gaussien (Gaussian Mixture Models GMM) .....	26
2.4.2 Le modèle de Middleton .....	27
2.4.3 Le modèle Alpha stable symétrique .....	29
2.4.4 Les modèles de chaînes de Markov .....	33
2.4.5 Modèle physique de (Au <i>et al.</i> , 2015a) .....	33
2.4.6 Comparaisons des modèles .....	37
2.5 Conclusion .....	37

<b>CHAPITRE 3 TECHNIQUES ET MÉTHODES DE RÉDUCTION DES BRUITS IMPULSIONNELS DANS LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL .....</b>	<b>39</b>
3.1    Introduction .....	39
3.2    Les récepteurs optimaux et sous optimaux pour les milieux corrompus par les bruits impulsionnels .....	40
3.2.1    Récepteurs optimaux et sous-optimaux .....	40
3.2.1.1    Récepteur MCA .....	41
3.2.1.2    Récepteur S $\alpha$ S .....	42
3.2.1.3    Récepteurs avec seuillage .....	42
3.2.2    Réduction des bruits impulsionnels par estimations itératives du bruit .....	44
3.2.3    Évaluation des performances des récepteurs optimaux et sous-optimaux .....	45
3.3    Conclusion .....	50
<b>CHAPITRE 4 UTILISATION DES ANTENNES MULTIPLES POUR LA RÉDUCTION DU BRUIT IMPULSIONNEL .....</b>	<b>51</b>
4.1    Introduction .....	51
4.2    Modélisation du bruit impulsionnel dans le contexte des antennes multiples .....	51
4.2.1    Approche mathématique .....	52
4.2.2    Approche physique .....	53
4.3    Hypothèse 1 : Interférences indépendantes sur les antennes réceptrices .....	55
4.3.1    Description du modèle .....	55
4.3.2    Le récepteur MRC .....	57
4.3.3    Le récepteur PDC .....	57
4.3.4    Simulations et discussions .....	58
4.4    Hypothèse 2 : Interférences dépendantes sur les antennes réceptrices .....	63
4.4.1    Modèle du système .....	63
4.4.2    Le récepteur proposé .....	64
4.4.2.1    Deux antennes à la réception .....	64
4.4.2.2    Plusieurs antennes à la réception .....	69
4.4.3    Simulations et discussions .....	70
4.5    Conclusion .....	75
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>77</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>79</b>

## LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1.1	Schéma de bloc d'une chaîne de communication .....	5
Figure 1.2	Mécanismes de propagation .....	8
Figure 1.3	Diversité spatiale à la réception .....	12
Figure 2.1	Effets de la variation du voltage sur la durée et l'intensité des impulsions .....	21
Figure 2.2	Effet de la variation de la distance sur l'amplitude et sur le spectre des impulsions .....	21
Figure 2.3	Schéma du dispositif de mesure .....	22
Figure 2.4	Exemples des formes d'ondes totales capturées lors des mesures .....	23
Figure 2.5	Zoom sur les formes d'ondes lors de l'apparition du bruit impulsionnel .....	24
Figure 2.6	Zoom sur les formes d'ondes lors de l'apparition du bruit impulsionnel en bande de base .....	24
Figure 2.7	PMF des amplitudes des mesures .....	25
Figure 2.8	Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle MCA .....	30
Figure 2.9	Exemples des PDF des échantillons de bruits suivant le modèle MCA .....	30
Figure 2.10	PDF des échantillons S $\alpha$ S avec différentes valeurs de $\alpha$ .....	32
Figure 2.11	Exemples de réalisation d'échantillons de bruits suivant des distributions S $\alpha$ S avec $\alpha = 1.9, 1$ et $0.5$ respectivement .....	32
Figure 2.12	Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle physique .....	36
Figure 2.13	Exemples des PDF du modèle physique .....	36
Figure 3.1	TEB pour un bruit S $\alpha$ S faiblement impulsionnel ( $\alpha = 1.9$ , $\gamma = 1$ , $\delta = 0$ , $N=2$ ) .....	46

Figure 3.2	TEB pour un bruit S $\alpha$ S moyennement impulsionnel ( $\alpha = 1$ , $\gamma = 1$ , $\delta = 0$ , N=2) .....	47
Figure 3.3	TEB pour un bruit S $\alpha$ S très impulsionnel ( $\alpha = 0.5$ , $\gamma = 1$ , $\delta = 0$ , N=2) .....	47
Figure 3.4	TEB pour un bruit MCA moyennement impulsionnel ( $A = 0.5$ ; $\Gamma = 0.1$ ) .....	48
Figure 3.5	TEB pour un bruit MCA très impulsionnel ( $A = 0.1$ ; $\Gamma = 0.01$ ) .....	49
Figure 3.6	TEB pour un bruit très impulsionnel suivant le modèle physique .....	50
Figure 4.1	Schématisation des interférences placées autour d'un récepteur à trois antennes.....	54
Figure 4.2	Exemples d'interférences observées par un récepteur à trois antennes .....	56
Figure 4.3	Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences indépendantes observées par deux antennes différentes .....	56
Figure 4.4	Diversité spatiale avec post-détection .....	58
Figure 4.5	TEB du MRC en présence d'un BBAG et en présence d'un bruit très impulsionnel ( interférences non corrélées) avec différent nombre d'antennes .....	59
Figure 4.6	TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit très impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes .....	60
Figure 4.7	TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit moyennement impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes .....	62
Figure 4.8	TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit faiblement impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes .....	62
Figure 4.9	Interférences et bruits observés sur les antennes réceptrices .....	63
Figure 4.10	Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences dépendantes observées par deux antennes .....	65

Figure 4.11	Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes de deux interférences générées par deux sources différentes .....	65
Figure 4.12	Bloc diagramme du récepteur proposé.....	68
Figure 4.13	TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit très impulsionnel (interférences corrélées) .....	70
Figure 4.14	TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit faiblement impulsionnel ( $\lambda_p = 5 \times 10^{-4}$ et $\Gamma = 1$ ), $\mathbf{a}_k$ connus .....	71
Figure 4.15	Exemples de l'effet de variation de $\rho$ ( $\rho=1, 5$ et $10$ ) sur la performance du RP à deux antennes en présence d'un bruit très impulsionnel $\Gamma=10$ .....	72
Figure 4.16	TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit très impulsionnel $\Gamma=10$ , et avec connaissance de $\mathbf{a}_k$ .....	73
Figure 4.17	TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit faiblement impulsionnel $\Gamma=1$ , et pas de connaissance des $\mathbf{a}_k$ .....	74
Figure 4.18	TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit très impulsionnel $\Gamma=10$ , et pas de connaissance des $\mathbf{a}_k$ .....	74
Figure 4.19	Calcul des erreurs d'estimation de phases pour un bruit faiblement impulsionnel ( $\Gamma = 1$ ) et fortement impulsionnel ( $\Gamma = 10$ ).....	75



## LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ASK	Amplitude Shift Keying
BBAG	Bruit Blanc Additive Gaussien
BBG	Bruit Blanc Gaussien
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
DSP	Densité Spectrale de Puissance
EGC	Equal Gain Combining
FSK	Frequency Shift Keying
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GMM	Gaussian Mixture Model
GSNR	Geometric Signal to Noise Ratio
iid	indépendant et identiquement distribué
LOD	Locally Optimum Detector
MCA	Middleton Class A
ML	Maximum Liklihood
MRC	Maximum Ratio Combining
PDC	Post Detection Combining
PDF	Probability Density Function
PER	Packet Error Rate
PSK	Phase Shift Keying
PMF	Probability Mass Function
RF	Radio Frequency
RP	Récepteur Proposé

S $\alpha$ S	Symetrique Alpha stable
SC	Slective Combining
SNR	Signal to Noise Ratio
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TDMA	Time Division Multiple Access

## INTRODUCTION

Pour assurer la fiabilité du réseau électrique, les compagnies d'électricité tel que Hydro-Quebec collectent l'information en temps réel de l'état du réseau et de ses équipements. Ceci permet au personnel de suivre l'état du réseau et d'effectuer des interventions. Des réseaux de communication sont déployés dans les postes électriques pour exécuter les différentes fonctionnalités.

Toutefois, les postes électriques sont des milieux particuliers. Ces milieux sont caractérisés par la présence concentrée de structures métalliques et par l'existence de plusieurs sources de perturbations électromagnétiques. Ces perturbations sont causées généralement par le fonctionnement des appareils et par la tension élevée véhiculée. Une partie significative de ces perturbations prend la forme de bruit impulsionnel. Ceci rend le déploiement des technologies sans fil problématique. En effet, les bruits sont habituellement considérés comme étant Gaussiens. Les récepteurs correspondants sont connus et bien développés. Cependant, utiliser ces récepteurs directement dans l'environnement de poste électrique risque d'aboutir à des performances en dessous des espérances. En effet, le bruit impulsionnel ne peut être considéré comme du bruit Gaussien et doit être traité différemment. Les causes, les effets et les moyens de traitement de ce bruit particulier doivent être identifiés afin d'assurer une communication plus fiable. Plusieurs modèles de bruit impulsionnel ont été proposés. Le développement de techniques de traitement de ce type de bruit est devenu possible. Ceci nous ramène à notre objectif principal qui est l'étude et le développement des techniques pour lutter contre les bruits impulsifs dans le contexte des systèmes de communication sans fil dans les postes à haute tension.

### Contributions

Les contributions principales apportées par notre travail de recherche sont :

- développement de scénarios de simulation pour des environnements sujet à des bruits impulsifs par le biais du logiciel Matlab ;

- analyse de performance en terme de taux d’erreur binaire d’un ensemble de récepteurs développés pour les bruits impulsionnels dans le cadre des systèmes de communication à une antenne ;
- extension du modèle physique du bruit impulsionnel, conçu initialement pour un système à une seule antenne, à des scénarios à plusieurs antennes ;
- analyse de performance d’erreur des récepteurs Maximum Ratio Combining (MRC) et Post Detection Combining (PDC) en présence du bruit impulsionnel ;
- développement d’un nouveau récepteur pour les systèmes à antennes multiples à la réception robuste aux bruits impulsionnels ;
- analyse de performance du récepteur proposé dans plusieurs scénarios de communication (variation du nombre d’antennes, avec ou sans connaissance de certains paramètres du bruit, variation du degré d’impulsivité du bruit, etc.).

Ce travail de maîtrise a fait l’objet de la publication suivante :

*Mitigation of Impulsive Interference in Power Substation with Multi-Antenna Systems*

IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband ICUWB’2015.

## **Organisation du mémoire**

Ce mémoire de maîtrise est composé de quatre chapitres. Le premier chapitre rappelle les différents blocs d’une chaîne de communication sans fil et présente des hypothèses considérées dans ce travail. Le deuxième chapitre est consacré à l’étude des phénomènes nuisibles aux systèmes de communications sans fil. Plus précisément, le bruit et les interférences. Ce travail se concentre particulièrement sur les bruits de type impulsionnel. Nous présentons dans un premier temps les sources principales de l’apparition de ce type de bruit dans les postes électriques à haute tension. Dans un deuxième temps, des exemples de modélisation des bruits impulsionnels rencontrés dans la littérature sont présentés. Dans le chapitre trois, nous identifions et testons des techniques de réduction de bruit impulsionnel dans le cadre des systèmes de communication à une antenne. Le dernier chapitre est dédié au développement et au test des techniques de lutte contre le bruit impulsionnel pour les systèmes de communication à an-

tennes multiples. Notre nouvelle approche est présentée dans ce chapitre. Il est démontré que le récepteur proposé est plus robuste aux bruits impulsionnels que le récepteur conventionnel.



# CHAPITRE 1

## SYSTÈME DE COMMUNICATION : GÉNÉRALITÉS

### 1.1 Introduction

Un système de communication transporte l'information d'une source à une ou plusieurs destinations via un support de transmission. Dans ce chapitre, les éléments qui forment un système de communication numérique ainsi que les principaux phénomènes affectant sa performance sont décrits. La figure 1.1 illustre les principaux éléments qui constituent une chaîne de communication. Les différents blocs de cette chaîne sont décrits dans les parties suivantes.

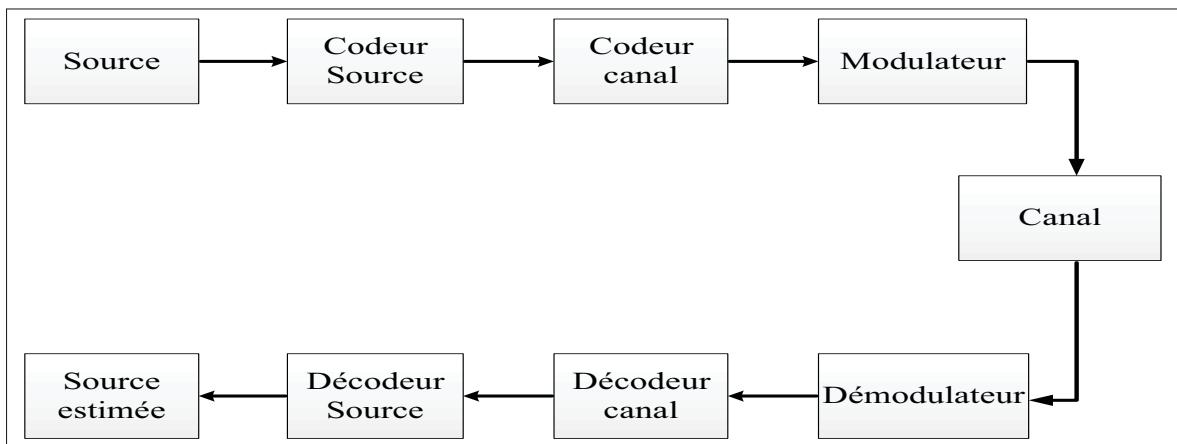


Figure 1.1 Schéma de bloc d'une chaîne de communication  
Tirée de Proakis et Salehi (2007)

### 1.2 Codage et décodage source

Si les signaux à transmettre sont analogiques, des opérations d'échantillonnage et de quantification sont nécessaires. Le codage source consiste à représenter l'alphabet source en alphabet binaire tout en supprimant la redondance et en optimisant au maximum la longueur des mots de code. À la réception, le décodeur source fait l'opération inverse pour reconstruire la séquence d'information originale.

Dans notre travail, nous considérons que les éléments binaires à la sortie du décodeur source sont indépendants et identiquement distribués.

### **1.3 Codage et décodage canal**

Le canal de transmission n'étant pas parfait, les signaux transmis subissent des distorsions causées par les interférences, le bruit et les phénomènes de propagation. Le codage canal est appliqué pour réduire les effets de ces distorsions en ajoutant des bits de redondance et en appliquant des règles de combinaison sur les bits d'information. Sachant la loi de codage utilisée, le décodeur canal du récepteur soustrait les bits de protection et corrige certaines erreurs.

Parmi les méthodes de codage canal, on cite : le codage de Hamming (Hamming, 1950), les turbos codes (Berrou *et al.*, 1993), etc. Le codage canal permet une communication plus fiable mais avec une augmentation de l'utilisation de la largeur de bande. Toutefois, le gain de codage compense cette sur-utilisation.

### **1.4 Modulateur et démodulateur**

Pour que les séquences binaires à la sortie du codeur canal puissent être transmises, il faut les convertir en des ondes de transmission. Cette opération est effectuée par le modulateur. Les bits sont regroupés dans des symboles, chaque symbole prend une forme d'onde l'identifiant d'une façon unique. Plusieurs types de modulations peuvent être effectués, notamment la modulation par déplacement d'amplitude (Amplitude-shift keying (ASK)), la modulation par déplacement de fréquence (Frequency-shift keying(FSK)) et la modulation par changement de phase (Phase shift keying PSK).

### **1.5 Canal de transmission**

Un canal de transmission véhicule le signal physique de la source à une destination. Dans une communication sans fil, le signal est une onde électromagnétique. L'onde propagée dans le canal est susceptible de subir des perturbations aléatoires sous plusieurs formes : atténuations,

déphasage, multi-chemin ce qui mène au phénomène d'évanouissement du signal. Ces phénomènes sont classifiés suivant deux catégories : les évanouissements à grande échelle et les évanouissements à petite échelle.

### 1.5.1 Les évanouissements à grande échelle

La puissance du signal traversant le canal diminue en fonction de la distance parcourue. Ceci est désigné par l'affaiblissement de parcours (Path loss). Dans le cas d'un seul trajet, la puissance reçue est estimée par l'équation de Friis suivante (Andrea, 2005) :

$$P_r = P_e G_e G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

avec  $P_r$  et  $P_e$  représentent, respectivement, les puissances de transmission et de réception.  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $G_e$  et  $G_r$  sont les gains des antennes de transmission et de réception respectivement et  $d$  est la distance entre ces deux antennes. Si l'environnement présente plusieurs trajets, cette équation n'est pas valide. Il existe d'autres modèles développés empiriquement, à partir de l'analyse de mesures dans différents environnements. Ces modèles permettent de générer des distributions approchant le mieux possible les mesures en fonction de certains paramètres. Parmi ces modèles on cite Okumura-Hata, Ibrahim-Pearson et le modèle COST231-Hata.

La puissance du signal varie non seulement en fonction de la distance, mais aussi en fonction des obstacles tout au long de sa trajectoire. Ceci est connu par le phénomène d'ombrage (shadowing). Ce dernier est un phénomène généralement considéré aléatoire. Deux récepteurs éloignés à même distance de l'émetteur peuvent expérimenter des effets d'ombrages différents.

### 1.5.2 Les évanouissements à petite échelle

Une onde électromagnétique qui se propage d'une source à une destination interagit avec les obstacles (bâtiments, forêts, voitures, etc.) rencontrés sur son parcours suivant différentes fa-

çons. Plusieurs phénomènes de propagation apparaissent suite à ces interactions, notamment : la diffraction, la diffusion et la réflexion. La différence entre ces phénomènes réside dans la relation entre la longueur d'onde du signal et les dimensions de l'objet rencontré. Si la dimension de l'obstacle est inférieure à la longueur d'onde, on parle de diffraction, par exemple lorsque l'onde rencontre des surfaces pointues. Si la surface rencontrée est lisse et de dimensions supérieures à la longueur d'onde, des réflexions sont produites. La diffusion se produit lorsque la surface rencontrée possède une rugosité voisine ou inférieure à la longueur d'onde du signal. Les trois phénomènes de propagation sont illustrés à la figure 1.2.

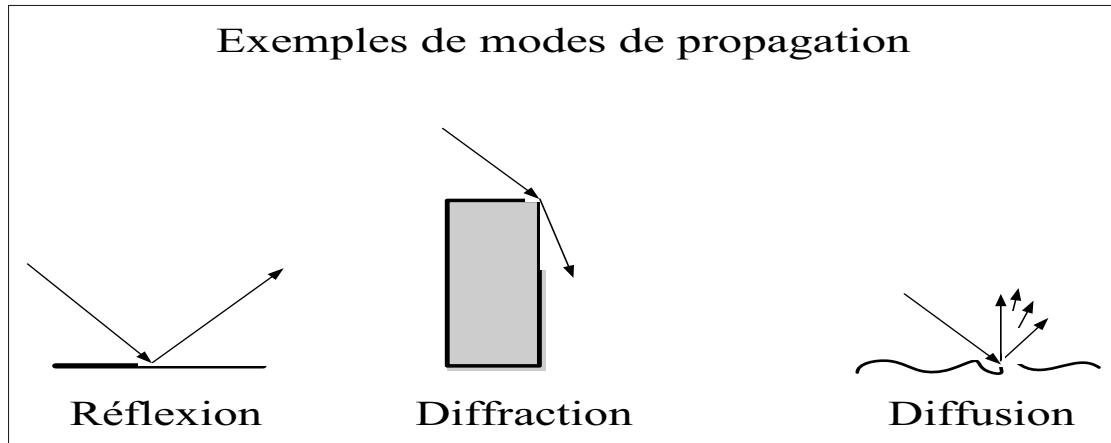


Figure 1.2 Mécanismes de propagation  
Tirée de Güzelgöz *et al.* (2011)

Le signal au récepteur est la superposition des répliques du signal transmis. Les différentes copies peuvent se combiner d'une façon constructive ou d'une façon destructive. Ces différentes variations créent des fluctuations relativement rapides du signal reçu. Ces fluctuations sont appelées les évanouissements à petite échelle.

### 1.5.3 Sélectivité et cohérence du canal

Les canaux sans fil sont classés selon leur cohérence ou leur sélectivité. Un canal dispose d'un temps de cohérence  $T_c$  et d'une bande de cohérence  $B_c$ . Les phénomènes de propagation font que plusieurs copies du signal arrivent avec différents retards au récepteur. Pour mesurer la

dispersion temporelle du canal, le retard excédé maximum (maximum excess delay)  $T_m$  peut être utilisé. Il est défini comme étant le délai entre le premier signal qui arrive et le dernier signal ayant un niveau d'énergie supérieur à un certain seuil.  $B_c$  est inversement proportionnelle à ce délais. Elle représente la bande de fréquences dans laquelle toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Un canal ayant une  $B_c$  très supérieure à la bande passante du signal est dit un canal à évanouissement plat (flat canal). Dans le cas contraire, le canal est dit à évanouissement sélectif en fréquence (frequency selective). Le temps de cohérence  $T_c$  quand à lui représente la durée pendant laquelle la réponse impulsionale du canal peut être considérée comme constante. Il dépend directement de l'étalement Doppler. Ce dernier représente la largeur de l'étalement spectrale du signal après son passage par le canal. Il est fonction de la vitesse de déplacement du mobile. Le temps de cohérence  $T_c$  est inversement proportionnel à l'étalement Doppler. Si les symboles transmis ont une durée très inférieure à  $T_c$  le canal est dit à évanouissement lent (slow fading). Si les symboles ont une durée très supérieure à  $T_c$ , le canal est dit à évanouissement rapide (fast fading)

Pour résumer les différents cas, un canal peut être soit :

- plat en fréquence et varie lentement dans le temps (Flat slow fading) ;
- plat en fréquence et varie rapidement dans le temps (Flat Fast fading) ;
- sélectif en fréquence et varie lentement dans le temps (Frequency selective slow fading) ;
- sélectif en fréquence et varie rapidement dans le temps (Frequency selective fast fading).

#### **1.5.4 Modélisation statistique du canal sans fil**

Afin d'étudier les systèmes de communications, le canal est représenté mathématiquement par des distributions statistiques. Comme nous avons vu, les signaux traversant les canaux sans fil sont sujets à différents phénomènes physiques. Des modèles statistiques ont été développés afin de prédire le comportement du signal vis-à-vis ces phénomènes et modéliser le gain du canal. Un des modèles les plus utilisés est le modèle de Rayleigh. Ce modèle suppose un environ-

nement très dispersif riche en réflexions uniformément réparties. Le récepteur reçoit plusieurs copies du signal transmis avec des gains et des retards différents sur chacun des trajets. Chacun des multi-trajet arrive avec une phase différente représentant les retards. Ces phases sont supposées uniformément réparties sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ . Les variations des amplitudes sont supposées être des variables aléatoires Gaussiennes et indépendantes. L'enveloppe du signal reçu noté  $z$  suit une loi de Rayleigh de densité de probabilité (Andrea, 2005) :

$$P(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.2)$$

où  $\sigma^2$  représente la puissance moyenne du signal reçu.

Il existe un autre modèle du canal plus général que celui de Rayleigh : le modèle de Rice. Dans ce modèle, on considère qu'en plus des multi-trajets, il existe un chemin prédominant de la source vers la destination. L'enveloppe du signal reçu est exprimée par une variable de Rice de densité de probabilité (Andrea, 2005) :

$$P(z) = \frac{ze^{-k}}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{z\sqrt{2k\sigma^2}}{\sigma^2}\right), \quad (1.3)$$

où  $I_0$  est la fonction de Bessel et  $k$  est le paramètre de Rice indiquant le rapport de puissance entre le trajet dominant et le reste des trajets. Dans le cas où  $k = 0$ , on retrouve la densité de probabilité (Probability Density Function PDF) de Rayleigh. Il existe d'autres modèles statistiques utilisés pour modéliser le canal. Parmi ceux-ci, nous citons le modèle de Nakagami et le modèle Log-normal.

## 1.6 Techniques de diversité

Les techniques de diversité permettent de combattre et même exploiter les évanouissements du canal. En effet, il est possible que le récepteur reçoive plusieurs répliques du signal transmis dont chacune des copies arrive par un trajet différent et ayant subit un évanouissement indé-

pendant. Dans ce cas, il est probable que l'une de ces copies présente un faible évanouissement à un instant donné. Ainsi, on peut avoir au moins une copie du signal transmis qui n'a pas subi une forte atténuation. La diversité peut être présente selon différentes formes : temporelle, spatiale et fréquentielle.

### **1.6.1 Diversité temporelle**

La diversité temporelle se manifeste dans le cas d'un canal sélectif en temps. Une façon d'appliquer cette diversité est d'appliquer l'entrelacement. Les symboles d'un même mot de code sont envoyés à des instants séparés au minimum par le temps de cohérence, ainsi chaque symbole voit une réalisation différente du canal.

### **1.6.2 Diversité fréquentielle**

La diversité fréquentielle se manifeste dans le cas d'un canal sélectif en fréquence. Pour exploiter cette diversité, le même signal est transmis sur différentes fréquences. Pour avoir des évanouissements indépendants pour chaque signal transmis, les fréquences utilisées doivent être séparées d'un intervalle au moins égal à la bande de cohérence  $B_c$ .

### **1.6.3 Diversité spatiale**

Contrairement aux diversités temporelle et fréquentielle, la diversité spatiale ne nécessite pas la répétition du signal à transmettre. En effet, la diversité spatiale est obtenue lorsque le transmetteur et/ou le récepteur disposent de plusieurs antennes. Si les antennes sont suffisamment espacées, le canal peut présenter des évanouissements indépendants sur chacun des trajets. La distance minimale de séparation entre les antennes dépend de la fréquence et de l'environnement de propagation. Les systèmes à multi-antennes sont des outils qui permettent d'exploiter les multi-trajets et d'augmenter la capacité du système ainsi que sa couverture (Andrea, 2005). La combinaison des différents signaux reçus sur chaque antenne permet d'avoir un meilleur rapport signal à bruit (Signal to Noise Ratio SNR) et un meilleur taux d'erreur binaire (TEB).

En effet, il existe plusieurs techniques pour combiner les différents signaux reçus sur chaque antenne qui varient selon leur complexité et selon la performance obtenue. La plupart de ces techniques de combinaison sont linéaires, c'est-à-dire que la sortie de la combinaison est une somme pondérée de tous les signaux reçus. Une schématisation de la combinaison linéaire est donnée par la figure 1.3. Pour la technique Selective Combining (SC), seulement le signal reçu ayant le SNR le plus élevé est choisi pour le décodage. Tous les signaux reçus par les autres antennes sont ignorés et ont des coefficients nuls. Pour la technique Maximum Ratio Combining (MRC), tous les signaux reçus sont combinés, mais pondérés différemment. Les poids attribués à chaque antenne sont choisis de sorte à maximiser le rapport SNR à la sortie du combinateur. La technique Equal Gain Combining (EGC) est un cas particulier où à toutes les antennes on attribue le même poids (Andrea, 2005).

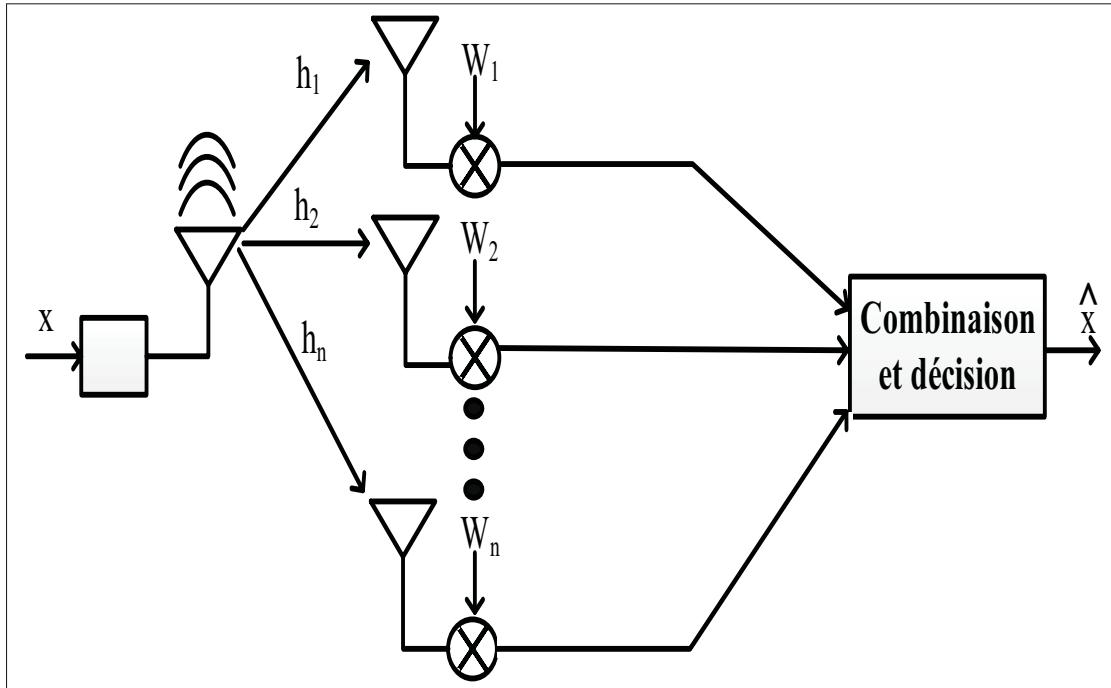


Figure 1.3 Diversité spatiale à la réception

## 1.7 Conclusion

Ce chapitre a porté sur les principaux éléments d'un système de communication. En effet, dans le cas de communication sans fil on ne possède pas le contrôle total du canal de transmission. Toutefois, il est possible de limiter ses effets. L'utilisation des techniques de diversité et particulièrement la diversité spatiale permet de tirer avantage des multi-trajets et réduire les effets des évanouissements. Cependant, il existe d'autres sources de distorsion, autres que les évanouissements, qui sont les bruits et les interférences. Ces phénomènes sont détaillés dans le chapitre suivant.



## CHAPITRE 2

# BRUITS ET INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

### 2.1 Introduction

Dans les systèmes de communications, on observe des signaux qui se superposent au signal désiré et dégradent la qualité de la communication. Ces signaux, qui viennent sous forme de bruit et d'interférences, sont parmi les principaux éléments qui limitent la capacité de la transmission des données (Vaseghi, 2006). Leur compréhension et manipulation est un axe fondamental dans l'étude des systèmes de communication.

Les bruits et les interférences sont généralement des phénomènes aléatoires dont les caractéristiques diffèrent d'un environnement à un autre. Il existe alors plusieurs modèles pour décrire les différentes catégories de bruits et d'interférences. Le développement des techniques et méthodes de réduction de leurs effets est au cœur du traitement de signal. L'efficacité de ces techniques dépend de la modélisation adoptée. Une bonne modélisation permet de bien représenter les caractéristiques du bruit et de l'interférence et de les utiliser pour réduire leurs effets. Dans ce qui suit, une étude des sources du bruit, leur caractéristiques ainsi que des exemples de leur modélisation est présentée.

### 2.2 Concepts du bruit et des interférences : généralités

Un bruit peut être défini comme "*toute énergie électrique ou électromagnétique non désirable qui s'ajoute au signal transmis et qui est inutile pour la reproduction du message original*" (Vaseghi, 2006). Vu que le support de transmission sans fil est exposé directement au milieu externe, les signaux transmis sont plus difficiles à isoler et à protéger. La possibilité de superposition des bruits et des interférences ainsi que leurs impacts sont plus sévères que ceux observés dans les communications filaires.

Les sources de bruits sont multiples et peuvent être classifiées selon qu'elles soient naturelles ou produites par l'homme (Skomal, 1978). Les phénomènes atmosphériques comme l'orage, le soleil, la pluie constituent des sources naturelles du bruit. Les bruits à origine humaine peuvent être créés d'une façon contrôlée ou d'une façon aléatoire. En effet, un support de transmission peut être utilisé simultanément par plusieurs utilisateurs. Les multiples signaux destinés à différents récepteurs interfèrent. Le bruit ici est considéré comme "intelligent" car il porte de l'information utile. Dans ce cas on parle plutôt d'interférence. L'application des techniques d'accès multiple et de gestion des ressources fréquentielles et temporelles peut réduire considérablement ces interférences. Parmi ces techniques, on cite l'accès multiple par répartition dans le temps (Time Division Multiple Access (TDMA)), l'accès multiple par répartition en fréquence (Frequency Division Multiple Access (FDMA)) et l'accès multiple par répartition en code (Code Division Multiple Access (CDMA)).

Les signaux créés involontairement par l'homme prennent par exemple la forme de radiations électromagnétiques issues des équipements électriques. Le bruit ici ne porte pas d'information utile. L'apparition de ces radiations est un phénomène physique aléatoire. La modélisation de ces bruits dépend de leurs formes et caractéristiques. Ils peuvent être classifiés en deux catégories : Gaussiens et non-Gaussiens.

### 2.2.1 Le bruit blanc Gaussien (BBG)

L'un des bruits les plus rencontrés dans l'étude des systèmes de communication est le bruit thermique interne. C'est un bruit local causé par l'équipement même. En effet, le mouvement des électrons au sein des équipements électroniques crée un bruit appelé le bruit de Johnson-Nyquist ou encore un bruit thermique interne (Pettai, 1978). Puisque le bruit thermique est la combinaison d'un nombre très élevé de phénomènes aléatoires et indépendants d'agitations de charges, le théorème central limite peut être appliqué. Ce théorème indique que la somme d'un grand nombre de variables aléatoires centrées et possédant des variances finies est une variable de densité de probabilité Gaussienne. De ce fait, le bruit thermique interne est considéré comme un bruit blanc Gaussien (BBG). Un bruit est dit blanc s'il peut être représenté statistiquement

par un processus aléatoire non corrélé ayant la même puissance sur toutes les fréquences (Vaseghi, 2006). Ceci implique que le bruit blanc possède une puissance infinie. Toutefois, pour une plage de fréquences limitée, et du point de vue du système, le bruit thermique possède une densité spectrale de puissance (DSP) plate et peut alors être approximé à un bruit blanc.

Les bruits thermiques internes sont habituellement modélisés par une distribution Gaussienne de moyenne nulle,  $\mu = 0$ , et de variance  $\sigma_x^2$ . La fonction de densité de probabilité (PDF) correspondante est donnée par l'équation suivante :

$$P_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}. \quad (2.1)$$

Grâce à sa simplicité et à sa flexibilité mathématique, ce modèle est l'un des modèles les plus utilisés pour la représentation des bruits dans les systèmes de communication. Cependant, en plus du BBG, il existe d'autres processus de bruits qui ne peuvent pas être représentés par ce modèle Gaussien. En effet, et dans plusieurs cas, le bruit mesuré apparaît comme étant corrélé et non Gaussien (Vaseghi, 2006; Parsons, 2000; Middleton, 1973, 1977; Blackard *et al.*, 1993; Blankenship *et al.*, 1997). Parmi ces cas, nous citons les bruits colorés et les bruits impulsionnels. Dans notre étude, on s'intéresse aux bruits non Gaussiens de type impulsionnel.

### 2.2.2 Les bruits non Gaussiens de type impulsionnel

Un bruit impulsionnel, qui peut aussi être désigné par interférence électromagnétique, est composé d'impulsions dont le temps et la durée d'apparition suivent un processus aléatoire (Vaseghi, 2006). Il a été démontré que ces bruits ont des formes structurées caractérisées par des probabilités non-négligeables d'apparition de très fortes amplitudes, dites impulsions, de courtes durées (Spaulding et Middleton, 1977). Ces impulsions peuvent dégrader considérablement les communications sans fil même en cas de hauts SNRs. Des mesures expérimentales ont montré la nature impulsionnelle du bruit causé par l'utilisation de diverses machines mécaniques et électroniques (Blackard *et al.*, 1993; Blankenship *et al.*, 1997; Middleton, 1973; Madi *et al.*, 2011). Plusieurs sources engendrent ce type de bruit. Parmi ces sources nous ci-

tons : le démarrage (allumage) des moteurs des voitures (automotive ignition), les interrupteurs électromécaniques, les trains, les trams, les équipements de soudure (Skomal, 1978), les fours à micro-ondes (Blackard *et al.*, 1993), les équipements bureautiques (imprimantes, photocopieuses, les touches des claviers, etc.) (Blackard *et al.*, 1993), les équipements dans les hôpitaux (Blankenship *et al.*, 1997) etc. Le passage du courant électrique à haute tension dans les postes électriques ainsi que les appareils utilisés dans ces lieux engendrent très fréquemment l'apparition de bruit impulsionnel. Une description détaillée des différentes sources et caractéristiques des bruits impulsifs peut être trouvée dans (Skomal, 1978) et (Parsons, 2000). Notre travail s'intéresse aux bruits (interférences électromagnétiques) présents dans les postes électriques à haute tension. Ces phénomènes sont décrits avec plus de détails dans ce qui suit.

## 2.3 Les bruits et les interférences dans les postes électriques à haute tension

L'environnement des postes électriques à haute tension est caractérisé par l'omniprésence de bruits impulsifs sous la forme de fortes interférences électromagnétiques. Ces interférences sont causées par divers phénomènes physiques. Par exemple, le passage du courant électrique au long des lignes de transport peut créer des bruits, généralement plus intenses que le bruit thermique, qu'on appelle bruit de cavité et bruit par effet couronne. L'apparition de ces phénomènes résulte généralement d'une tension électrique élevée. Aussi, le dysfonctionnement des isolateurs peut provoquer l'apparition de bruit suite aux décharges partielles.

### 2.3.1 Bruit de couronne et bruit de cavité

Les lignes de transport sont sujettes aux perturbations causées par le milieu externe tels que les conditions météorologiques (pluie, température, neige, etc.) ou causés par la présence des insectes sur les lignes de transport. Ces perturbations engendrent une augmentation du champ électrique local. Si cette augmentation atteint un certain seuil l'air devient ionisé et les électrons passent du conducteur vers les zones voisines ce qui crée un court circuit électrique appelé bruit de couronne.

Le bruit de cavité est aussi un phénomène causé par l'ionisation de l'air due à une augmentation du potentiel au-delà d'un certain seuil. Ce bruit est souvent observé au niveau des tours ou poteaux porteurs de lignes. Dans ce cas, les électrons passent par l'air pour atteindre les structures métalliques voisines ce qui engendre un court circuit électrique.

Les deux bruits, de cavité et par effet de couronne peuvent être détectés sur une large gamme de fréquences s'étalant de 1 MHz jusqu'à 10 GHz. L'intensité de ces deux phénomènes dépend du niveau de tension transporté et des conditions métrologiques (Pakala et Chartier, 1971; Pakala *et al.*, 1968).

### **2.3.2 Décharges partielles**

Les équipements électriques sont composés d'un isolateur et d'un conducteur. L'isolateur a pour rôle d'isoler électriquement le conducteur afin d'éviter le passage des électrons d'un conducteur à un autre. Cependant, il peut avoir des imperfections dans l'isolant de type solide ou des bulles d'aires dans l'isolant de type liquide. Sous l'effet d'une tension élevée, l'isolant peut devenir défectueux pour une courte durée. Le résultat est l'émission de radiations causées par la production du phénomène de décharge partielle.

### **2.3.3 Les mesures des bruits impulsionnels**

Comme nous avons vu dans les paragraphes précédents, les postes électriques à haute tension sont des environnements spéciaux caractérisés par la présence de bruit impulsionnel. Afin de concevoir un réseau de communication sans fil performant, il faut bien caractériser cet environnement. Plusieurs compagnies de mesures ainsi que des tests en laboratoires ont été élaborés pour identifier les caractéristiques du bruit observé dans ces milieux (Pakala et Chartier, 1971; Pakala *et al.*, 1968; Sacuto *et al.*, 2012; Au *et al.*, 2013). Dans les prochaines sections, nous présentons les caractéristiques des bruits impulsionnels observés lors de mesures effectuées dans un laboratoire et dans des postes électriques à haute tension.

### 2.3.3.1 Mesures expérimentales des bruits impulsionnels dans les laboratoires

Effectuer des mesures réelles sur le champ d'un poste électrique permet d'avoir des connaissances du bruit impulsionnel. Néanmoins, la procédure de mesure et d'analyse de données est une tâche complexe. En effet, vu le non-contrôle total de l'environnement et vu la difficulté d'identifier la source réelle du bruit ainsi que la distance qui la sépare de l'antenne réceptrice utilisée dans la mesure, il devient difficile de prédire l'évolution des signaux mesurés dans ces milieux. De ce fait, les auteurs (Sacuto *et al.*, 2012) ont effectué un ensemble de mesures dans un laboratoire fermé afin d'identifier les caractéristiques du bruit impulsionnel tout en ayant un contrôle sur les paramètres et l'environnement de l'expérience. L'étude menée a visé principalement l'examen des caractéristiques du bruit en fonction de la tension véhiculée et en fonction des dimensions physiques des imperfections créées sur les isolants des équipements. Pour reproduire les phénomènes qui engendrent le bruit impulsionnel dans le laboratoire, les auteurs ont utilisé une barre génératrice pour simuler les décharges partielles et une bobine Tesla pour simuler les effets de couronne. La barre génératrice est composée essentiellement d'un conducteur de cuivre et d'un isolant de résine d'époxy-micarta. Le conducteur est alimenté par une tension variant de 1 à 12 kV. Ceci crée des décharges partielles similaires à celles enregistrées dans les postes électriques. Une antenne opérant dans la bande de 30 – 300 MHz est utilisée dans une position verticale et les formes d'onde sont enregistrées pour les tensions de l'ordre de 7, 9 et 12 kV. Les valeurs enregistrées pour une centaine d'impulsions ont montré qu'une simple augmentation de 2 kV provoque une augmentation remarquable de la durée des impulsions. De même, la puissance spectrale des impulsions s'amplifie quand la tension utilisée augmente. Un exemple de résultats est illustré dans la figure 2.1.

Afin de simuler l'effet de couronne, les auteurs ont utilisé une bobine Tesla pour ioniser l'air du laboratoire et créer des arcs électriques. Cette expérience a permis de voir l'effet de la distance entre la pointe de la bobine de Tesla et un objet métallique, utilisé comme électrode, sur les caractéristiques du bruit impulsionnel. Les résultats des mesures ont montré que plus cette distance est faible, plus les amplitudes des impulsions sont élevées. Ces résultats sont illustrés à la figure 2.2.

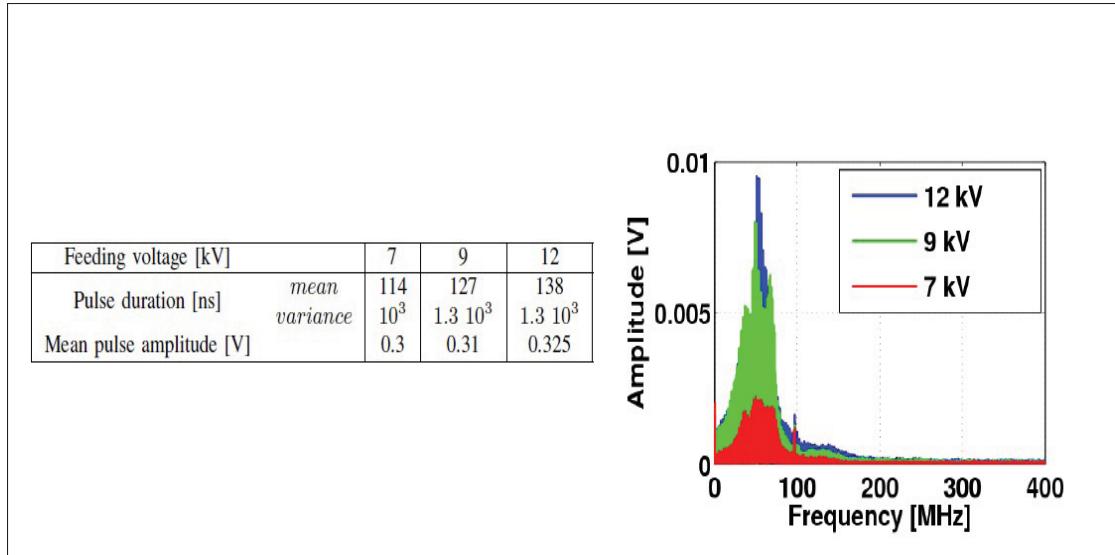


Figure 2.1 Effets de la variation du voltage sur la durée et l'intensité des impulsions  
Tirée de Sacuto *et al.* (2012)

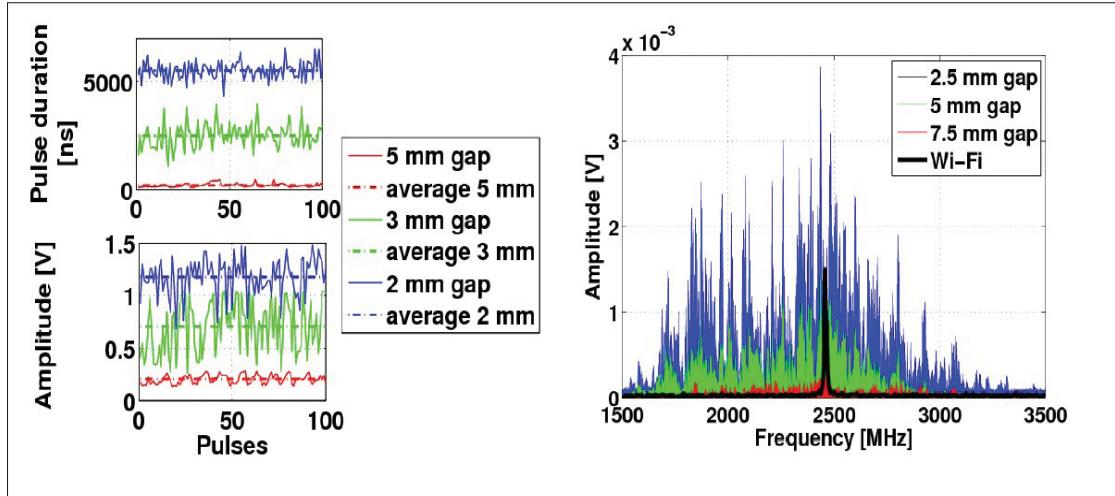


Figure 2.2 Effet de la variation de la distance sur l'amplitude et sur le spectre des impulsions  
Tirée de Sacuto *et al.* (2012)

D'après ces expériences, les auteurs tirent deux constatations :

- le bruit impulsionnel peut occuper les spectres fréquentiels utilisés par plusieurs technologies de communication sans fil notamment le Wi-Fi, le ZigBee, le Bluetooth et le Wimax ;

- l'intensité, la durée ainsi que le spectre que peut occuper le bruit impulsionnel dépendent de la tension ainsi que des caractéristiques physiques des équipements. Plus la tension est élevée, plus le bruit est intense.

### 2.3.3.2 Les mesures des bruits et des interférences dans des postes électriques à haute tension

Les auteurs de (Au *et al.*, 2013) ont effectué des mesures dans des postes à haute tension de Hydro-Quebec. Les mesures ont été réalisées par le biais d'une antenne, des filtres et des amplificateurs. Les signaux ont été captés par un oscilloscope temps réel. La figure 2.3 schématisé le dispositif de mesure.

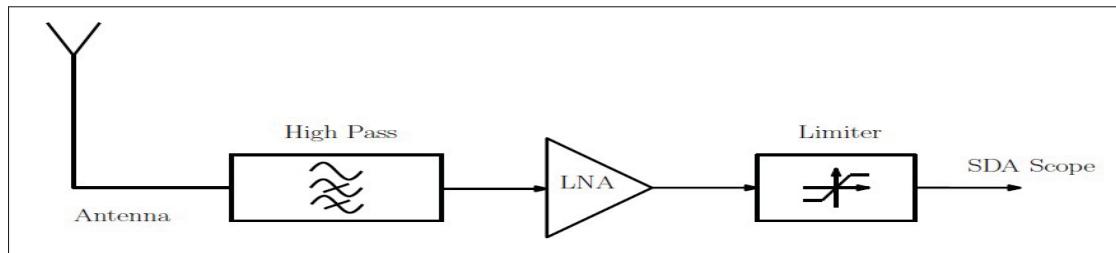


Figure 2.3 Schéma du dispositif de mesure  
Tirée de Au *et al.* (2013)

Les paramètres des équipements de mesure sont comme suit :

- une antenne large bande (0.8 – 26 GHz) ;
- un filtre pass haut de 780 – 3200 MHz, à  $50\ \Omega$ . Il sert à éliminer les communications AM et FM ainsi que les autres interférences externes ;
- un amplificateur RF de 30 – 3000 MHz avec une puissance de sortie pouvant atteindre 12.8 dBm ;
- un limiteur à large bande de 30-6000 MHz,  $50\ \Omega$  est utilisé pour la protection contre les signaux non désirés allant jusqu'à 2.5 W ;
- les mesures sont synchronisées à 60 Hz et les ondes sont captées au début de chaque cycle de  $T = 1/60s$  ;

- le taux d'échantillonnage de l'oscilloscope est de 10 Gs/s avec un temps d'observation de 20 ms.

Pour plus de détails sur les méthodes, outils ainsi que les conditions de mesures, le lecteur est invité à consulter les références (Sacuto *et al.*, 2012; Au *et al.*, 2013).

Les mesures obtenues contiennent le bruit ambiant dans l'environnement des postes à haute tension, le bruit interne propre aux équipements de mesures ainsi que les interférences électromagnétiques. La figure 2.4 donne un aperçu des formes d'ondes totales captées lors de la mesure. La figure 2.5 montre un agrandi sur les formes d'ondes des mesures lors de l'apparition du bruit impulsionnel. Le récepteur fonctionne à une certaine fréquence porteuse, de ce fait, les mesures observées ont une fréquence de résonance. Le bruit impulsionnel observé est composé d'une série d'oscillations amorties (damped oscillations) dont chacune représente une manifestation électromagnétique d'une décharge partielle. Le récepteur dispose d'un oscillateur local lui permettant de ramener le signal reçu en bande de base. La figure 2.6 illustre une forme d'onde typique de bruit impulsionnel en bande de base.

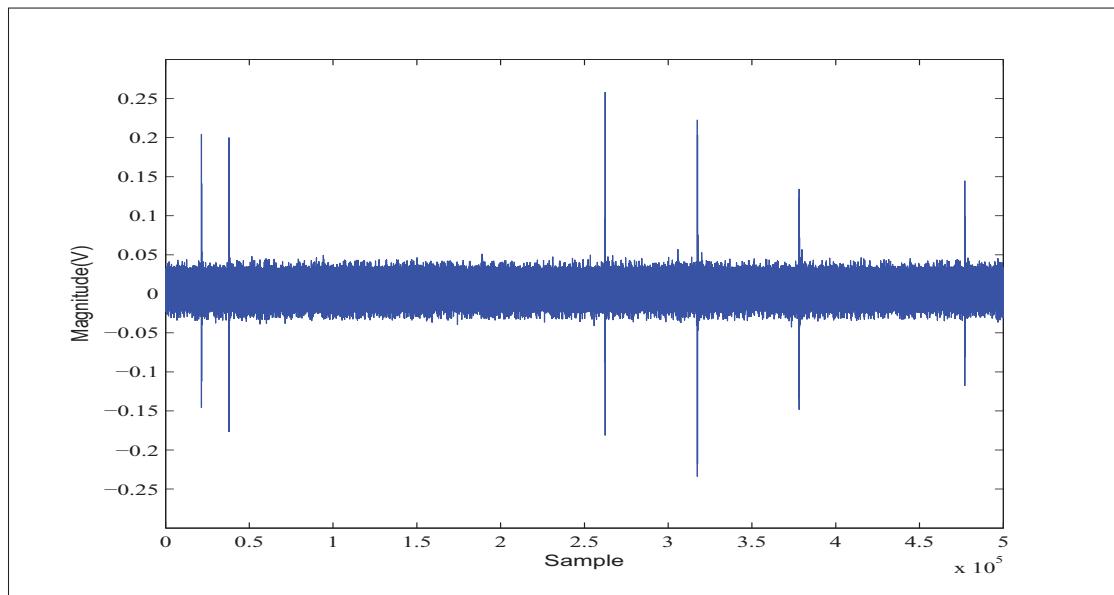


Figure 2.4 Exemples des formes d'ondes totales capturées lors des mesures  
Tirée de Au *et al.* (2013)

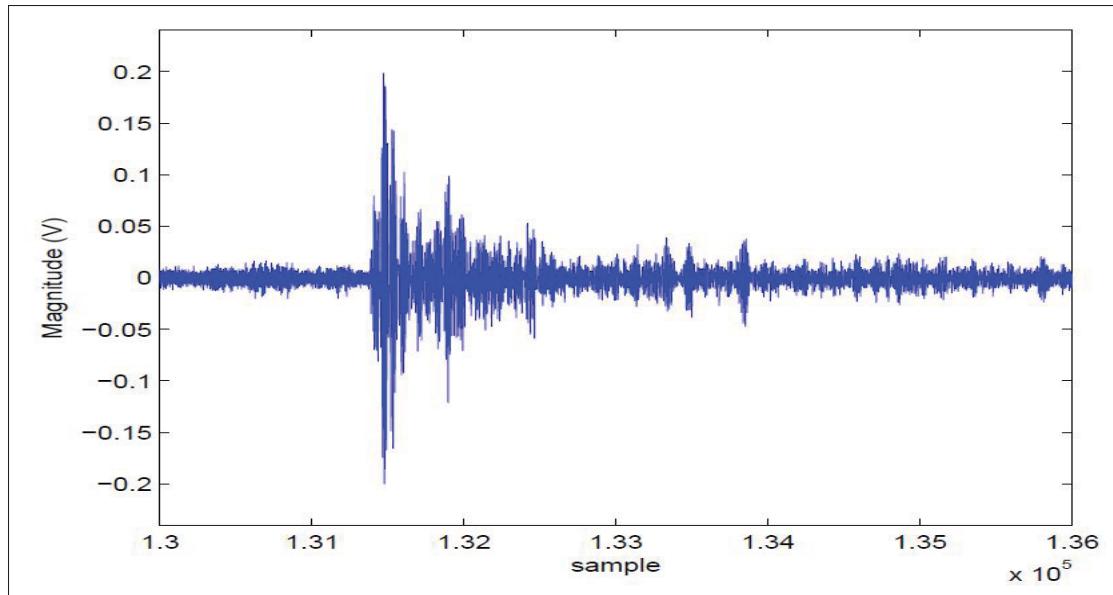


Figure 2.5 Zoom sur les formes d'ondes lors de l'apparition du bruit impulsionnel  
Tirée de Au *et al.* (2013)

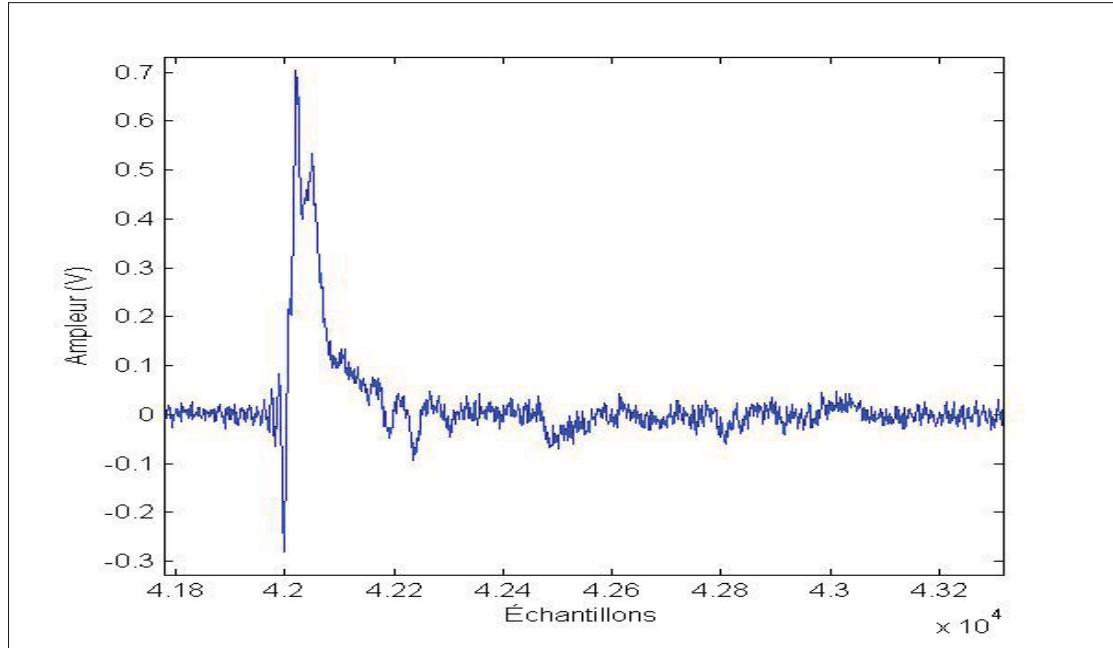


Figure 2.6 Zoom sur les formes d'ondes lors de l'apparition du bruit impulsionnel en bande de base  
Tirée de Au *et al.* (2013)

L'observation des mesures montre que les bruits rencontrés dans les postes à haute tension sont formés de deux principales composantes. Une composante Gaussienne et une composante impulsionale. La première composante est toujours présente, puisqu'elle représente les bruits internes des équipements et le bruit ambiant. La composante impulsionale représente les interférences électromagnétiques causées par les décharges partielles, les bruits de couronne et les bruits de cavités. Nous pouvons constater aussi que cette composante impulsionale est composée par des fortes impulsions dont les puissances, les temps et durées d'apparition sont des processus aléatoires. Ces impulsions s'étalent sur plusieurs échantillons consécutifs. Ceci implique qu'il existe une corrélation temporelle entre les échantillons successifs du bruit lors de l'apparition d'une impulsion. De plus, en observant la PMF (Probability Mass Function) des amplitudes des mesures, tel qu'illustré par la figure 2.7, nous pouvons voir que cette distribution présente des lourdes queues. Ceci signifie que la probabilité d'observer de fortes amplitudes est non négligeable.

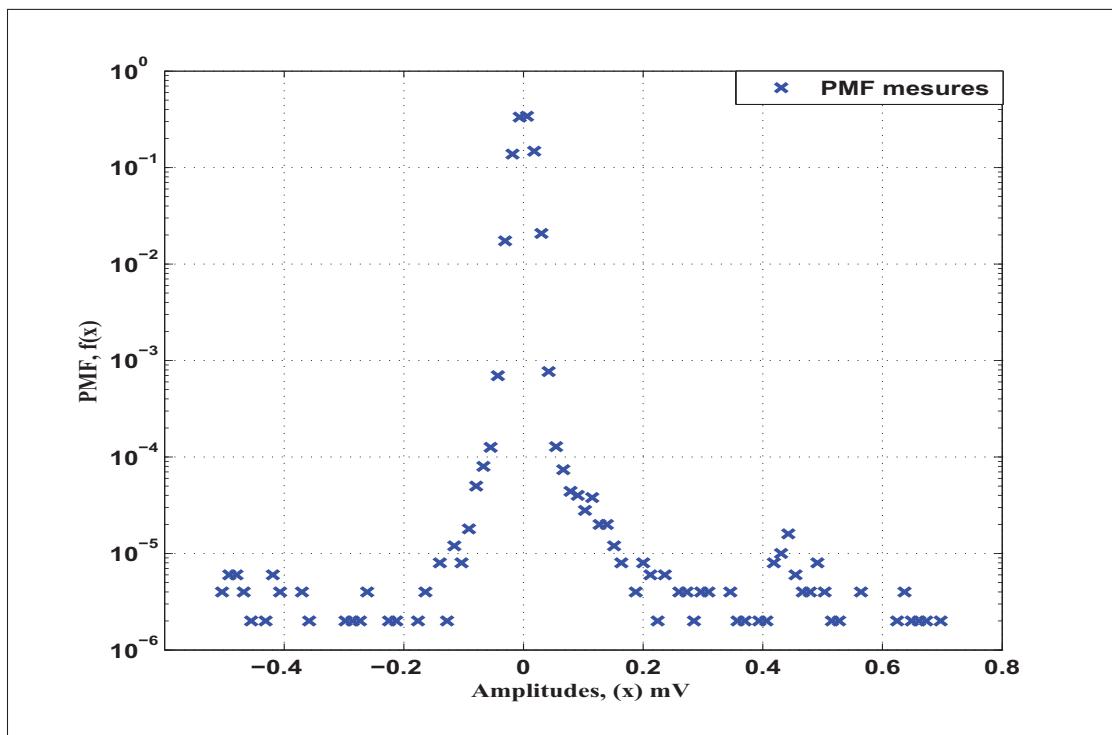


Figure 2.7 PMF des amplitudes des mesures  
Tirée de Au *et al.* (2015a)

Dans ce qui suit, nous allons voir les différents modèles statistiques habituellement utilisés dans la littérature pour modéliser ce genre de bruit. Dans le reste de ce rapport, nous utilisons le terme bruit impulsionnel pour désigner toutes les interférences électromagnétiques causées par les bruits de cavité, par les effets couronne et par les décharges partielles.

## 2.4 Modélisation des bruits impulsions : Revue de littérature

Même si nous ne sommes pas capables d'éliminer complètement la présence du bruit, il reste toujours possible d'utiliser des outils mathématiques de traitement de signal afin de réduire son impact. Il faut toutefois avoir des modèles capables de bien représenter les bruits afin de les traiter. Il existe dans la littérature diverses propositions de modèles décrivant cette catégorie de bruit. En effet, les bruits impulsions peuvent être représentés par des processus spécifiant les statistiques des amplitudes des impulsions, leurs temps d'apparitions ou leurs durées. La plupart des modèles se basent plutôt sur les distributions des amplitudes dans la caractérisation des bruits impulsions. Il a été démontré que les distributions des amplitudes des bruits impulsions sont mieux décrites par des distributions statistiques à queues lourdes (heavy-tailed distributions) que par des distributions Gaussiennes (Middleton, 1977).

Parmi les modèles statistiques les plus souvent utilisés nous citons les modèles de mélange Gaussien (Gaussian Mixture Model) (Stein, 1995), le modèle de Middleton Class A (MCA) (Middleton, 1999), les distributions Alpha stable symétriques (Symmetric Alpha-stable ( $S\alpha S$ )) (Samoradnitsky et Taqqu, 1994; Nolan, 1997) ainsi que les chaînes de Markov (Ndo *et al.*, 2013; Sacuto *et al.*, 2014). Il existe aussi des modèles qui visent à représenter les bruits impulsions en se basant sur les phénomènes physiques derrière leur création (Au *et al.*, 2015b). Dans ce qui suit, nous présentons ces différents modèles ainsi que leurs caractéristiques.

### 2.4.1 Le modèle de mélange Gaussien (Gaussian Mixture Models GMM)

Le modèle de mélange Gaussien est utilisé pour modéliser plusieurs environnements dans lesquels les bruits sont non-Gaussiens (Stein, 1995). Sa PDF est représentée par une somme pon-

dérée de  $N$  densités Gaussiennes comme suit :

$$f_{GM}(x) = \sum_{i=1}^N c_i f_G(x; \mu_i, \sigma_i^2), \quad (2.2)$$

avec  $c_i$  est le poids correspondant à  $f_G(x; \mu_i, \sigma_i^2)$  qui représente la PDF Gaussienne de moyenne  $\mu_i$  et de variance  $\sigma_i^2$ . Il existe aussi une variante du modèle de mélange Gaussien qui permet de représenter les bruits impulsifs sous forme d'un modèle de Bernoulli-Gaussien. Ce modèle consiste à représenter le temps d'occurrence des impulsions comme un processus de Bernoulli et leurs amplitudes comme un processus Gaussien (Vaseghi, 2006). Le processus de Bernoulli génère une valeur de (1) avec une probabilité de  $\alpha$  et une valeur de (0) avec une probabilité de  $1 - \alpha$ . La PDF du bruit impulsif est alors :

$$f_{GB}(x) = (1 - \alpha)f_G(x; 0, k\sigma^2) + \alpha f_G(x; 0, \sigma^2), \quad (2.3)$$

avec  $0 < k < 1$ . Le premier terme désigne le bruit de fond, considéré comme Gaussien, et le deuxième terme désigne le bruit impulsif avec une probabilité d'occurrence égale à  $\alpha$ . Le modèle de GMM est très général et peut être utilisé comme approximation de plusieurs autres distributions souvent utilisées pour représenter les bruits impulsifs notamment la distribution MCA et la distribution S $\alpha$ S.

#### 2.4.2 Le modèle de Middleton

Les travaux de Middleton sont considérés parmi les travaux pionniers de modélisation des bruits impulsifs. Dans ce modèle, l'interférence est perçue comme un processus à deux composantes : une composante Gaussienne, toujours présente, et une composante impulsionnelle représentant les impulsions. La formulation mathématique est décrite par l'équation suivante :

$$X(t) = X_p(t) + X_G(t), \quad (2.4)$$

avec  $X_p(t)$  et  $X_G(t)$  sont deux processus indépendants et représentent respectivement la composante impulsionnelle et la composante Gaussienne. La PDF des amplitudes d'un bruit impul-

sionnel suivant un modèle MCA est une somme pondérée de distributions Gaussiennes décrite comme suit :

$$f_x(x) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m g(x; 0; \sigma_m^2), \quad (2.5)$$

avec

$$a_m = e^{-A} \frac{A^m}{m!}, \quad (2.6)$$

$$g(x; 0; \sigma_m^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma_m^2}\right)}, \quad (2.7)$$

et

$$\sigma_m^2 = \frac{\frac{m}{A} + \Gamma}{1 + \Gamma}, \quad (2.8)$$

ce dernier représente la variance du bruit et elle augmente en fonction du facteur  $m$ ,  $A$  et  $\Gamma$  sont deux paramètres utilisés pour spécifier les caractéristiques du bruit impulsif, le paramètre  $A \in [10^{-2}, 1]$  est l'index de chevauchement (overlap index) et il est donné par la formule suivante :

$$A = v T_s, \quad (2.9)$$

avec  $v$  le nombre moyen d'événements d'émission par seconde et  $T_s$  la durée moyenne d'une impulsion typique. Le facteur  $A$  représente la densité moyenne des impulsions dont l'occurrence suit un processus de Poisson tel que décrit par l'équation 2.6. Plus  $A$  est petit, plus le nombre des événements d'émission est petit et/ou plus leurs durées sont faibles. Ainsi, les formes d'ondes du bruit seront structurées avec une apparition impulsif. Plus  $A$  est grand, moins le bruit est structuré ; c.-à-d. les statistiques des amplitudes approchent une distribution Gaussienne (théorème central limite). Le paramètre  $\Gamma$  quant à lui est appelé le facteur Gaussien. C'est le rapport entre les puissances des composantes Gaussiennes et des composantes non-Gaussiennes du bruit. Typiquement,  $\Gamma \in [10^{-6}, 1]$  et il est donné par la formule ci-dessous :

$$\Gamma = \frac{\langle X_G^2 \rangle}{\langle X_P^2 \rangle}. \quad (2.10)$$

D'après l'équation 2.5, la PDF du MCA est une somme infinie de distributions Gaussiennes pondérées. Le premier terme,  $m = 0$ , représente la composante Gaussienne. Les autres termes correspondants à  $m \geq 1$  modélisent la composante impulsionale. Dans ce contexte,  $m$  peut être interprétée comme l'état du bruit, c'est-à-dire si  $m = 0$  alors il n'y a pas d'impulsions et le bruit est Gaussien et si  $m \geq 1$  alors il y a une présence d'impulsions.

L'un des atouts les plus intéressants du modèle MCA est qu'il a une forme canonique qui lui permet de représenter plusieurs variétés de bruits impulsifs en utilisant le même modèle. En ajustant les deux paramètres  $A$  et  $\Gamma$ , la PDF de MCA peut être convenable pour une grande variété de densités de bruits non-Gaussiens. Le bruit généré peut avoir plusieurs degrés d'impulsivité. Il peut varier d'un bruit faiblement impulsif (exemple  $A = 0.5$  et  $\Gamma = 0.1$ ), moyennement impulsif (exemple  $A = 0.1$  et  $\Gamma = 0.01$ ) ou fortement impulsif (exemple  $A = 0.01$  et  $\Gamma = 0.01$ ) (Saaifan et Henkel, 2013). La notion du degré d'impulsivité est souvent rencontrée dans la littérature. Cependant, nous n'avons pas trouvé une indication claire sur la classification des bruits selon leurs degrés d'impulsivité à part l'observation de la structure du bruit et de la PDF correspondante.

Les figures 2.8 et 2.9 illustrent, respectivement, des exemples des échantillons de bruits obtenus selon le modèle MCA ainsi que les distributions d'amplitudes correspondantes.

#### 2.4.3 Le modèle Alpha stable symétrique

La distribution d'Alpha stable symétrique ( $S\alpha S$ ) est aussi considérée pour la modélisation statistique de variable aléatoire à queues lourdes (Tsihrintzis et Nikias, 1996; Kim et Zhou, 1998). Cette distribution ne possède pas d'expression analytique de PDF (closed form expression) à l'exception de deux cas spéciaux, notamment pour  $\alpha = 1$  et pour  $\alpha = 2$ . De ce fait, elle est souvent décrite en utilisant sa fonction caractéristique :

$$\Phi(w) = e^{j\delta w - \gamma|w|^\alpha}, \quad (2.11)$$

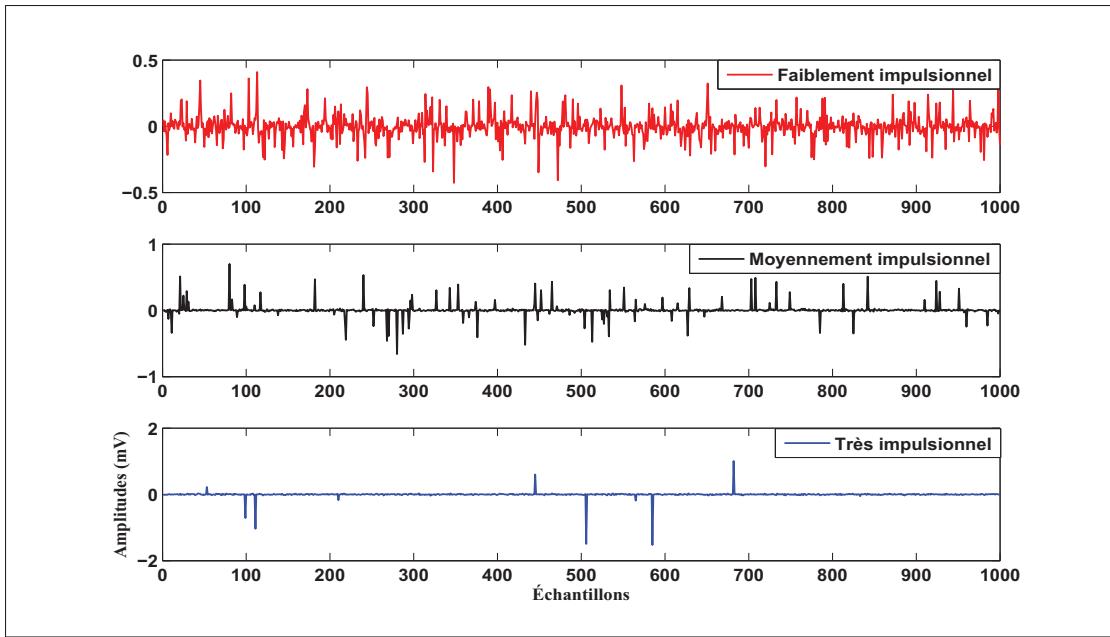


Figure 2.8 Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle MCA

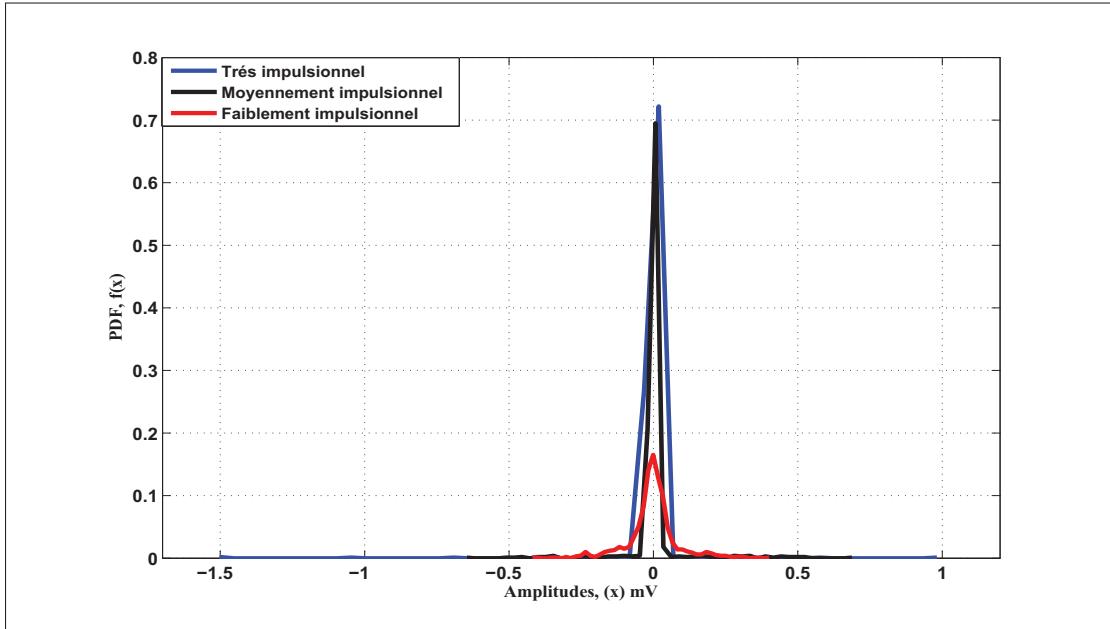


Figure 2.9 Exemples des PDF des échantillons de bruits suivant le modèle MCA

avec  $0 < \alpha \leq 2$  est l'exposant caractéristique,  $\delta$  est le paramètre de localisation et  $\gamma$ , ( $\gamma > 0$ ), est le facteur de dispersion de la distribution autour de  $\delta$ . Pour le cas où  $\alpha$  est compris dans  $]1, 2]$ ,  $\delta$  peut être désignée comme la moyenne de la distribution. Pour le cas où  $\alpha$  est dans  $]0, 1]$ ,  $\delta$  peut être désignée comme la médiane de la distribution. Le paramètre  $\alpha$  est le paramètre le plus important et c'est lui qui va définir la forme de la distribution. Une faible valeur de  $\alpha$  indique une forte concentration de probabilités dans les queues avec des valeurs élevées loin du centre de la distribution. On peut retrouver deux cas spéciaux de la distribution S $\alpha$ S notamment le cas Gaussien pour  $\alpha = 2$ , tels que dans l'équation 2.1, et le cas Cauchy pour  $\alpha = 1$ . La PDF d'une distribution Cauchy est donnée par l'équation suivante :

$$f(\gamma, \delta; x) = \frac{1}{\pi} \frac{\gamma}{\gamma^2 + (x - \delta)^2}. \quad (2.12)$$

La distribution S $\alpha$ S se comporte comme une Gaussienne dans la zone de l'origine, mais les queues de la distribution décroissent à un taux plus faible que les queues d'une Gaussienne. En effet, les queues d'une Gaussienne décroissent exponentiellement alors que les queues d'une distribution S $\alpha$ S décroissent suivant une loi algébrique. Plus le facteur  $\alpha$  est faible, plus la probabilité d'avoir des valeurs significatives (loin de l'origine) est élevée. Ceci signifie que les variables aléatoires qui suivent une loi S $\alpha$ S avec des faibles valeurs de  $\alpha$  peuvent être considérés comme impulsionnels. De ce fait, la distribution S $\alpha$ S permet de modéliser des bruits à différents degrés d'impulsivités tout simplement en manipulant la valeur de  $\alpha$ . Ceci est l'une des raisons qui fait de la distribution S $\alpha$ S une option pour représenter les bruits impulsionnels. Il est à noter aussi que plusieurs travaux considèrent la distribution S $\alpha$ S comme une approximation du modèle Middleton Class B (Kim et Zhou, 1998). Malgré qu'il n'y a pas de forme analytique pour la PDF de la distribution S $\alpha$ S, il est possible de la calculer numériquement (Nolan, 1997). La figure 2.10 donne des exemples de PDF des distributions S $\alpha$ S avec différentes valeurs de  $\alpha$ . Les réalisations correspondantes sont aussi données par la figure 2.11. Nous avons produit les échantillons de bruit S $\alpha$ S en utilisant les méthodes décrites par (Chambers *et al.*, 1976; Weron et Weron, 1995).

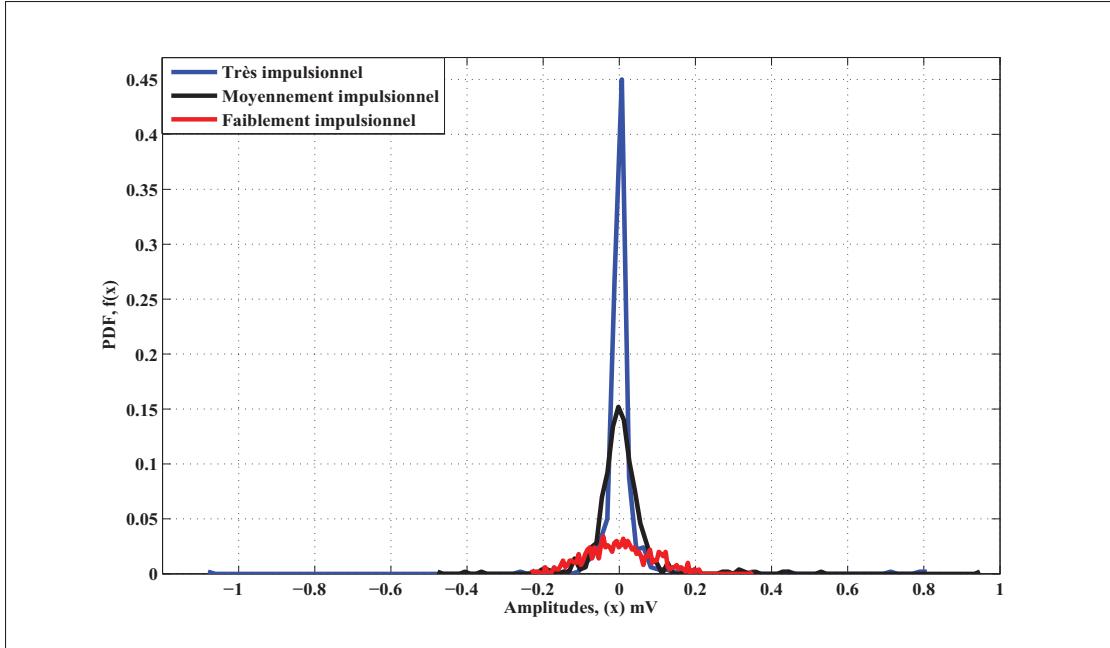


Figure 2.10 PDF des échantillons S $\alpha$ S avec différentes valeurs de  $\alpha$

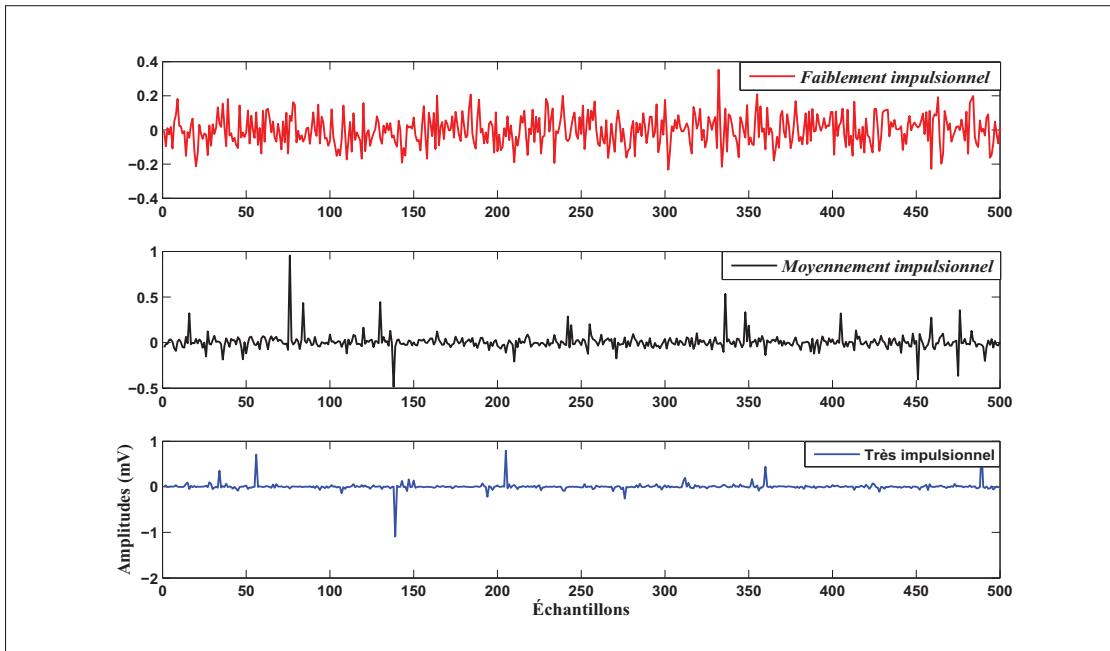


Figure 2.11 Exemples de réalisation d'échantillons de bruits suivant des distributions S $\alpha$ S avec  $\alpha = 1.9, 1$  et  $0.5$  respectivement

#### 2.4.4 Les modèles de chaines de Markov

Plusieurs travaux ont considéré l'utilisation des chaines de Markov pour la modélisation des bruits impulsions dont les échantillons présentent une corrélation temporelle (Ndo *et al.*, 2013; Sacuto *et al.*, 2014).

Le cas le plus simple est de considérer deux états distincts. Un état Gaussien, sans impulsions est toujours présent, et un état représentant l'apparition des impulsions. Les impulsions sont vues comme un bruit disposant d'une variance supérieure à celle du bruit de fond. Le bruit total est décrit par un modèle basculant entre les deux états. Cette configuration permet de distinguer entre le bruit de fond et les impulsions. Cependant, elle ne permet pas d'établir les corrélations temporelles entre les échantillons successifs des impulsions. D'autres états intermédiaires impulsions, dont l'amplitude moyenne décroît progressivement, peuvent être utilisés. La transition d'un état impulsionnel à celui qui le suit est interprétée comme une représentation de l'existence de corrélation entre les échantillons des impulsions.

Bien que les chaines de Markov permettent de représenter les bruits impulsions et la corrélation temporelle entre les échantillons successifs, elles sont complexes et difficiles à implémenter. En effet la détermination du nombre adéquat d'états à utiliser et des seuils des amplitudes à assigner pour chaque état sont difficiles à déterminer (Ndo *et al.*, 2013). Par exemple, les auteurs dans (Sacuto *et al.*, 2014) proposent de définir un modèle à 19 états pour aboutir à une bonne représentation de leurs mesures réelles de bruit.

#### 2.4.5 Modèle physique de (Au *et al.*, 2015a)

Récemment, les auteurs (Au *et al.*, 2015a) ont proposé un nouveau modèle dérivé de considérations physiques créant des interférences électromagnétiques dans les postes à haute tension. Dans ce modèle, les sources d'interférences sont considérées dispersées dans l'espace selon une distribution de Poisson. Une source représente une région de l'espace où l'interférence peut être générée. Les interférences générées par les différentes sources sont considérées indépendantes. Du point de vue d'un récepteur, l'interférence totale observée à un instant est la

superposition des interférences créées par les différentes sources actives à cet instant. L'interférence créée par chaque source peut être vue comme une superposition de plusieurs impulsions dont le temps d'activation suit une distribution temporelle de Poisson. Afin de représenter les corrélations temporelles entre les échantillons des impulsions, l'auteur propose d'utiliser les séries temporelles discrètes. La description mathématique détaillée du modèle proposé est donnée dans (Au *et al.*, 2015a) et peut être résumée comme suit.

Soit  $U_t$  la forme d'onde de l'interférence générée par une source au  $t^{eme}$  instant d'échantillonnage. Pour créer la corrélation entre les échantillons successifs de l'impulsion,  $U_t$  dépend des échantillons précédents notés  $U_{t-i}$  avec  $i > 0$ . Selon (Au *et al.*, 2015a), l'utilisation des deux échantillons précédents donne une forme d'onde impulsionnelle transitoire qui représente adéquatement les mesures réelles. De ce fait,  $U_t$  est exprimée par l'équation suivante :

$$U_t = \theta_1 U_{t-1} + \theta_2 U_{t-2} + \xi_t. \quad (2.13)$$

Les poids  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont des coefficients d'un processus autorégressif de deuxième ordre. Ils représentent ici la décroissance des amplitudes avec le temps.  $\xi_t$  est un processus d'innovation utilisé pour donner un caractère aléatoire qui est dû aux perturbations causées par la propagation des impulsions des sources vers le récepteur. Dans ce modèle, ce facteur est représenté par un processus de bruit blanc hétéroscléastique dont la variance est non constante dans le temps. En effet, pendant un certain créneau de temps, une source est capable de générer plusieurs impulsions. L'interférence totale générée par cette source est la superposition de toutes ces impulsions. En d'autres mots, à un instant  $t$ , l'interférence générée par cette source, dénotée  $I_{1,t}$ , peut être décrite par le produit de convolution suivant :

$$I_{1,t} = U_t * \sum_{i=1}^{N_{imp}} d_i \delta(t - t_i), \quad (2.14)$$

Avec  $N_{imp}$  est un nombre aléatoire représentant le nombre d'impulsions créées par cette source. Ce paramètre suit une distribution temporelle de Poisson de taux  $\lambda_p$ . Le terme  $d_i$  représente un

facteur aléatoire décrivant les variations des amplitudes.  $\delta(t - t_i)$  est la fonction de Dirac à  $t_i$ . Si plusieurs sources sont actives à l'instant de l'observation, l'interférence résultante,  $\eta_t$ , est la superposition de toutes ces interférences tel que :

$$\eta_t = \sum_{k=1}^{N_S} I_{k,t}, \quad (2.15)$$

avec  $N_S$  un nombre aléatoire suivant une distribution de Poisson de taux  $\lambda_s$  et qui décrit le nombre de sources actives lors de l'observation.

Le bruit de fond étant toujours présent, une composante Gaussienne est aussi considérée. Le bruit total a la forme suivante :

$$N_{total} = \eta_t + n_t. \quad (2.16)$$

avec  $\eta_t$  et  $n_t$  représentent respectivement la composante impulsionale et la composante Gaussienne. Similairement au modèle MCA, un paramètre dénoté  $\Gamma$  est aussi défini pour représenter le rapport de la puissance moyenne de la composante impulsionale sur la puissance moyenne Gaussienne. Toutefois, la distribution d'amplitudes de ce modèle ne possède pas d'expression analytique. L'avantage du modèle décrit ci-dessus est qu'il est capable de représenter des impulsions amorties similaires à celles observées dans les mesures réelles. De plus, il permet de générer plusieurs formes de bruits impulsionnels en modifiant les paramètres utilisés dans sa génération.

Pour les simulations le nombre moyen de sources est fixé à  $\lambda_s = 3$ . Chacune de ces sources est capable de généré des impulsions avec une densité  $\lambda_p = 5 \times 10^{-4}$  impulsions par échantillon. En moyenne une impulsion s'étale sur 200 échantillons consécutifs. Pour varier le degré d'impulsivité du bruit nous avons utilisé  $\Gamma = 1$  pour désigner un bruit faiblement impulsional et  $\Gamma = 10$  pour un bruit très impulsional. Le choix de ces valeurs a été basé sur l'observation des mesures réelles (Au *et al.*, 2015a). Nous représentons dans les figures 2.12 et 2.13 quelques exemples des bruits générés par ce modèle ainsi que les PDF correspondantes.

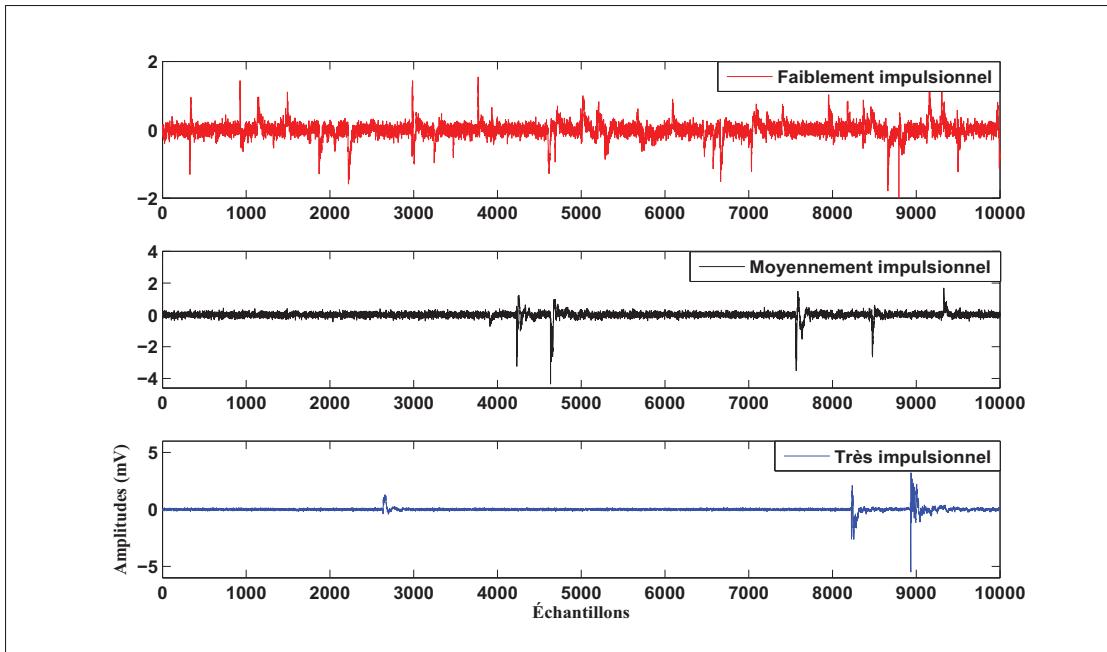


Figure 2.12 Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle physique

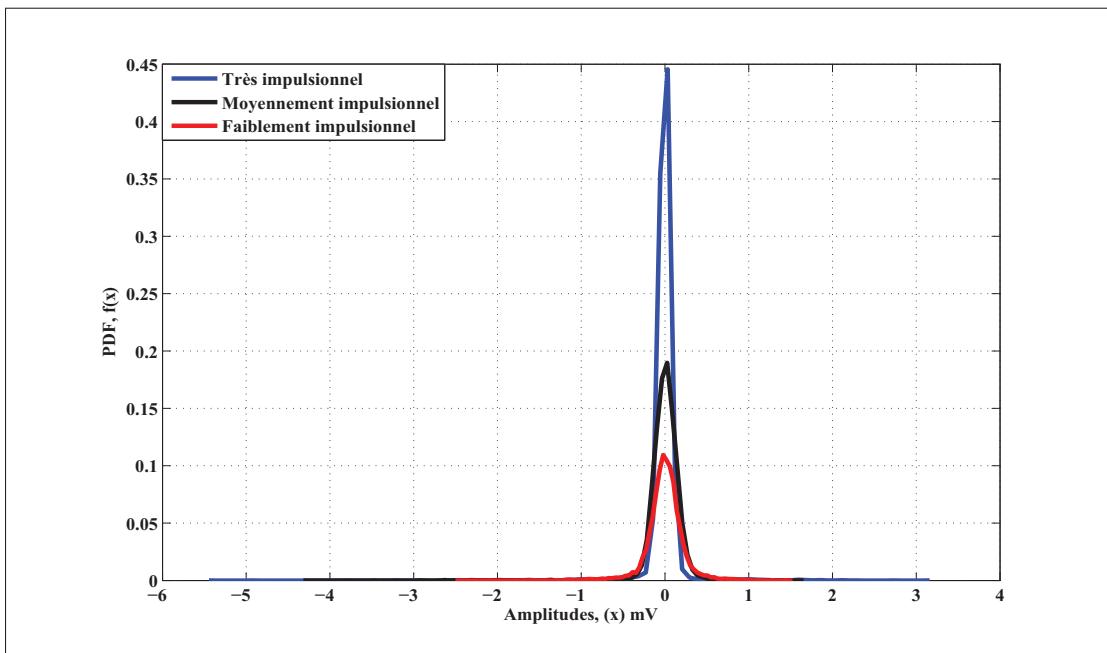


Figure 2.13 Exemples des PDF du modèle physique

#### 2.4.6 Comparaisons des modèles

Les quatre modèles présentés dans ce chapitre permettent de représenter des distributions à lourdes queues. Les modèles MCA et S $\alpha$ S sont paramétriques. Ils utilisent un nombre de paramètres pour varier l'impulsivité du bruit. Le désavantage de ces deux modèles est qu'ils ne permettent pas de représenter la corrélation possible entre les échantillons du bruit. Les modèles à chaîne de Markov et le modèle physique, en plus de générer des distributions à lourdes queues, permettent de générer cette corrélation. Néanmoins, ils ne donnent pas de formules analytiques de distribution du bruit.

### 2.5 Conclusion

Ce chapitre a porté sur les phénomènes de bruits et d'interférences électromagnétiques. En plus des bruits Gaussiens, les interférences électromagnétiques peuvent aussi perturber les systèmes de communications. Ces interférences sont plutôt impulsionales et ne peuvent être approximées par le modèle Gaussien. Les principales sources de ces interférences dans les environnements de postes électriques à haute tension, notamment les bruits de cavité, de couronne et les décharges partielles ont été présentées. Nous avons aussi introduit les modèles statistiques les plus utilisés pour la modélisation des bruits impulsifs. La comparaison a permis de conclure que le modèle physique est mieux adapté pour représenter les corrélations temporelles entre les échantillons successifs du bruit. Toutefois, puisque les distributions MCA et S $\alpha$ S sont largement utilisées dans la littérature, elles seront considérées dans le prochain chapitre dans lequel nous présentons des techniques de réduction de bruit impulsif développées dans la littérature.



## CHAPITRE 3

### TECHNIQUES ET MÉTHODES DE RÉDUCTION DES BRUITS IMPULSIONNELS DANS LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL

#### 3.1 Introduction

Tel que expliqué dans le chapitre précédent, le bruit présent dans les postes électriques à haute tension possède des caractéristiques très différentes du bruit Gaussien. L'effet de la présence d'un tel bruit lors d'une communication sans fil est étudié dans le présent chapitre. Les auteurs dans (Sacuto *et al.*, 2012), ont réalisé une expérience dont l'objectif était d'analyser l'effet du bruit impulsionnel lors d'une communication Wifi entre deux portatifs. Ils ont utilisé une bobine Tesla (Tesla-coil) comme source du bruit impulsionnel. Cette dernière génère un environnement électromagnétique similaire à celui créé par les équipements présents dans les postes électriques. Ils ont placé la bobine à une distance de 1 m du portatif en mode réception. Le débit binaire ainsi que le taux de perte de paquets (Packet Error Rate PER) ont été enregistrés avant et pendant la génération du bruit. Les résultats ont montré que dès l'activation de la bobine de Tesla, le taux d'erreur par paquet PER augmente significativement (de 0% à plus que 70%). Il est à noter que la tension utilisée dans l'expérience pour générer le bruit était seulement de l'ordre de 50 kV. Dans un poste électrique, la tension peut atteindre 735 kV. Cette expérience a illustré l'effet néfaste que peut causer le bruit impulsionnel pour les communications sans fil utilisant des récepteurs qui ne prennent pas en compte sa présence.

Dans le reste de ce chapitre, nous présentons des méthodes et techniques de traitement du bruit impulsionnel présentées dans la littérature dont nous testons les performances à travers des simulations.

### 3.2 Les récepteurs optimaux et sous optimaux pour les milieux corrompus par les bruits impulsionnels

Lors de la conception des récepteurs pour des signaux corrompus par des bruits additifs Gaussiens, la solution optimale selon des critères bien définis (par exemple minimisation de l'erreur) est bien connue. Les systèmes de transmission conçus sous l'hypothèse d'un BBAG souffrent d'une forte dégradation de performance lors de la présence d'un bruit impulsif (Spaulding et Middleton, 1977; Saaifan et Henkel, 2013; Haring et Vinck, 2002). Les distributions à lourdes queues telles que le MCA, les distributions S $\alpha$ S et les modèles physiques caractérisent mieux ces interférences. Toutefois, les PDF de ces modèles sont complexes. Ceci rend le développement et l'implémentation des récepteurs optimaux difficile à élaborer (Saaifan et Henkel, 2013). Dans les sections suivantes, nous présentons des récepteurs optimaux et sous optimaux tirés de la littérature dépendamment du modèle du bruit adopté.

#### 3.2.1 Récepteurs optimaux et sous-optimaux

Nous considérons un signal modulé en BPSK dont nous disposons de  $N$  observations du symbole reçu :

$$r_k = x + n_k \quad k = 1, \dots, N \quad (3.1)$$

avec  $x = \pm A$  le symbole transmis et  $n_k$  l'observation du bruit additif. Le problème de détection du symbole transmis peut être formulé par le test des hypothèses suivant :

$$\begin{aligned} H_0 : \mathbf{r} &= -A\mathbf{U} + \mathbf{n} \\ H_1 : \mathbf{r} &= A\mathbf{U} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3.2)$$

avec  $\mathbf{U}$  un vecteur unitaire de dimension  $[1, N]$ ,  $H_1$  est l'hypothèse que le symbole  $x = +A$  est transmis, et  $H_0$  est l'hypothèse que le symbole  $x = -A$  est transmis. Dans le cas où les symboles sont équiprobales, le récepteur à maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood ML) consiste à comparer le rapport de vraisemblance à 1 :

$$\Lambda_{ML} = \frac{f(\mathbf{r}/H_0)}{f(\mathbf{r}/H_1)} \begin{matrix} \stackrel{H_0}{\gtrless} \\ \stackrel{H_1}{\lessgtr} \end{matrix} 1 \quad (3.3)$$

Dans l'hypothèse d'un BBAG, ceci revient à appliquer le test suivant :

$$L_{ML} = \sum_{k=1}^N r_k \begin{matrix} \stackrel{H_1}{\gtrless} \\ \stackrel{H_0}{\lessgtr} \end{matrix} 0 \quad (3.4)$$

### 3.2.1.1 Récepteur MCA

Middleton a proposé le récepteur à maximum de vraisemblance pour son modèle de class A (Spaulding et Middleton, 1977). En remplaçant  $f(\cdot)$  par l'équation 2.5 dans l'équation 3.3 on obtient :

$$L_{ML\_MCA} = \sum_{k=1}^N \log \left\{ \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{(r_k+A)^2}{2\sigma_m^2}}}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{(r_k-A)^2}{2\sigma_m^2}}} \right\} \begin{matrix} \stackrel{H_0}{\gtrless} \\ \stackrel{H_1}{\lessgtr} \end{matrix} 0 \quad (3.5)$$

Cette règle de décision est dérivée sous l'hypothèse d'indépendance des échantillons du bruit. D'après (Spaulding et Middleton, 1977) cette équation ne peut être simplifiée à cause de la somme infinie de Gaussiennes à différentes variances. Les mêmes auteurs ont proposé de réduire la complexité du récepteur optimal en développant un récepteur sous-optimal appelé Locally Optimum Detector (LOD) en simplifiant l'équation 3.5 en cas de faibles SNR. Ce récepteur présente des performances proches de celle du récepteur optimal pour les cas où la puissance du signal reçu est faible comparée à celle du bruit. Cependant, sa performance dévie rapidement du cas optimal pour les hauts SNR (Saaifan et Henkel, 2013). D'autres travaux, considèrent la simplification de 3.5 en considérant seulement quelques paramètres dépendamment des valeurs de  $A$  et de  $\Gamma$ . Leur utilisation permet d'avoir des performances proches de celles du récepteur optimal mais seulement pour des cas particuliers des paramètres  $A$  et  $\Gamma$  (Haring et Vinck, 2002; Saaifan et Henkel, 2013).

### 3.2.1.2 Récepteur S $\alpha$ S

Comme la distribution S $\alpha$ S ne possède pas de forme analytique de PDF, le développement d'un récepteur optimal n'est pas évidant. Cependant, pour les cas où la PDF est définie ( $\alpha = 2$  pour le cas Gaussien et  $\alpha = 1$  pour le cas Cauchy), des récepteurs optimaux peuvent être développés sous une forme relativement simple. En appliquant le rapport de vraisemblance sous l'hypothèse d'échantillons de bruits indépendants et de symboles équiprobables, on obtient le récepteur Cauchy. Ce dernier est défini par le test statistique suivant :

$$L_{ML\_Cauchy} = \sum_{k=1}^N \log \left( \frac{\gamma^2 + (r_k - A)^2}{\gamma^2 + (r_k + A)^2} \right) \begin{matrix} H_0 \\ \geq \\ H_1 \end{matrix} 0 \quad (3.6)$$

Le récepteur Cauchy peut être utilisé comme solution sous optimale pour les distributions S $\alpha$ S même pour les cas où  $\alpha \neq 1$ . Cependant, il est aussi d'une complexité élevée qui rend son implémentation difficile (Tarik S. Shehata et Al-tanany, 2012). Dans d'autres approches, l'utilisation des approximations permet de développer des détecteurs S $\alpha$ S sous-optimaux. Par exemple, les auteurs dans (Sureka et Kiasaleh, 2013) proposent un récepteur paramétré sous optimal conçu spécialement pour la distribution S $\alpha$ S. Les résultats des simulations présentées ont montré que le récepteur proposé donne des performances proches de celles du récepteur optimal. Toutefois, le fonctionnement de ce récepteur est fondé sur l'hypothèse que le récepteur possède une connaissance parfaite des paramètres qui décrivent la distribution du bruit S $\alpha$ S.

### 3.2.1.3 Récepteurs avec seuillage

L'une des méthodes les plus souvent utilisées pour renforcer les performances du récepteur Gaussien dans le cas de bruit impulsif est l'ajout d'un bloc de pré-traitement non linéaire avant le récepteur Gaussien. Cette technique permet d'avoir des récepteurs sous optimaux et ayant des meilleures performances tout en préservant une faible complexité. Ces techniques appliquent un bloc de pré-traitement pour donner aux échantillons des interférences impulsives une forme qui se rapproche de celle d'un bruit Gaussien (Tarik S. Shehata et Al-tanany, 2012). Parmi ces techniques nous citons ce qu'on appelle les techniques de coupure et les tech-

niques de suppression (clipping and blanking techniques). Le principe de ces techniques est la détection de la présence de bruit impulsif en comparant le signal reçu à un certain seuil  $T_h$ . Si une impulsion est détectée, une opération est effectuée sur le signal reçu. Le résultat de cette opération diffère selon la technique utilisée. L'amplitude de l'échantillon en question est limitée au seuil de comparaison  $T_h$  pour la technique de coupure ou réduite à zéro pour la technique de suppression. Si on note  $r_k$  l'échantillon  $k$  du signal reçu et  $\hat{r}_k$  l'échantillon à la sortie de l'opération de seuillage alors  $\hat{r}_k$  est dérivé comme suit :

– **technique de suppression (Blanking) :**

$$\hat{r}_k = \begin{cases} r_k & \text{si } |r_k| \leq T_h \\ 0 & \text{si } |r_k| > T_h \end{cases} \quad (3.7)$$

– **technique de coupure (clipping) :**

$$\hat{r}_k = \begin{cases} r_k & \text{si } |r_k| \leq T_h \\ sgn(r_k) \times T_h & \text{si } |r_k| > T_h \end{cases} \quad (3.8)$$

avec  $sgn(\cdot)$  est la fonction signe. Il existe aussi une technique hybride qui applique les deux techniques précédentes comme suit :

– **technique hybride :**

$$\hat{r}_k = \begin{cases} r_k & \text{si } |r_k| \leq T_{h1} \\ sgn(r_k) \times T_{h1} & \text{si } T_{h1} < |r_k| \leq T_{h2} \\ 0 & \text{si } |r_k| > T_{h2} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec  $T_{h1}$  et  $T_{h2}$  représentent respectivement le seuil de coupure et le seuil de suppression.

Ces techniques ont l'avantage d'être simples et faciles à implémenter. Cependant, leur efficacité repose principalement sur le choix des seuils. Le but est que le signal désiré passe

sans distorsions et que le bruit soit réduit. Selon (Zhidkov, 2008), les seuils optimaux ne peuvent être exprimés par des formes simples. Des outils logiciels d'optimisation doivent être utilisés pour la fixation des seuils. La variation du rapport de puissance entre le signal désiré et le bruit (SNR) peut engendrer un mauvais fonctionnement de ces techniques. En effet, dans le cas de hauts SNR, l'utilisation de ces techniques peut entraîner le blocage de forts signaux même s'ils ne sont pas contaminés par des impulsions. Pour combler cette faille, les auteurs dans (Oh *et al.*, 2014) ont proposé un limiteur qui utilise un seuil adaptatif et variable en fonction du SNR. En revanche, lorsque le SNR est faible, réduire le seuil à des valeurs inférieures ne permet pas d'améliorer les performances. En effet, si le signal désiré est si faible qu'il est noyé même dans le bruit Gaussien, réduire le seuil à des valeurs encore plus faible va engendrer le blocage de la majorité des échantillons du signal reçus puisqu'ils sont déjà affectés par le bruit Gaussien.

### **3.2.2 Réduction des bruits impulsionnels par estimations itératives du bruit**

Autre que les techniques qui se basent sur le développement de récepteurs optimaux ou sous optimaux, nous pouvons citer les techniques qui visent dans un premier temps à estimer le bruit impulsif (ou les paramètres qui le composent) puis le soustraire de la totalité du signal reçu. Les opérations d'estimation/soustraction du bruit impulsif se font souvent d'une façon itérative et généralement, plus l'opération est répétée mieux est l'estimation du bruit. Il est à noter que plus le bruit impulsif est intense meilleurs sont les résultats. Des exemples détaillés de ces techniques peuvent être trouvés dans (Zhidkov, 2003; Xiaoyu Hu et Yin, 2014). Encore une fois, ces techniques se basent aussi sur l'utilisation des seuils de comparaison dans la phase de détection des impulsions. La fixation de ces seuils influence directement la performance de ces techniques. L'utilisation des boucles itératives de détection/suppression rend ces techniques complexes et difficiles à implémenter (Zhidkov, 2003; Xiaoyu Hu et Yin, 2014).

Afin d'illustrer la performance des récepteurs en présence de bruits suivant les modèles MCA, S $\alpha$ S et suivant le modèle physique, nous avons effectué des simulations dont les résultats sont

donnés dans ce qui suit. Nos résultats de simulations concordent avec ceux présentés dans les références citées dans ce chapitre.

### 3.2.3 Évaluation des performances des récepteurs optimaux et sous-optimaux

Comme nous avons mentionné dans le chapitre deux, le degré d'impulsivité du bruit peut varier de très impulsionnel à faiblement impulsionnel. Plusieurs facteurs sont responsables de cette variation tels que la densité des sources actives dans l'espace, la densité temporelle du nombre d'émissions moyen par source, la puissance des impulsions par rapport au bruit ambiant, etc. Nous avons alors testé les performances des récepteurs en présence de bruits avec différents degrés d'impulsivités. Les symboles sont modulés en BPSK. La durée d'un symbole est de deux échantillons ( $N = 2$ ). L'évaluation est faite en terme de taux d'erreur binaire pour différentes valeurs de SNR. Le SNR est le rapport de puissance entre le signal transmis et le bruit total (Gaussien et impulsionnel). Pour le récepteur Cauchy et le récepteur optimal pour MCA, nous supposons que le récepteur est capable d'estimer les paramètres de ces bruits, notamment  $(\alpha, \gamma, \delta)$  pour Cauchy et  $(A, \Gamma)$  pour MCA. Les méthodes d'estimation de ces paramètres sont décrites, respectivement, dans (Tsihrintzis et Nikias, 1996) et (Middleton, 1979). Pour la technique de seuillage, nous avons appliqué le critère de coupure. Nous avons utilisé un seuil universel (Universal threshold) tel que décrit par (Donoho et Johnstone, 1994; Nason, 1995).

Les figures 3.1, 3.2 et 3.3 représentent respectivement les résultats de simulations pour un milieu corrompu par un bruit S $\alpha$ S faiblement impulsionnel, moyennement impulsionnel et très impulsionnel. Les récepteurs testés sont le récepteur conventionnel dénoté RX-Gaussien, le récepteur par seuillage dénoté RX-Seuillage et le récepteur Cauchy dénoté Rx-Cauchy. La variance pour la distribution S $\alpha$ S n'est pas définie. Pour cela, nous avons utilisé le SNR géométrique tel que décrit dans (Gonzalez, 1997). Il remplace le SNR habituel pour quantifier l'intensité du bruit S $\alpha$ S par rapport au signal. Le GSNR est donné par :

$$GSNR = \frac{1}{4C} \left( \frac{E_s}{S_0^2} \right), \quad (3.10)$$

avec  $C = e^{C_e} \approx 1.78$ ,  $C_e$  est la constante d'Euler et  $S_0 = C \frac{1}{\alpha - 1} \frac{1}{\gamma \alpha}$  (Tarik S. Shehata et Al-tanany, 2012).

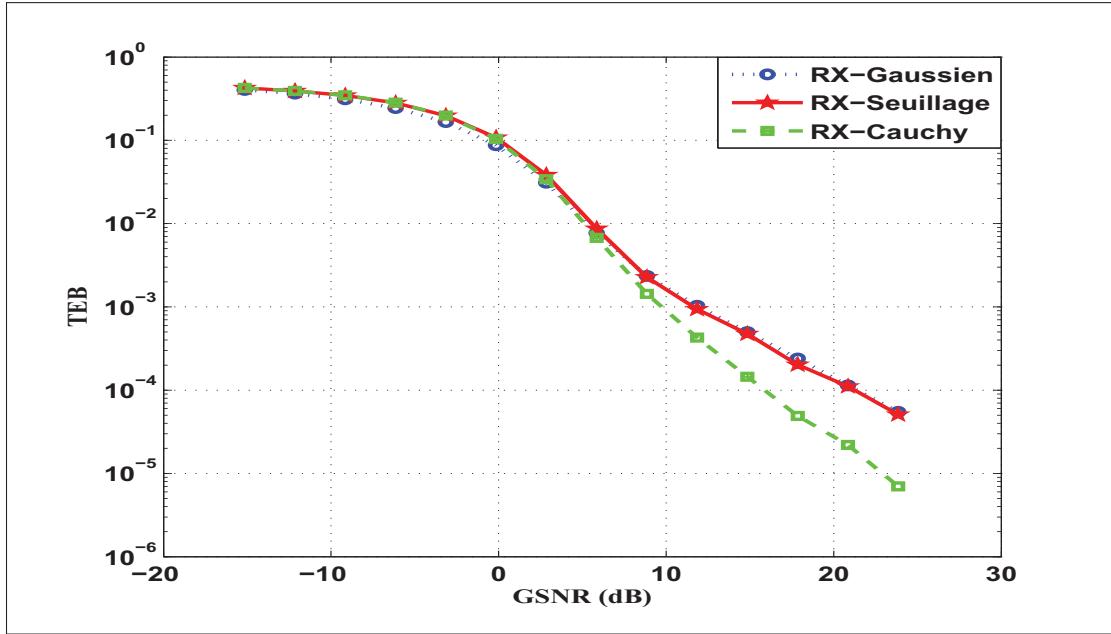


Figure 3.1 TEB pour un bruit S $\alpha$ S faiblement impulsif  
( $\alpha = 1.9$ ,  $\gamma = 1$ ,  $\delta = 0$ , N=2)

Dans le cas où le bruit est faiblement impulsif ( $\alpha = 1.9$ ), figure 3.1, ses caractéristiques approchent celles du Gaussien. Ainsi, appliquer le récepteur Gaussien directement permet d'aboutir à des performances proches de celles du récepteur Cauchy. L'application du seuillage, qui vise à donner un aspect Gaussien au bruit impulsif, n'apporte pas trop d'améliorations. Ceci est vrai pour les faibles SNR. Toutefois, dans les régions à hauts SNR, nous remarquons que les performances du récepteur Gaussien sont dégradées par rapport au récepteur Cauchy. Ceci peut être interprété par le fait qu'à des faibles valeurs de SNR, le signal utile est faible et noyé dans la composante Gaussienne du bruit qui est la principale source d'erreur. De ce fait, appliquer directement un récepteur Gaussien ou un récepteur Cauchy aboutit à des performances similaires. Cependant, dans les zones à hauts SNR, le signal désiré surpassé la composante Gaussienne et les impulsions représentent la source principale d'erreur. Dans les deux

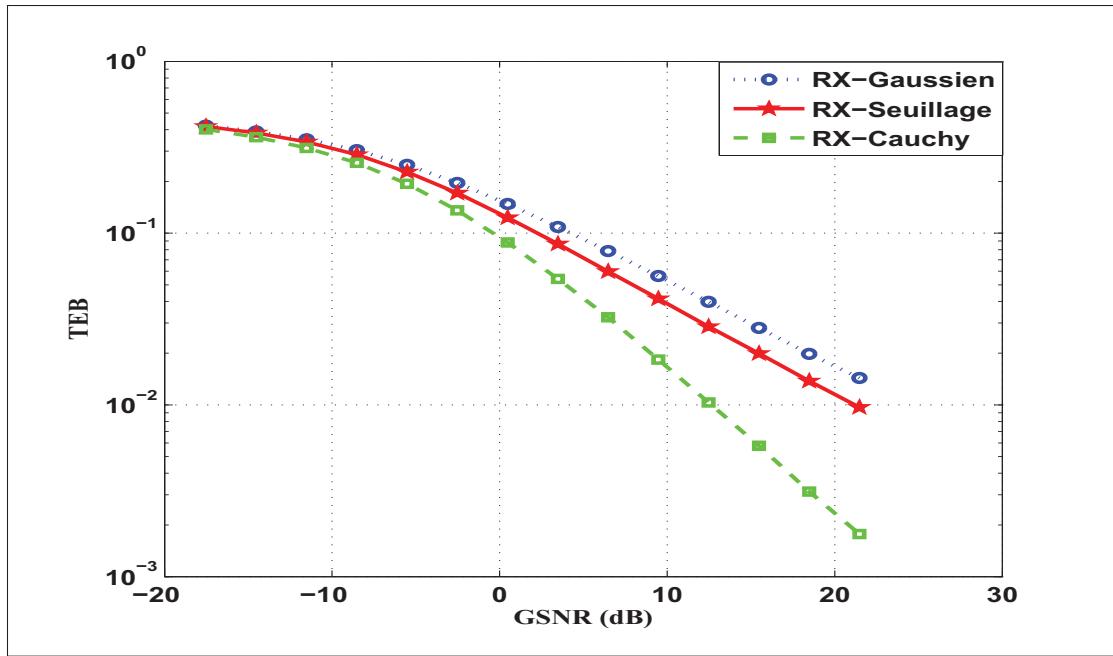


Figure 3.2 TEB pour un bruit S $\alpha$ S moyennement impulsionnel  
( $\alpha = 1$ ,  $\gamma = 1$ ,  $\delta = 0$ , N=2)

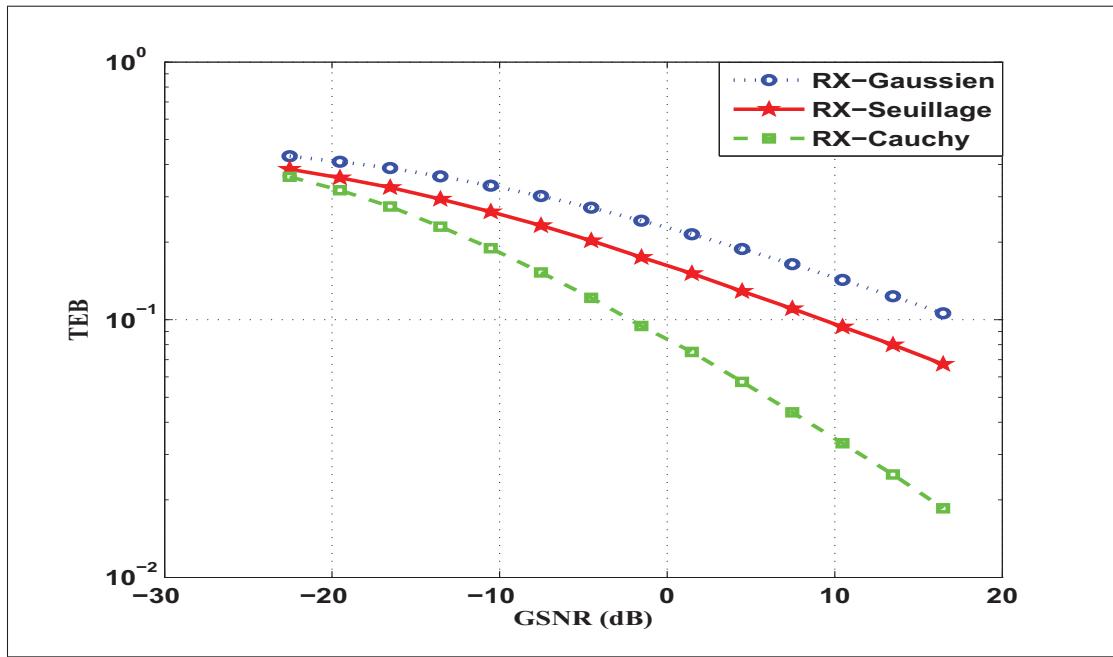


Figure 3.3 TEB pour un bruit S $\alpha$ S très impulsionnel  
( $\alpha = 0.5$ ,  $\gamma = 1$ ,  $\delta = 0$ , N=2)

autres cas où les degrés d’impulsivité sont plus élevés, nous notons les mêmes constatations. Toutefois, l’écart de performance entre le récepteur Cauchy et le récepteur Gaussien est plus prononcé même dans les faibles SNR. L’application des seuillages avant le récepteur Gaussien apporte des légères améliorations, mais la performance résultante reste toujours loin de celle du récepteur Cauchy. Nos résultats coïncident avec ceux présentés dans (Tarik S. Shehata et Al-tanany, 2012; S.Ambike et Hatzinakos, 1994).

Les résultats pour un bruit MCA faiblement impulsif et fortement impulsif sont représentés, respectivement, par les figures 3.4 et 3.5. Nous avons observé les mêmes constatations que précédemment. Nos résultats coïncident avec ceux de (Saaifan et Henkel, 2013).

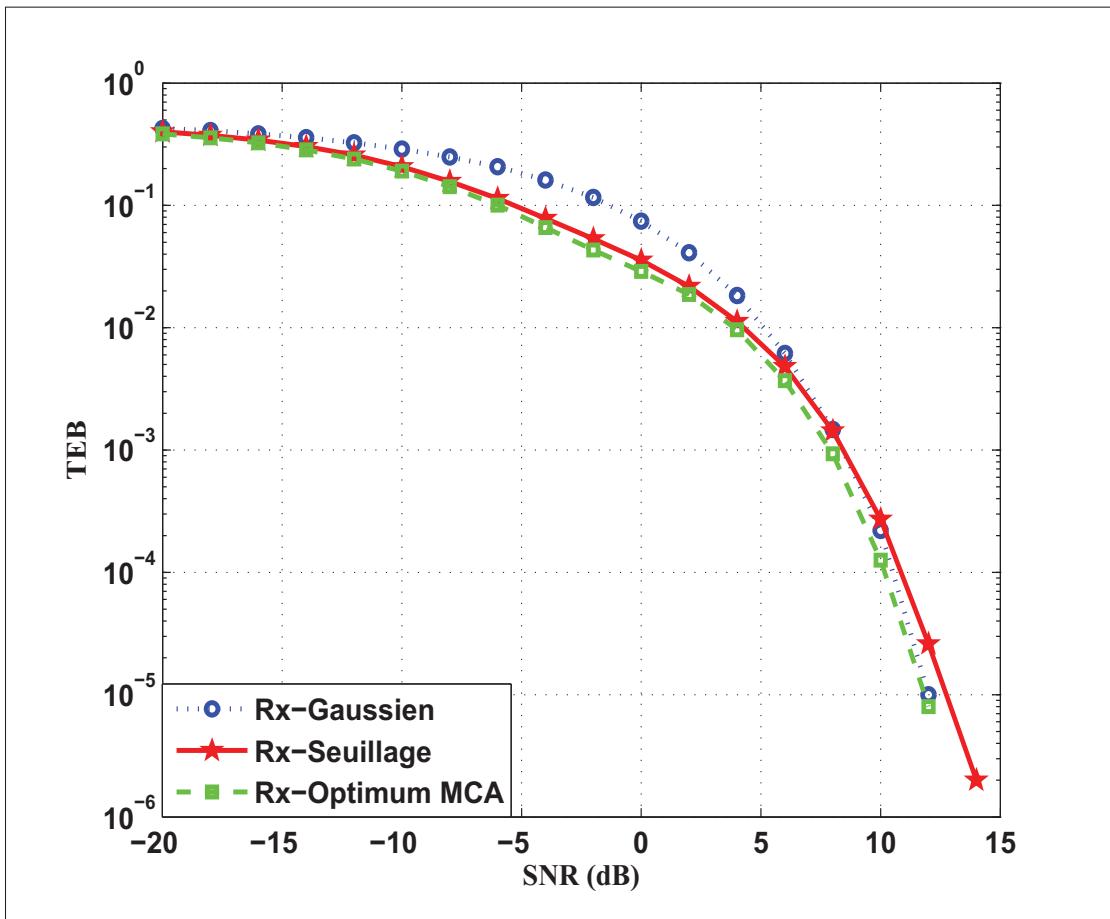


Figure 3.4 TEB pour un bruit MCA moyennement impulsif  
( $A = 0.5$  ;  $\Gamma = 0.1$ )

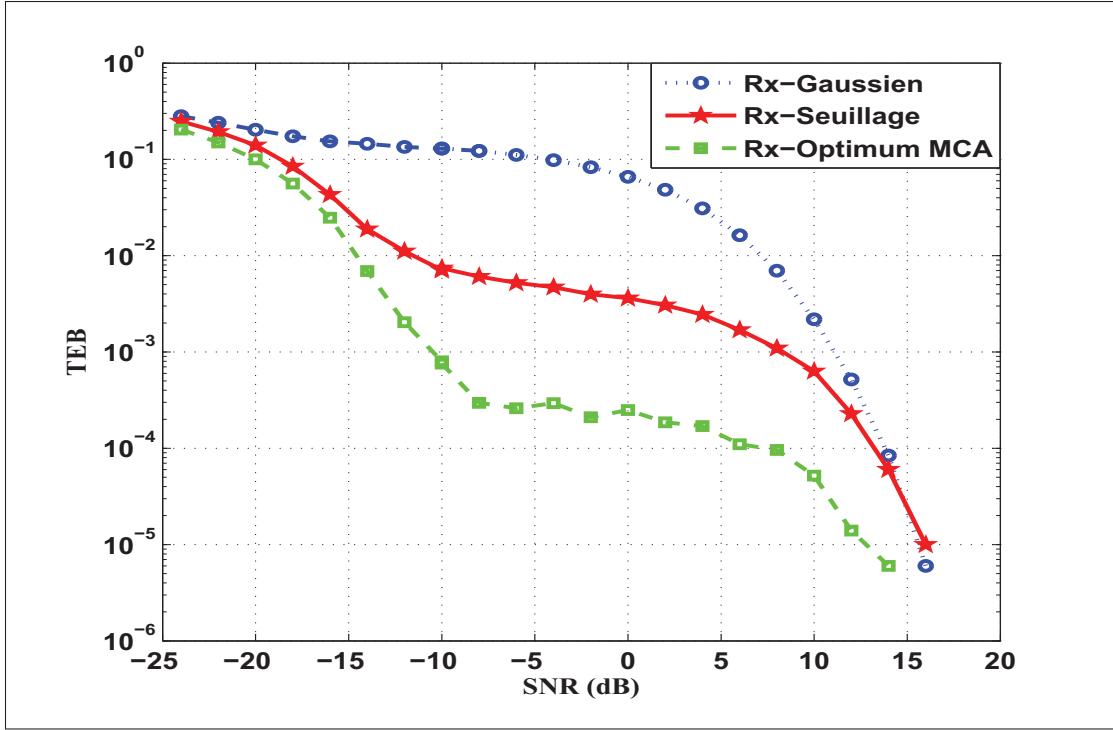


Figure 3.5 TEB pour un bruit MCA très impulsionnel  
( $A = 0.1$  ;  $\Gamma = 0.01$ )

Concernant le modèle physique, nous ne disposons pas de sa PDF. Il est mentionné dans (Au *et al.*, 2015a) que ce modèle peut être approximé par une distribution S $\alpha$ S ou même par une distribution MCA. Nous avons alors testé les récepteurs optimaux et sous-optimaux de ces deux distributions pour quantifier leurs performances dans le cas d'un bruit généré par le modèle physique. Les résultats des simulations sont illustrés à la figure 3.6.

Ainsi, l'application de ces récepteurs sur un bruit suivant le modèle physique n'apporte presque aucune amélioration par rapport au récepteur Gaussian. En effet, même si les trois modèles en question engendrent des PDF d'amplitude similaires, dans les modèles MCA et S $\alpha$ S, les échantillons de bruits sont considérés indépendants. Les impulsions affectent seulement des échantillons uniques. Par contre, dans le modèle physique, l'apparition d'une impulsion affecte plusieurs échantillons successifs.

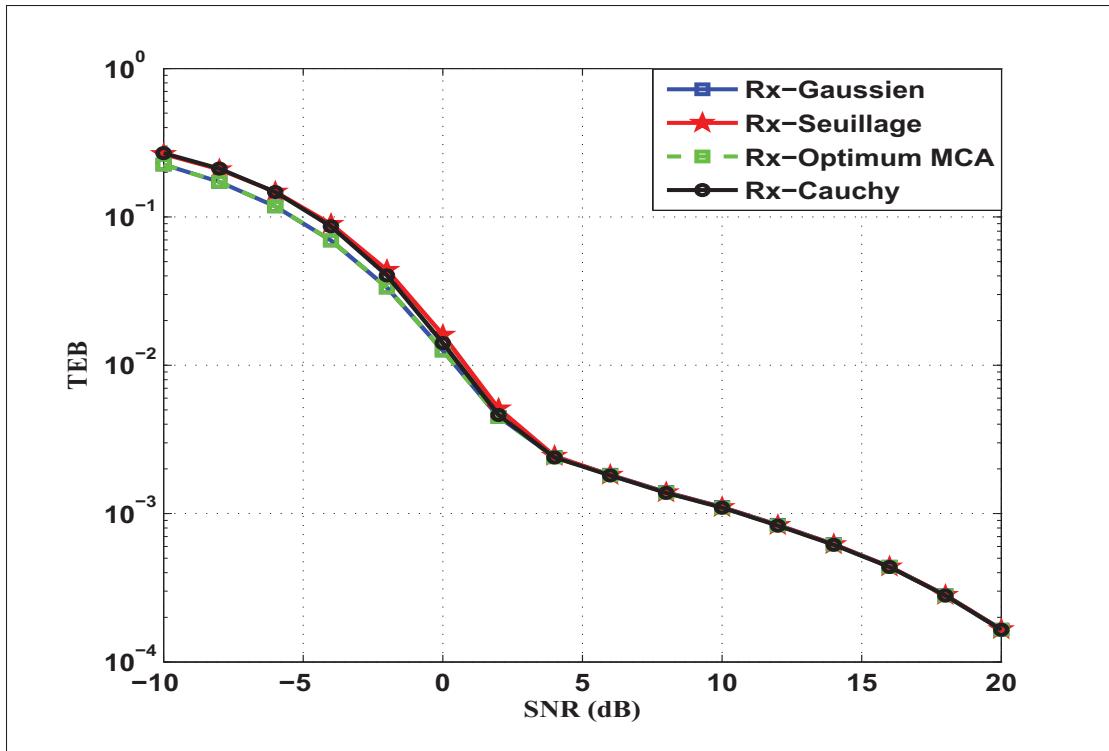


Figure 3.6 TEB pour un bruit très impulsionnel suivant le modèle physique

### 3.3 Conclusion

Le développement des récepteurs optimaux peut s'avérer complexe. L'utilisation des approximations et des techniques de seuillage permet le développement des récepteurs sous optimaux. Les tests et les simulations ont montré que ces récepteurs peuvent, sous certaines conditions, fournir des performances meilleures que celle du récepteur Gaussien conventionnel. Il existe cependant une faiblesse des récepteurs sous-optimaux. En effet, et dans la majorité des cas, chacun de ces récepteurs a été conçu pour un modèle de bruit bien déterminé et avec l'hypothèse que les paramètres du bruit sont connus à l'avance ou peuvent être estimés par le récepteur. Comme nous l'avons testé, changer le modèle du bruit peut engendrer la dégradation de performance du récepteur en question.

## **CHAPITRE 4**

### **UTILISATION DES ANTENNES MULTIPLES POUR LA RÉDUCTION DU BRUIT IMPULSIONNEL**

#### **4.1 Introduction**

Les systèmes à antennes multiples offrent des degrés de liberté supplémentaires qui permettent d'augmenter la capacité des systèmes de communication à travers les techniques de multiplexage, l'exploitation de la diversité spatiale ou à travers la suppression des interférences.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux techniques de traitement d'antennes pour combattre les bruits impulsionsnels. Nous présentons dans la section suivante la modélisation de ce type de bruit dans le contexte d'un système disposant de plusieurs antennes à la réception. Les sections trois et quatre détaillent les modèles considérés, les récepteurs dérivés ainsi que les résultats des simulations pour deux différentes hypothèses de travail.

#### **4.2 Modélisation du bruit impulsional dans le contexte des antennes multiples**

Tel que présenté aux chapitres précédents, plusieurs travaux ont été dédiés à la modélisation des interférences électromagnétique dans le contexte des systèmes à une seule antenne. Toutefois, moins de travaux ont considéré les systèmes à antennes multiples (Gao et Tepedelenlioğlu, 2007). La difficulté réside dans le besoin de développement de plusieurs modèles pour les différentes configurations d'antennes. Plus précisément, les modèles varient en fonction de la façon dont les interférences sont vues par les antennes réceptrices. Dans la littérature, on peut relever deux principales approches pour la dérivation de modèle de bruit impulsional dans le contexte multi-antennes : approche mathématique et approche physique.

#### 4.2.1 Approche mathématique

Dans (Delaney, 1995), l'auteur a proposé trois extensions mathématiques du Modèle MCA. Ces extensions diffèrent selon les hypothèses concernant la façon dont les interférences sont observées sur les antennes réceptrices. Ces trois modèles correspondent aux trois cas suivants : les interférences sont indépendantes sur chaque antenne, les interférences sont dépendantes et corrélées sur les antennes et les interférences sont dépendantes et non corrélées sur les antennes.

Dans le premier cas, interférences indépendantes sur les antennes, l'auteur a développé la densité multi-variable du MCA pour  $N$  antennes réceptrices comme suit :

$$f(\mathbf{x}) = \prod_{k=1}^N \sum_{m=0}^{\infty} a_{km} g(x_k; 0; \sigma_{km}^2) \quad (4.1)$$

avec

$$a_{km} = e^{-A_k} \frac{A_k^m}{m!}, \quad (4.2)$$

$$\sigma_{km}^2 = \frac{\frac{m}{A_k} + \Gamma_k}{1 + \Gamma_k}, \quad (4.3)$$

$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$  un vecteur de  $N$  variables aléatoires et la fonction  $g(\cdot)$  est telle que décrite par 2.7. Dans ce modèle, chaque antenne reçoit une interférence suivant le modèle MCA indépendante de celles observées sur les autres antennes. Cette indépendance permet d'exprimer la PDF totale sous forme d'un produit des PDF.

Dans le deuxième cas, interférences dépendantes et corrélées sur les antennes, la densité multi-variable est décrite comme suit :

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \mathbf{g}(\mathbf{x}; 0; \sigma_m^2 \Sigma_0) \quad (4.4)$$

avec  $\Sigma_0$  la matrice de covariance positive et  $\mathbf{g}(\cdot)$  la fonction multi-variable de  $g(\cdot)$  décrite par :

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}; 0; \sigma_m^2 \Sigma_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 |\Sigma_0|}} e^{\left( \frac{-\mathbf{x}^T \Sigma_0^{-1} \mathbf{x}}{2\sigma_m^2} \right)}, \quad (4.5)$$

avec  $| \cdot |$  dénote le déterminant. Cette extension du modèle permet de représenter des interférences dépendantes corrélées ou non corrélées. Toutefois, elle ne permet pas de représenter des interférences indépendantes car elle ne peut pas être exprimée sous forme de produit de densités de MCA.

Dans le troisième cas, interférences dépendantes mais non corrélées, la densité multi-variable est décrite comme suit :

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \mathbf{g}(\mathbf{x}; 0; \Sigma_m^*) \quad (4.6)$$

avec

$$\Sigma_m^* = (\mathbf{I} + \Gamma)^{-1} \left( \frac{m}{A} \mathbf{I} + \Gamma \right), \quad (4.7)$$

$\mathbf{I}$  la matrice d'identité et  $\Gamma$  une matrice diagonale représentant les rapports des variances Gaussiennes sur les variances non Gaussiennes.

Les extensions présentées ci-dessus sont dérivées statistiquement et ne prennent pas en considération les mécanismes physiques derrière la génération des bruits impulsifs (McDonald et Blum, 2000; Chopra et Evans, 2012).

#### 4.2.2 Approche physique

Les auteurs (McDonald et Blum, 2000) ont proposé une extension du MCA pour un système à deux antennes en se basant sur des arguments physiques semblables à ceux utilisés par Midd-

leton. Ils prennent en considération la distribution spatiale des sources des interférences autour du récepteur. Ils considèrent aussi les phénomènes de propagation qui affectent l'interférence tels que les évanouissements à grande et à petite échelle. Dans leur approche, les auteurs ont classifié les interférences en deux catégories. Des interférences communes, vues par toutes les antennes et des interférences propres reçues seulement par certaines antennes. Les auteurs (Chopra et Evans, 2012) ont généralisé ce même travail pour des systèmes à plus que deux antennes. La distribution résultante est complexe. Une schématisation du système considéré est illustrée par la figure 4.1.

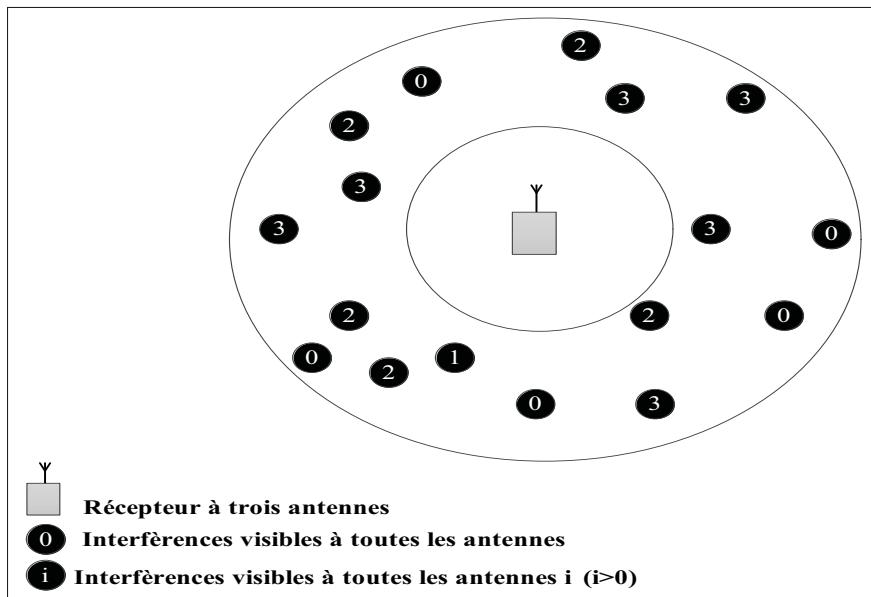


Figure 4.1 Schématisation des interférences placées autour d'un récepteur à trois antennes  
Tirée de Chopra et Evans (2012)

Dans les sections suivantes, nous proposons d'étudier et de développer les récepteurs pour deux cas d'études différents. Dans le premier cas, nous considérons les interférences indépendantes sur les antennes réceptrices et dans le deuxième cas nous considérons que les interférences vues par les antennes réceptrices sont corrélées.

## 4.3 Hypothèse 1 : Interférences indépendantes sur les antennes réceptrices

### 4.3.1 Description du modèle

Avoir des interférences indépendantes sur les antennes réceptrices peut être interprété physiquement par plusieurs scénarios. Par exemple dans des cas où les antennes sont suffisamment espacées les unes des autres ou encore dans les cas où il y a des obstacles entre les sources d'interférences et les antennes réceptrices. Ces obstacles font en sorte que les interférences produites sont vues seulement par certaines antennes et pas par les autres. Le système de communication considéré est décrit comme suit :

Nous disposons d'un émetteur à une seule antenne et d'un récepteur à  $N_r$  antennes. Le signal reçu à la  $i^{me}$  antenne est comme suit :

$$r_i = h_i x + N_i, \quad (4.8)$$

avec  $x$  est le symbole transmis (modulé en BPSK et de durée un (1) échantillon),  $N_i$  est le bruit total (impulsionnel et Gaussien) suivant le modèle physique tel que décrit par l'équation 2.16 et  $h_i = |h_i|e^{j\theta_i}$  représente le gain complexe du canal de transmission qui est supposé être quasi statique durant un symbole. La figure 4.2 illustre des réalisations d'interférences indépendantes observées par un récepteur à trois antennes. La figure 4.3 représente un exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences observées par deux antennes différentes. Les deux figures montrent que les interférences reçues sur des antennes différentes sont indépendantes.

Dans ce qui suit, nous présentons les récepteurs à antennes multiples que nous avons testés pour l'hypothèse 1. Nous avons considéré deux récepteurs. Le récepteur conventionnel MRC, qui est l'optimal dans le cas d'un BBAG (Andrea, 2005), et le récepteur PDC (Post Detection Combining).

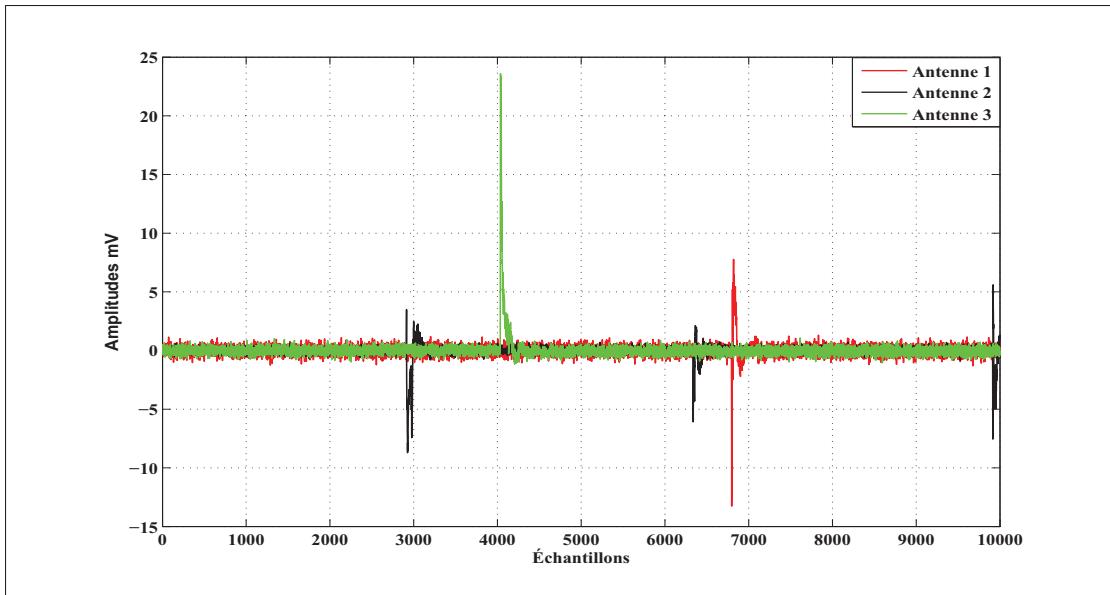


Figure 4.2 Exemples d'interférences observées par un récepteur à trois antennes

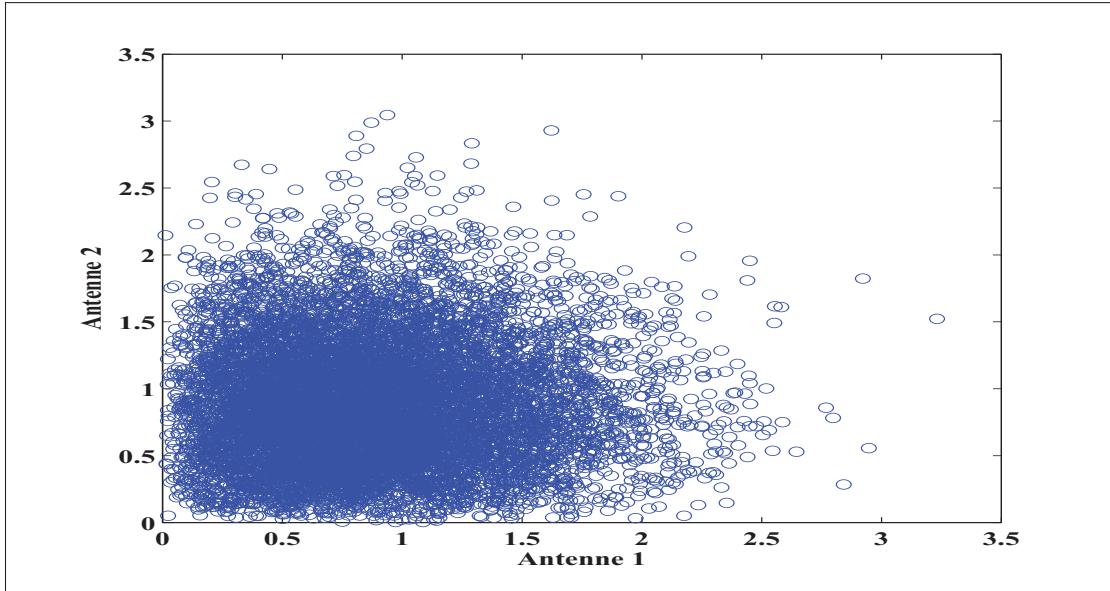


Figure 4.3 Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences indépendantes observées par deux antennes différentes

### 4.3.2 Le récepteur MRC

Le récepteur conventionnel MRC suppose la connaissance des gains du canal. La décision sur les symboles reçus s'effectue en appliquant la règle suivante (Andrea, 2005) :

$$\Lambda_{MRC} = \Re\left\{\sum_{i=1}^{N_r} r_i \hat{h}_i^*\right\} \begin{matrix} x=1 \\ \geqslant \\ x=-1 \end{matrix} 0 \quad (4.9)$$

avec  $\Re(\cdot)$  représente la partie réelle et  $h^*$  le complexe conjugué de  $h$ . L'application de ce récepteur à un milieu sujet à un bruit impulsif risque d'engendrer des performances dégradées (Rajan et Tepedelenlioglu, 2010; Tepedelenlioglu et Gao, 2005). En effet, le récepteur MRC combine tous les signaux reçus sur les antennes puis décide le symbole possiblement transmis. De ce fait, la présence d'une impulsion, sur une seule antenne, domine la décision finale. Ainsi, l'utilité des autres antennes (le gain de diversité) est réduite comparée au cas du BBAG.

### 4.3.3 Le récepteur PDC

Le récepteur PDC effectue aussi des combinaisons linéaires. Toutefois, le PDC combine les décisions prises sur chaque antenne (et non pas les signaux) afin de prendre une décision finale. L'idée est d'ajouter un bloc de décision sur chaque antenne avant de faire la combinaison. Ainsi, l'impact d'une forte impulsion est limité seulement à l'antenne affectée. L'approche considérée est représentée par la figure 4.4. Le terme  $\hat{r}_i$  représente la décision sur la  $i^{eme}$  antenne telle que décrite par l'équation 4.10.

$$\hat{r}_i = \Lambda_{antenne_i} = \Re\left\{r_i \hat{h}_i^*\right\} \begin{matrix} x=1 \\ \geqslant \\ x=-1 \end{matrix} 0 \quad (4.10)$$

Une décision finale,  $\hat{x}$ , est ensuite effectuée en combinant les décisions prises sur chacune des antennes comme suit :

$$\hat{x} = \begin{cases} 1 & \text{si } \sum_{i=1}^{N_r} \hat{r}_i \geq 0 \\ -1 & \text{si non.} \end{cases} \quad (4.11)$$

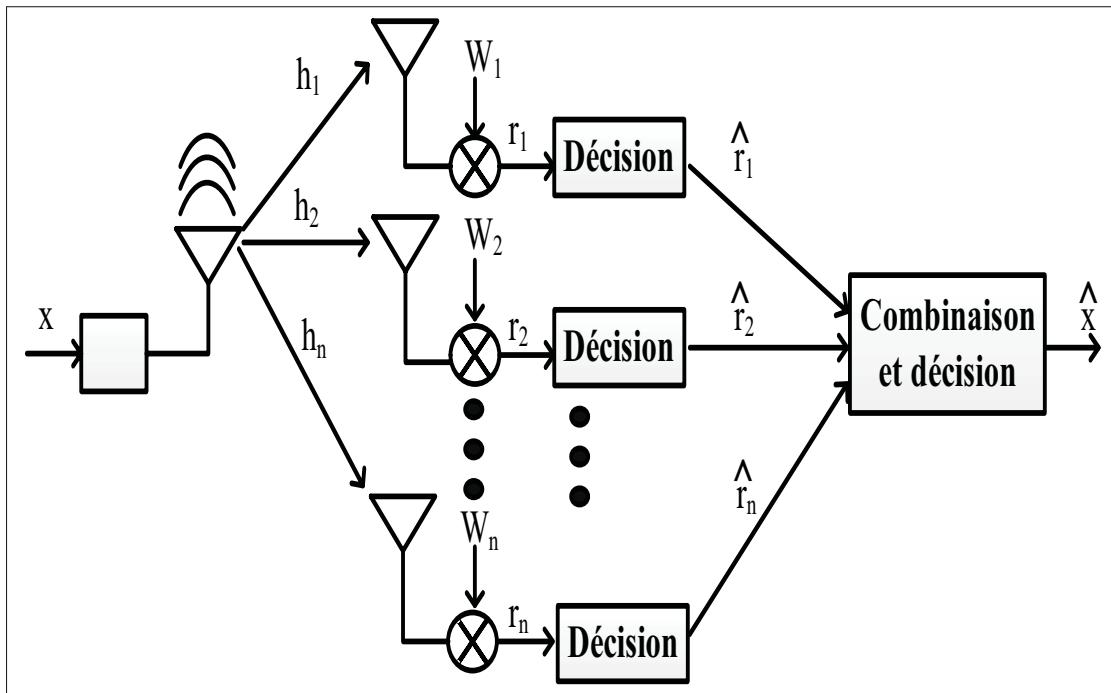


Figure 4.4 Diversité spatiale avec post-détection

Malgré que le récepteur PDC réduit le degré de diversité, nous allons voir que dans certains scénarios les performances obtenues sont meilleures que celles du récepteur MRC conventionnel.

#### 4.3.4 Simulations et discussions

Nous avons d'abord testé les performances du récepteur conventionnel MRC dans deux milieux différents. L'un est corrompu par un bruit BBAG et l'autre est corrompu par un bruit impulsionnel. Ce dernier est généré suivant le modèle physique tel que décrit par l'équation

2.16. Pour avoir des bruits indépendants sur chacune des antennes, nous avons généré un bruit impulsionnel propre à chacune des antennes avec un nombre de sources fixé à  $N_s = 1$ . Pour avoir un bruit très impulsionnel, nous avons utilisé une densité de  $\lambda_p = 1 \times 10^{-4}$  impulsions par échantillon avec  $\Gamma = 10$ . Le canal est considéré Rayleigh. L'évaluation de performance est faite en terme de TEB. Le SNR est le rapport de puissance entre le signal et toutes les composantes de bruit (Gaussienne et impulsionnelle). Les résultats sont présentés à la figure 4.5.

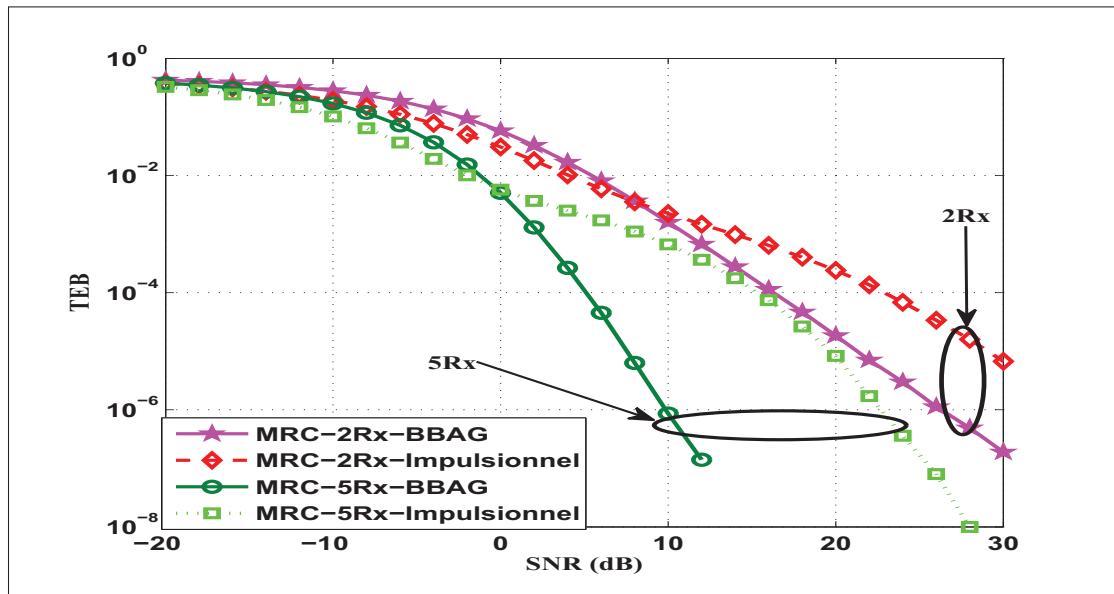


Figure 4.5 TEB du MRC en présence d'un BBAG et en présence d'un bruit très impulsionnel (interférences non corrélées) avec différent nombre d'antennes

Comme nous l'avons prévu, l'application du MRC en présence du bruit impulsionnel engendre des performances dégradées comparées au cas où le bruit est Gaussien. Nous remarquons que plus on augmente le SNR, plus la différence de performance augmente. En d'autres termes, la courbe de performance du cas d'un BBAG décroît, en fonction du SNR, plus rapidement que celle du cas d'un bruit impulsionnel. Ceci est expliqué par le fait que, même à des hauts SNR, les fortes impulsions sont capables de surpasser le signal désiré et causer plus d'erreurs qu'un bruit BBAG. Lors de l'augmentation du nombre d'antennes réceptrices de deux à cinq,

la dégradation de performance est plus significative. En d'autres termes, le taux d'amélioration de performance habituellement obtenu en augmentant le nombre d'antennes est réduit comparé à un cas de BBAG. Pour quantifier ces observations, le tableau 4.1 donne le SNR nécessaire pour atteindre une performance cible en terme de TEB. Passer de deux antennes à cinq antennes réceptrices dans le cas d'un BBAG permet d'atteindre un gain en SNR de 11 dB. Dans le cas d'un bruit impulsionnel, le gain résultant est de seulement 7 dB.

Tableau 4.1 SNR nécessaires pour atteindre  
 $TEB = 10^{-4}$

nombre d'antennes	BBAG	Bruit impulsionnel
2Rx	16 dB	23 dB
5Rx	5 dB	16 dB
<b>Gain en SNR</b>	<b>11 dB</b>	<b>7 dB</b>

La figure 4.6 illustre les performances correspondantes au récepteur PDC comparé au récepteur MRC.

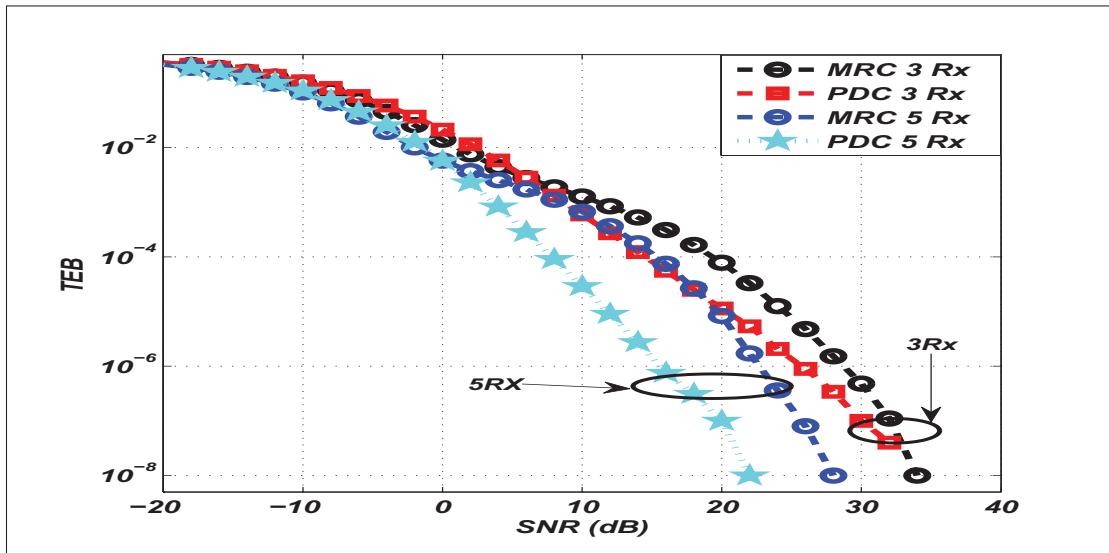


Figure 4.6 TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit très impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes

À faibles valeurs de SNR, les deux récepteurs ont des performances très similaires. Plus le SNR augmente, plus les performances du récepteur PDC surpassent celles du MRC. Par exemple, en utilisant cinq antennes réceptrices et à un SNR de 8 dB, le PDC est capable d'atteindre une performance de  $\text{TEB} = 10^{-4}$ . Toutefois, le récepteur MRC a besoin d'un SNR de 15 dB pour atteindre la même performance. Cependant, pour les hauts SNR, le récepteur MRC peut présenter des performances similaires à celles du PDC. Par exemple, à un SNR de 32 dB et en utilisant trois antennes réceptrices, les deux courbes se croisent. Ceci s'explique par le fait qu'à très haut SNR, le signal désiré est assez fort. Donc, même les fortes impulsions ne sont plus capables de générer beaucoup d'erreurs. De ce fait, Le MRC commence à surpasser le PDC puisqu'il présente des gains de diversité.

Pour un scénario où le bruit est moyennement impulsif ( $\lambda_p = 1 \times 10^{-4}$  impulsions par échantillon et  $\Gamma = 1$ ), figure 4.7, nous observons les mêmes conclusions que le cas précédent. Toutefois, nous remarquons que le MRC est capable de surpasser le PDC plus rapidement que dans le cas précédent. Par exemple, en utilisant trois antennes, les courbes du MRC et du PDC se croisent à 24 dB. Le point d'intersection pour un bruit faiblement impulsif ( $\lambda_p = 5 \times 10^{-4}$  impulsions par échantillon et  $\Gamma = 1$ ), figure 4.8, se situe à 14 dB. Il est à noter qu'en utilisant plus d'antennes, le PDC garde son amélioration de performance par rapport au MRC plus longtemps.

D'après ces observations, nous pouvons conclure que le PDC est plus robuste aux interférences que le MRC. Ceci est vrai lorsque le bruit est très impulsif et/ou lorsque le nombre d'antennes réceptrices est élevé. Toute fois, pour les SNR relativement élevés, le MRC arrive à rattraper le PDC ou même à le surpasser et ce grâce à son gain en diversité.

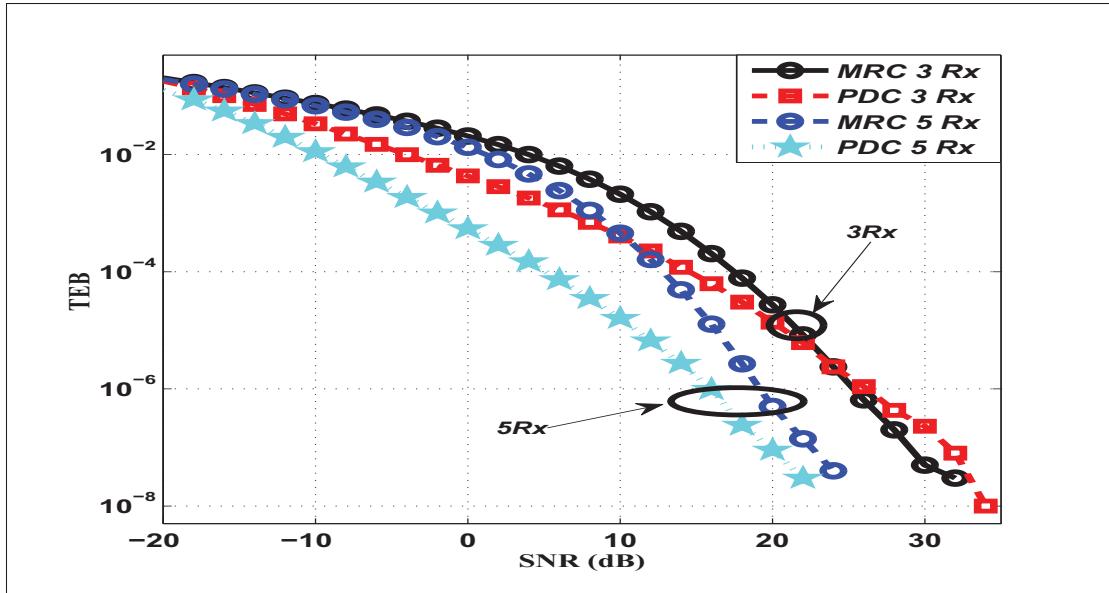


Figure 4.7 TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit moyen-nement impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes

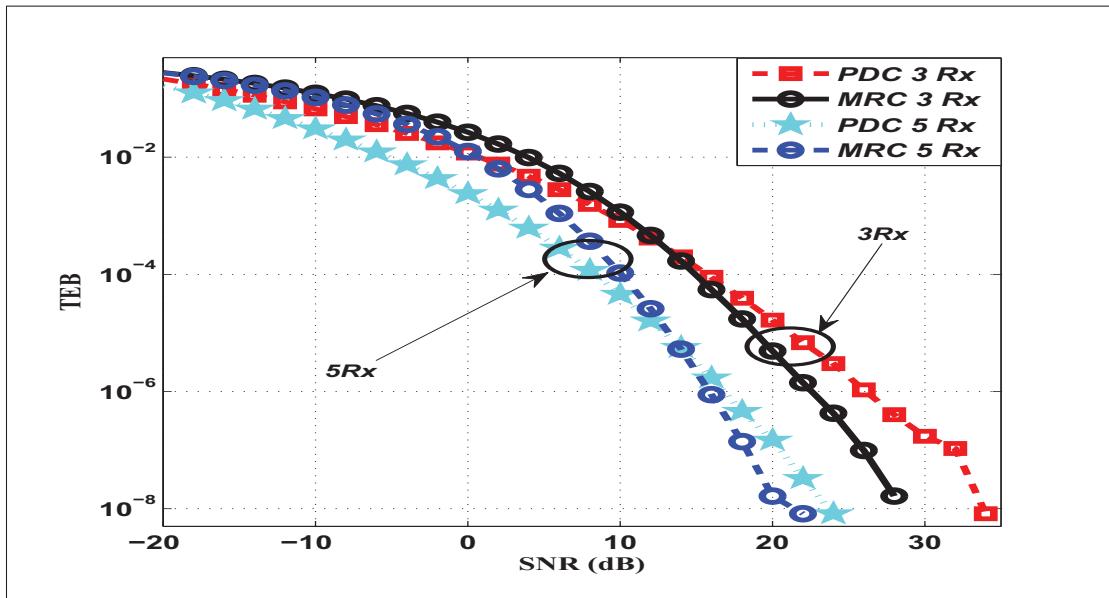


Figure 4.8 TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit faiblement impulsionnel (interférences non corrélées) avec différents nombres d'antennes

## 4.4 Hypothèse 2 : Interférences dépendantes sur les antennes réceptrices

### 4.4.1 Modèle du système

Nous supposons que les interférences sont dépendantes sur les antennes réceptrices. Plus précisément, nous supposons que les sources d'interférences sont les mêmes et peuvent toutes être vues par les antennes réceptrices. Plusieurs sources d'interférences peuvent être actives pendant le temps d'observation. Les interférences générées par des sources différentes sont considérées indépendantes. Chacune des sources génère des interférences décrites par l'équation 2.14. L'interférence générée par chaque source atteint toutes les antennes réceptrices avec la même amplitude mais avec un déphasage différent. Ces déphasages sont considérés aléatoires et uniformément distribués sur  $[-\pi, \pi]$ . De plus, un bruit Gaussien, représentant le bruit interne (thermique) sur chaque antenne réceptrice est aussi considéré. Les bruits Gaussiens sur les antennes sont locaux et indépendants les uns des autres. La figure 4.9 schématise la façon dont les antennes réceptrices observent les interférences et les bruits Gaussiens locaux.

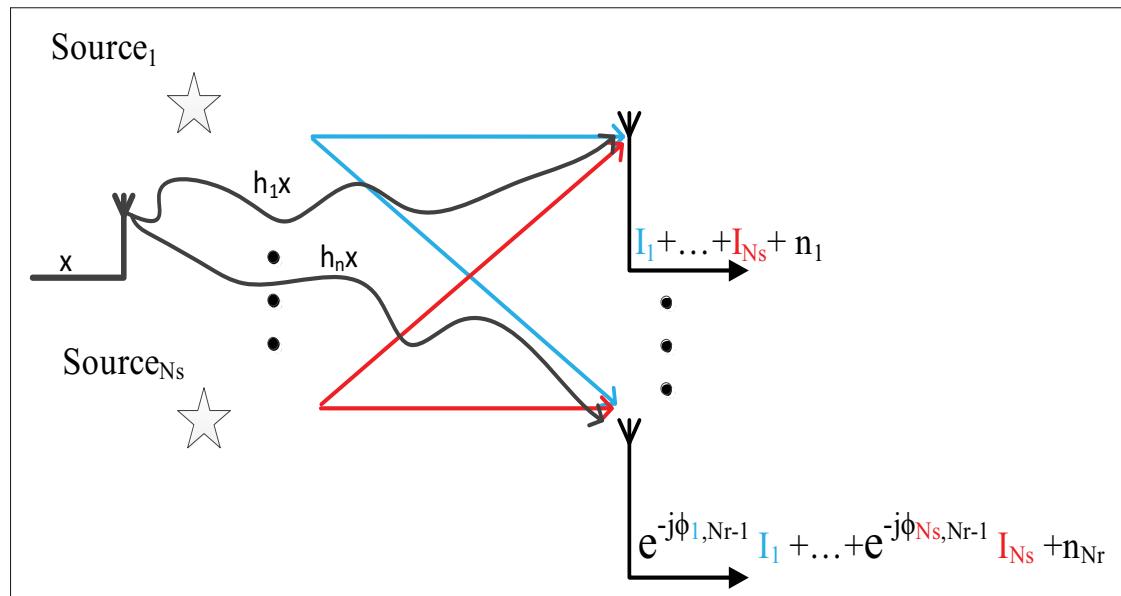


Figure 4.9 Interférences et bruits observés sur les antennes réceptrices

Le signal reçu est décrit comme suit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x + \sum_{k=1}^{N_s} I_k \mathbf{a}_k + \mathbf{n}, \quad (4.12)$$

avec  $x$  est le symbole transmis,  $N_s$  est le nombre de sources actives,  $\mathbf{n}$  est le vecteur des bruits Gaussiens locaux sur les antennes et  $\mathbf{h}$  de dimension  $[1, N_r]^T$  représente le vecteur des gains du canal. Ces gains de canal sont supposés indépendants.  $I_k$  représente l'interférence générée par la  $k^{eme}$  source telle que décrite par l'équation 2.14. Le vecteur  $\mathbf{a}_k = [1, e^{-j\phi_{k,1}}, e^{-j\phi_{k,2}}, \dots, e^{-j\phi_{k,N_r-1}}]^T$  désigne les déphasages correspondants à la  $k^{eme}$  source sur les  $N_r$  antennes réceptrices.

La figure 4.10 illustre un exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences dépendantes observées par deux antennes différentes. Cette illustration montre que deux antennes réceptrices observent les mêmes interférences avec une forte corrélation. Les faibles amplitudes, proches de zéro, sont moins corrélées. Ceci est dû à l'ajout des bruits Gaussiens locaux indépendants sur chacune des antennes. La figure 4.11 illustre un exemple de diagramme de dispersion des amplitudes de deux interférences générées par deux sources différentes. Cette illustration montre que les interférences produites par deux sources différentes sont indépendantes.

#### 4.4.2 Le récepteur proposé

Dans cette section, la dépendance des interférences est exploitée pour réduire leurs effets. Pour la clarté de la présentation, nous commençons par considérer le cas d'un récepteur à deux antennes. Ensuite, le cas plus général considérant un nombre arbitraire d'antennes, est dérivé.

##### 4.4.2.1 Deux antennes à la réception

Commençons par un scénario où il y a une seule source d'interférence. Supposons aussi que le récepteur a une estimation parfaite du vecteur de déphasage de l'interférence sur les antennes réceptrices noté  $\mathbf{a}_1 = [1, e^{-j\phi_{1,1}}]^T$ . La conception de ce récepteur tire avantage d'une caractéris-

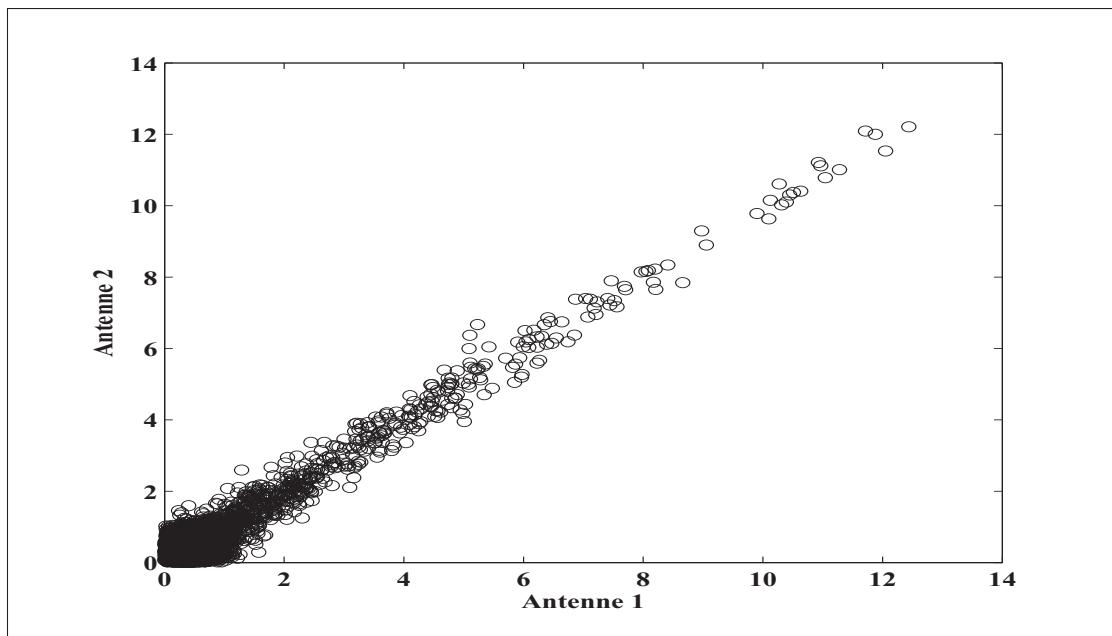


Figure 4.10 Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes des interférences dépendantes observées par deux antennes

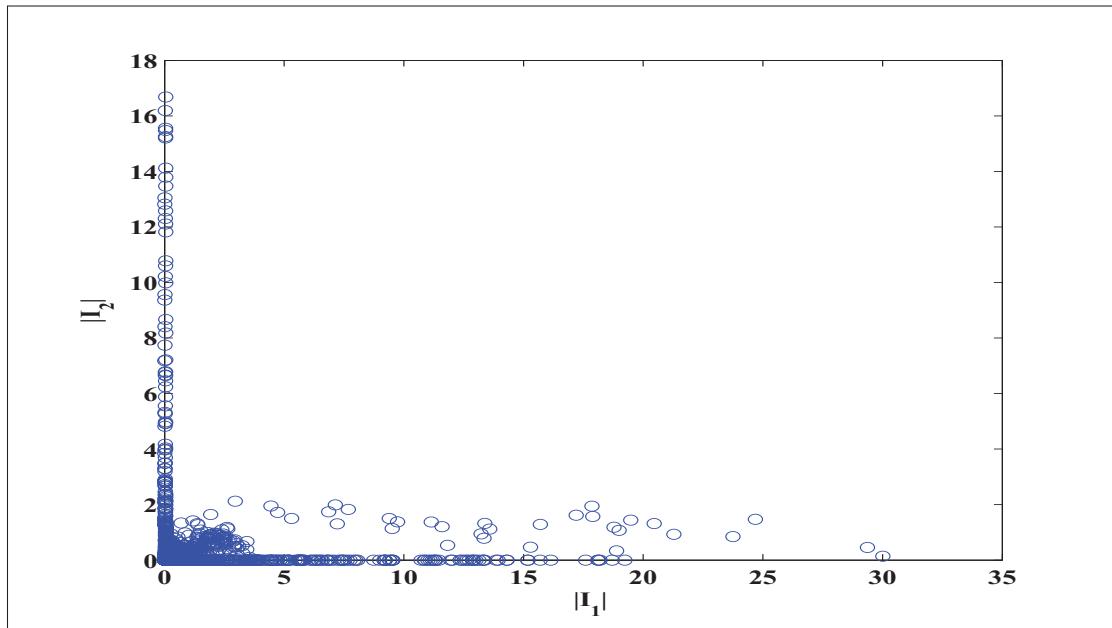


Figure 4.11 Exemple de diagramme de dispersion des amplitudes de deux interférences générées par deux sources différentes

tique intéressante des interférences qui est son impulsivité. Comme remarqué dans les parties précédentes, la performance du récepteur est fortement reliée au niveau du SNR. Pour cela, nous distinguons entre deux cas : cas de faible SNR et cas de haut SNR.

### **Cas de faible SNR :**

Pour des faibles valeurs de SNR, le signal transmis est surpassé par le bruit Gaussien. La majorité des erreurs sont causées par la composante Gaussienne. La contribution de la composante impulsionale dans la génération des erreurs est moins significative. Ceci est dû au fait que la composante Gaussienne est toujours présente à chaque échantillon. La composante impulsionale quant à elle n'est présente que lorsque la source d'interférence s'active et elle n'affecte qu'une portion des échantillons. C'est pourquoi, à faible SNR, le bruit expérimenté peut être approximé à seulement la composante Gaussienne comme suit :

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \simeq \begin{bmatrix} h_1x + n_1 \\ h_2x + n_2 \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Ainsi, le récepteur calcule la métrique suivante qui correspond à celle utilisée dans la règle de décision d'un récepteur Gaussien :

$$R_g = \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{h}}\mathbf{x}\|^2, \quad (4.14)$$

avec  $\mathbf{x}$  représente les valeurs possibles du signal transmis  $x$  notamment  $-1$  et  $+1$ .

### **Cas de haut SNR :**

Le signal désiré surpassé la composante Gaussienne du bruit. Le taux d'erreurs causées par cette composante est maintenant faible et peut être négligé. Par contre, puisque les impulsions apparaissent avec de fortes amplitudes, la composante impulsionale est alors la source principale des erreurs. Le récepteur peut négliger la composante Gaussienne et considérer seulement la composante impulsionale. Le signal reçu peut, dans ce cas, être réduit à :

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \simeq \begin{bmatrix} h_1x + I_1 \\ h_2x + e^{-j\phi_{1,1}}I_1 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Afin d'annuler l'interférence, il est possible de combiner les signaux obtenus sur les deux antennes comme suit :

$$R_{I,1} = |(r_1 - \hat{h}_1x)e^{-j\hat{\phi}_{1,1}} - (r_2 - \hat{h}_2x)|. \quad (4.16)$$

Dans le but d'obtenir les meilleures performances, il est important de considérer les deux cas possibles, faible et haut SNR. De ce fait, la décision finale doit prendre en considération les deux scénarios possibles. Le récepteur estime le symbole transmis en combinant les deux équations 4.14 et 4.16 comme suit :

$$R = \min_x (R_g + \rho R_{I,1}), \quad (4.17)$$

avec  $\rho$  est un poids qui dépend du rapport de la puissance moyenne de la composante impulsionnelle sur la puissance moyenne de la composante Gaussienne  $\Gamma$ . Nous pouvons remarquer que si  $\rho = 0$ , nous retrouvons le récepteur Gaussien conventionnel. La figure 4.12 illustre le bloc diagramme du récepteur proposé.

Nous étendons notre système à un cas de plusieurs sources d'interférences actives. Nous continuons à supposer que le récepteur est capable d'avoir une estimation parfaite des vecteurs de déphasages  $\mathbf{a}_k$ . Il est important de rappeler à ce stade que la génération des interférences par plusieurs sources est un phénomène aléatoire indépendant d'une source à une autre. Par conséquent, la probabilité d'observer deux ou plusieurs fortes impulsions provenant de sources différentes au même instant est faible. De ce fait, du point de vue du récepteur, et à un instant donné, le bruit observé est composé par les éléments suivants : l'impulsion la plus forte créée par la source active à cet instant, un résidu des impulsions générées par les sources actives précédem-

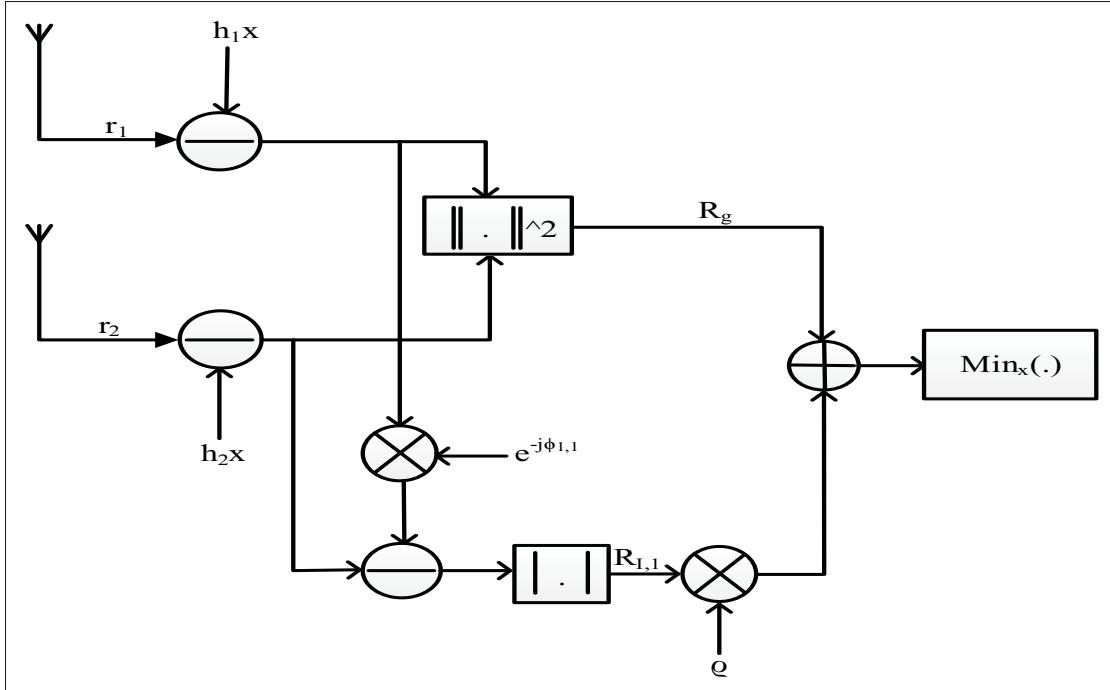


Figure 4.12 Bloc diagramme du récepteur proposé

ment et le bruit Gaussien local à l'antenne. Puisqu'il existe plusieurs sources d'interférences, le récepteur commence par identifier laquelle des sources est active. C'est la composante dont il a le plus d'intérêt à éliminer. Le reste des résidus des interférences précédentes seront considérés faibles et peuvent être approximés à des Gaussiennes. Pour ce faire, le récepteur commence par tester tous les vecteurs de déphasages possibles. La source de l'interférence la plus forte sera celle dont le vecteur  $a_k$  minimise l'équation 4.18 :

$$R_{I,1} = \min_{\substack{\phi_{k,1} \\ 1 \leq k \leq N_s}} \left( \left| (r_1 - \hat{h}_1 x) e^{-j\hat{\phi}_{k,1}} - (r_2 - \hat{h}_2 x) \right| \right). \quad (4.18)$$

Le récepteur applique ensuite le résultat de l'équation 4.18 dans l'équation 4.17 pour estimer le symbole transmis  $x$ .

L'opération de l'identification de la source de l'impulsion la plus significative peut être complexe surtout quand le nombre de sources est élevé. Ceci est causé par le fait que le récepteur doit tester tous les cas possibles.

Nous considérons dans la suite que le récepteur ne dispose d'aucune connaissance des vecteurs de déphasages  $\mathbf{a}_k$ . Afin d'identifier l'interférence la plus significative le récepteur estime d'abord son déphasage comme décrit par l'équation 4.19 :

$$\hat{\phi}_1 = -\text{angle} \left( \frac{r_2 - \hat{h}_2 x}{r_1 - \hat{h}_1 x} \right). \quad (4.19)$$

Le récepteur applique le résultat obtenu dans l'équation suivante :

$$R_{I,1} = |(r_1 - \hat{h}_1 x) e^{-j\hat{\phi}_1} - (r_2 - \hat{h}_2 x)|. \quad (4.20)$$

Le résultat de l'équation 4.20 est appliqué dans l'équation 4.17 pour estimer le symbole transmis  $x$ . Ceci réduit la complexité due aux multiples tests effectués par le récepteur tels que décrits dans le cas précédent. Néanmoins, il y a une dégradation de performances causée par les erreurs d'estimation du déphasage  $\hat{\phi}_1$  dans l'équation 4.19.

#### 4.4.2.2 Plusieurs antennes à la réception

L'extension du récepteur proposé à un récepteur à plusieurs antennes réceptrices est directe. En effet, nous proposons de combiner également les métriques utilisées dans la règle de décision sur toutes les antennes comme suit :

$$R_I = \sum_{z=1}^{N_r-1} R_{I,z}. \quad (4.21)$$

Si le récepteur dispose d'une connaissance parfaite du vecteur de déphasage  $\mathbf{a}_k$ , le terme  $R_{I,z}$  est défini comme suit :

$$R_{I,z} = \min_{\substack{\phi_{k,z} \\ 1 \leq k \leq N_s}} \left( |(r_1 - \hat{h}_1 x) e^{-j\hat{\phi}_{k,z}} - (r_{z+1} - \hat{h}_{z+1} x)| \right), \quad 1 \leq z \leq N_r - 1 \quad (4.22)$$

Dans le cas contraire, pas de connaissance de  $\mathbf{a}_k$ , le terme  $R_{I,z}$  est calculé comme suit :

$$R_{I,z} = \left| \left( r_1 - \hat{h}_1 x \right) e^{-j\hat{\phi}_z} - \left( r_{z+1} - \hat{h}_{z+1} x \right) \right|, \quad 1 \leq z \leq N_r - 1 \quad (4.23)$$

avec  $\hat{\phi}_z$  est l'estimation du déphasage de l'impulsion la plus significative entre la première et la  $z^{eme+1}$  antenne (tel que dans l'équation 4.19). Le  $R_I$  résultant sera ensuite appliqué à l'équation 4.17 pour faire une estimation du symbole transmis  $x$ . Pour le reste de ce rapport, le terme (RP) est utilisé pour désigner le récepteur proposé.

#### 4.4.3 Simulations et discussions

Commençons par présenter les performances des deux récepteurs PDC et MRC. Dans le scénario actuel, l'apparition d'une impulsion affecte toutes les antennes. De ce fait, même en effectuant des décisions locales sur chacune des antennes réceptrices, l'effet de l'impulsion dominera toutes les décisions. Par conséquent, la performance du PDC est dégradée. Les résultats correspondants sont illustrés par la figure 4.13.

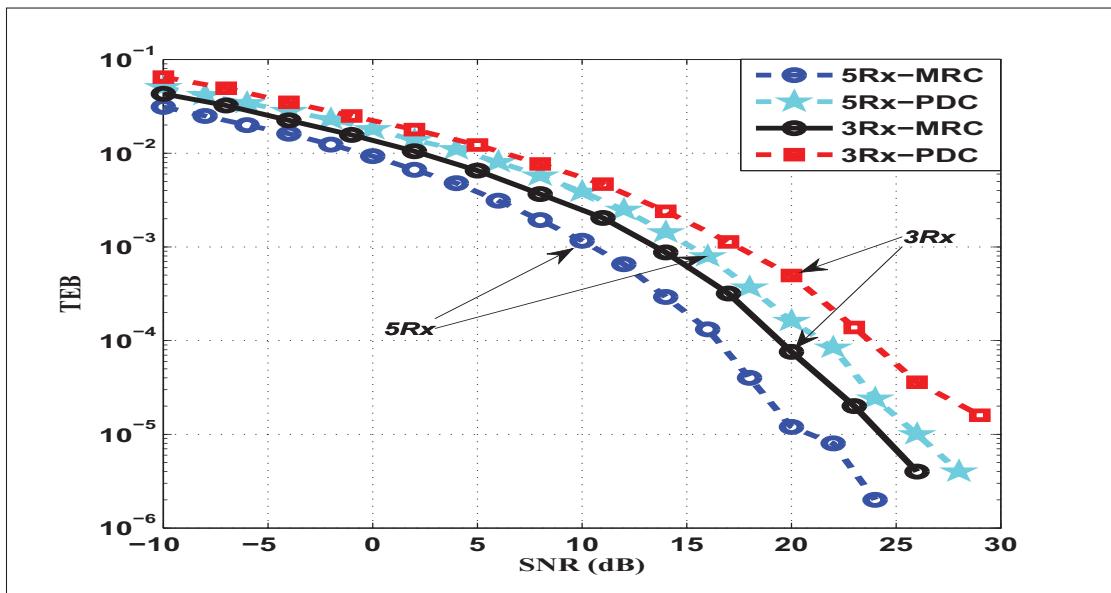


Figure 4.13 TEB du MRC et du PDC en présence d'un bruit très impulsionnel (interférences corrélées)

Comme prévu, l'application du PDC dans ce scénario n'apporte pas d'amélioration de performances. Au contraire, dans ce cas, il est plus adéquat de choisir le MRC par rapport au PDC. Ensuite, les performances du récepteur proposé (PR) sont comparées à celles du récepteur MRC. La figure 4.14 correspond au scénario de 3 sources actives, une connaissance des déphasages et un canal Rayleigh.

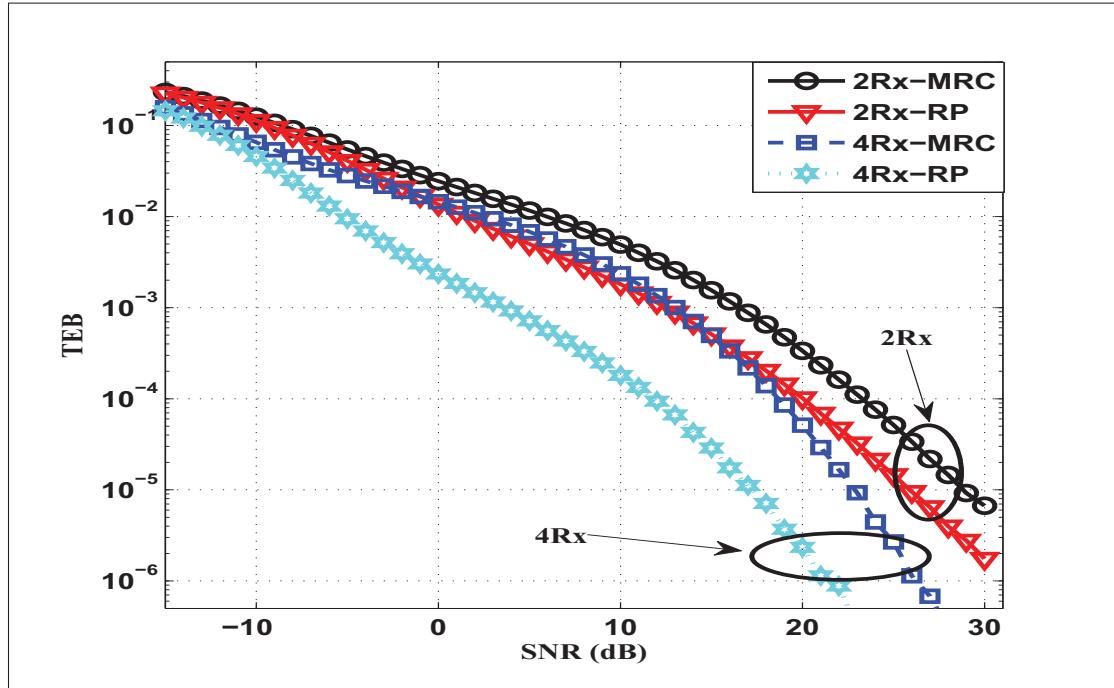


Figure 4.14 TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit faiblement impulsionnel ( $\lambda_p = 5 \times 10^{-4}$  et  $\Gamma = 1$ ),  $\mathbf{a}_k$  connus

Comme prévu, à faibles valeurs de SNR, les deux récepteurs présentent des performances similaires. Cependant, plus le SNR augmente meilleures sont les performances du RP comparées au récepteur MRC. Par exemple, le RP avec quatre antennes atteint une performance de  $TEB = 10^{-4}$  à un SNR de 12 dB. Le MRC atteint la même performance à un SNR de 19 dB. Lorsque le nombre d'antennes réceptrices augmente, la différence de performance devient plus remarquable. En effet, contrairement au MRC, notre récepteur prend en considération les deux composantes Gaussienne et impulsionnelle. Dans ce scénario, le rapport de puissance entre ces deux composantes est  $\Gamma=1$ . Les deux composantes sont pondérées équitablement.

Dans un deuxième scénario, la même configuration précédente est utilisée avec un bruit très impulsif ( $\Gamma$  est augmentée de 1 à 10). Dans ce cas, la composante impulsionale est plus significative. Ainsi, pour avoir de meilleurs résultats, elle est pondérée plus que la composante Gaussienne. Nous avons augmenté progressivement la valeur de  $\rho$  de 1 à une valeur choisie empiriquement égale à 5. Augmenter  $\rho$  à une valeur supérieure à 5, dans ce scénario, n'apporte plus d'amélioration de performance. La figure 4.15 donne les résultats de variation de  $\rho$ .

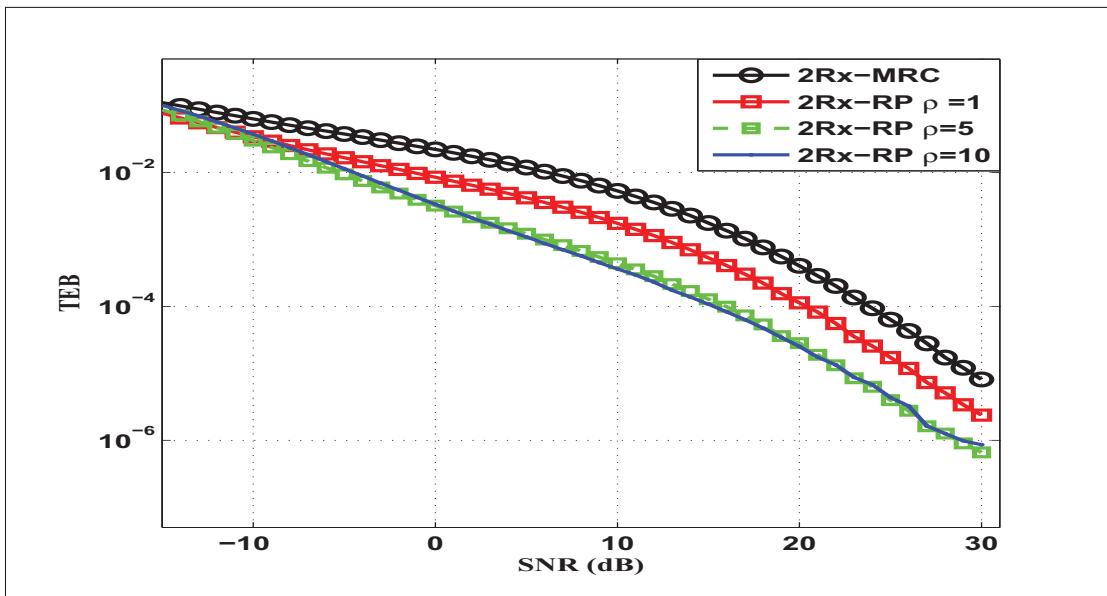


Figure 4.15 Exemples de l'effet de variation de  $\rho$  ( $\rho=1, 5$  et  $10$ ) sur la performance du RP à deux antennes en présence d'un bruit très impulsif  $\Gamma=10$

Pour le reste des scénarios où le bruit est très impulsif, nous avons considéré une valeur de pondération  $\rho=5$ . La figure 4.16 illustre les résultats de la comparaison du MRC au RP correspondants au scénario précédent en utilisant deux et quatre antennes.

Dans le troisième scénario, nous considérons que le récepteur n'a pas de connaissance des déphasages  $a_k$ . Le récepteur a besoin alors d'estimer les phases des impulsions tel que décrit par l'équation 4.19. Les résultats de ce scénario sont donnés par la figure 4.17, pour un bruit faiblement impulsif et par la figure 4.18 pour un bruit très impulsif.

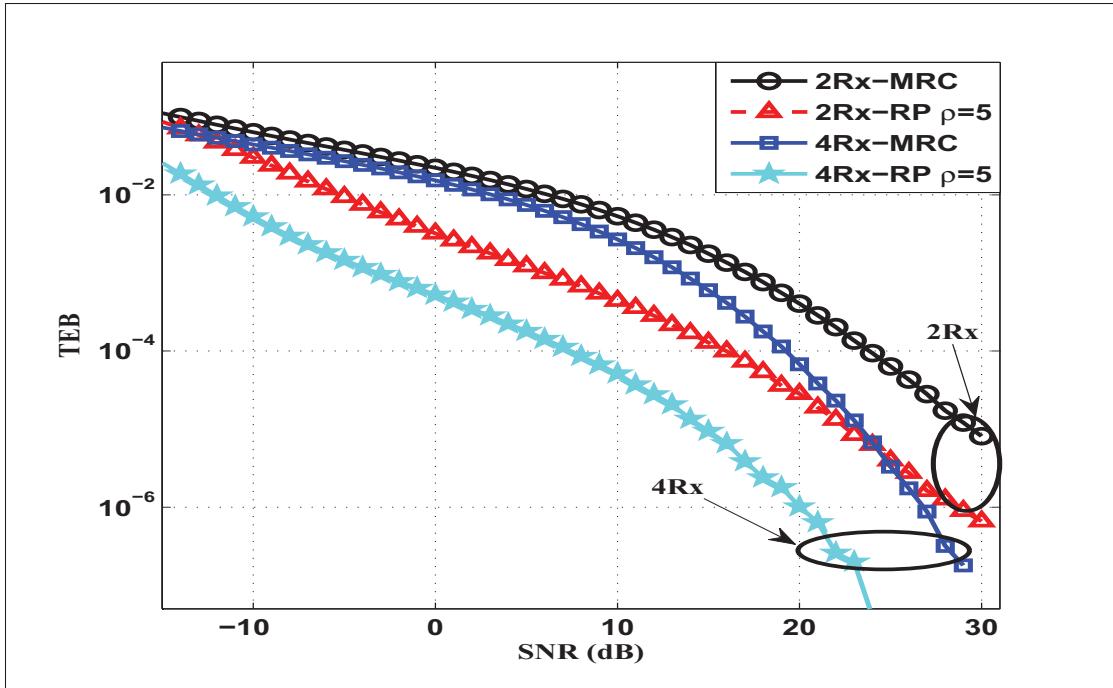


Figure 4.16 TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit très impulsionnel  $\Gamma=10$ , et avec connaissance de  $\mathbf{a}_k$

Même en absence de la connaissance des vecteurs de déphasages  $\mathbf{a}_k$ , le RP surpassé le MRC. Cependant, l'amélioration des performances est moins significative que celle du cas où les  $\mathbf{a}_k$  sont connus. Par exemple, en utilisant quatre antennes réceptrices, pour un bruit faiblement impulsionnel ( $\Gamma = 1$ ), et ayant une connaissance parfaite des vecteurs  $\mathbf{a}_k$ , le récepteur proposé peut atteindre un TEB de l'ordre de  $10^{-5}$  avec un SNR de 17 dB. Toutefois, sans la connaissance des vecteurs  $\mathbf{a}_k$ , le récepteur proposé a besoin d'un SNR de 19 dB pour atteindre cette même performance. Cette dégradation de performance est principalement causée par des erreurs lors de l'estimation des phases telle que dans l'équation 4.19. Nous avons alors calculé cette erreur d'estimation. Les résultats correspondants sont donnés par la figure 4.19. Plus le bruit est impulsionnel, meilleure est la capacité d'estimation des vecteurs de déphasage  $\mathbf{a}_k$ .

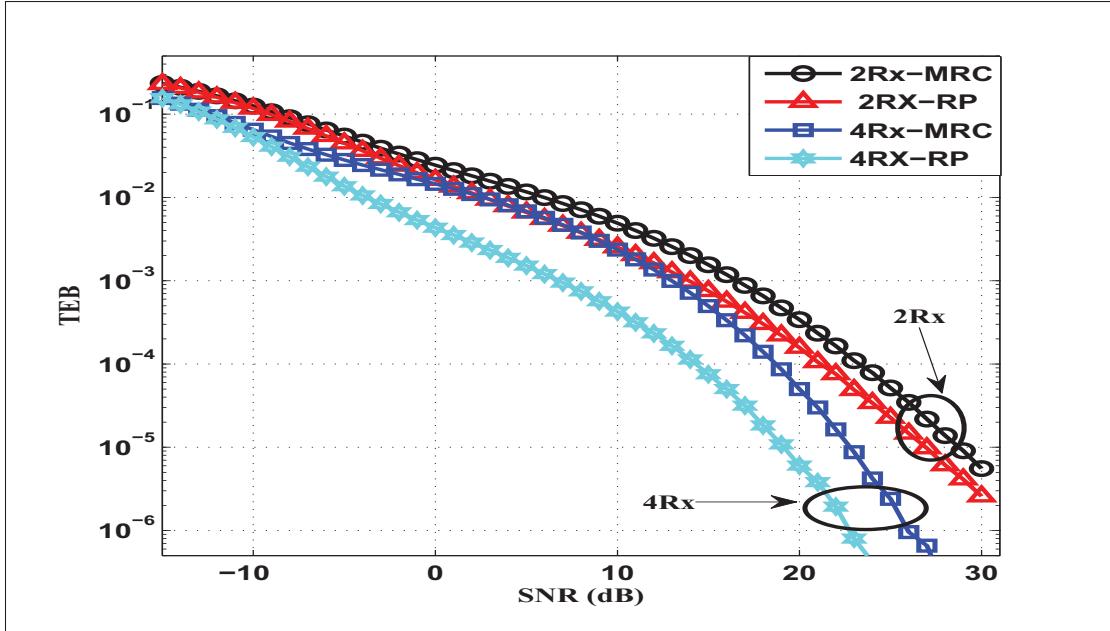


Figure 4.17 TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit faiblement impulsionnel  $\Gamma=1$ , et pas de connaissance des  $a_k$

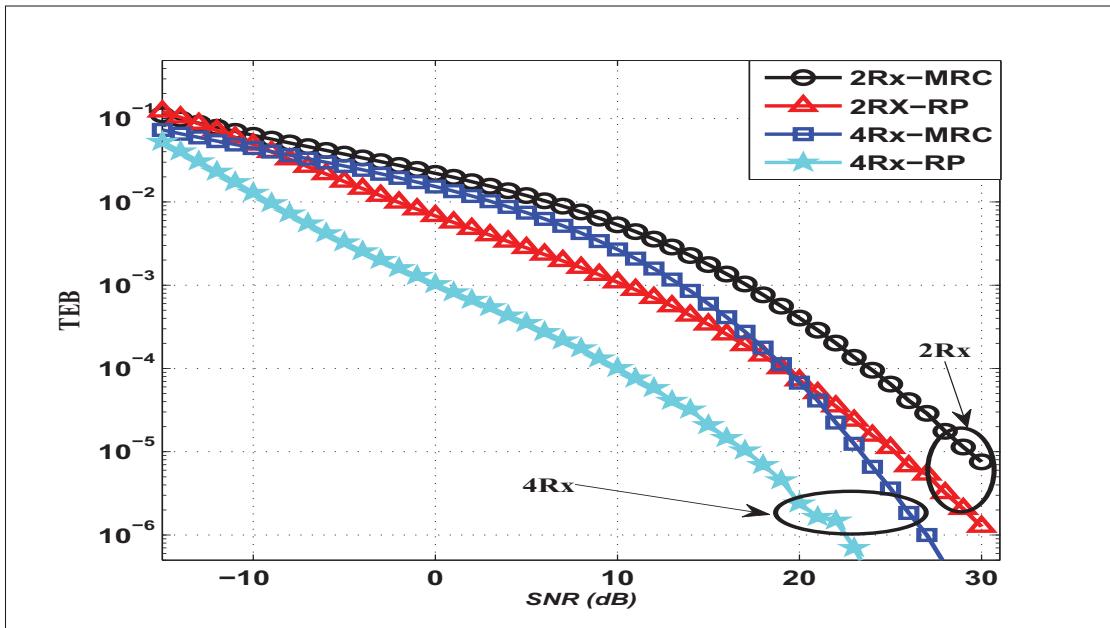


Figure 4.18 TEB du MRC et du RP en présence d'un bruit très impulsionnel  $\Gamma=10$ , et pas de connaissance des  $a_k$

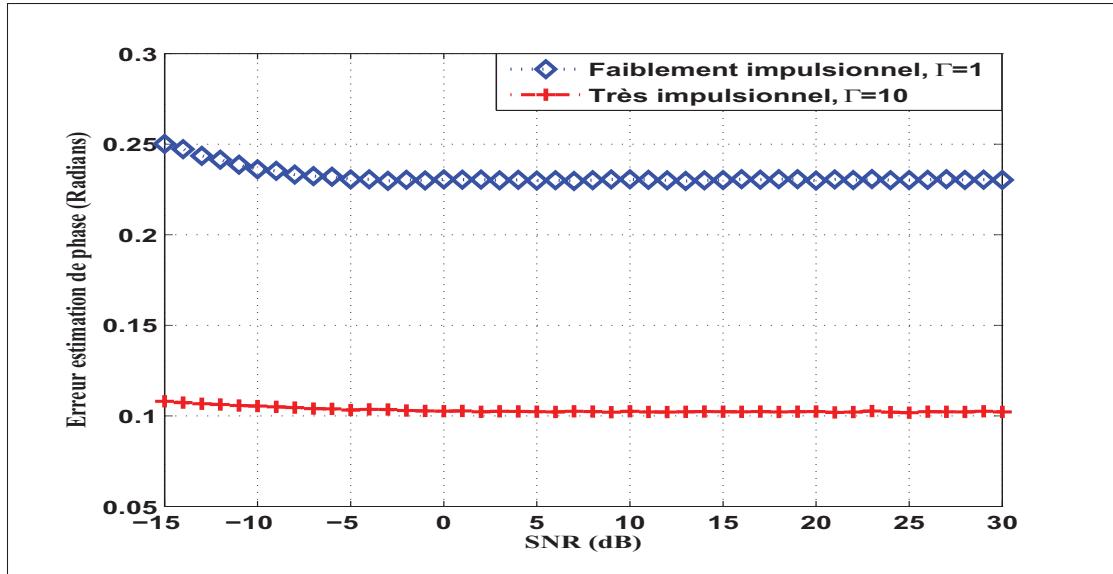


Figure 4.19 Calcul des erreurs d'estimation de phases pour un bruit faiblement impulsionnel ( $\Gamma = 1$ ) et fortement impulsionnel ( $\Gamma = 10$ )

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord proposé une extension du modèle physique, conçu pour une seule antenne, à un scénario à plusieurs antennes. Deux hypothèses sur les interférences ont été considérées : corrélées et indépendantes sur les antennes réceptrices. L'application directe du récepteur conventionnel MRC engendre une dégradation de performance par rapport au cas habituel du BBAG. L'application du récepteur PDC a permis d'avoir des améliorations de performances. Ceci est vrai seulement lorsque les interférences sont indépendantes. Pour la deuxième hypothèse où les interférences sont corrélées, nous avons développé un nouveau récepteur. Ce dernier tire avantage de la corrélation des interférences pour les supprimer. Les simulations ont montré que notre récepteur est plus robuste que le MRC. L'amélioration de performance est très visible quand le récepteur dispose d'une connaissance parfaite des vecteurs de déphasages  $\mathbf{a}_k$ . L'amélioration est moins prononcée pour les cas où il y a des erreurs sur l'estimation des déphasages tout en restant significative.



## CONCLUSION

Les postes électriques à haute tension se distinguent par un environnement RF particulier. Ce dernier est gouverné par divers types d’interférences électromagnétiques dont les plus importantes se présentent sous forme de bruits impulsifs. Ces interférences ne peuvent être considérées comme des bruits Gaussien et doivent être traitées autrement. Dans la première partie de ce rapport, nous avons présenté les causes, les effets ainsi que les paramètres qui engendrent le bruit impulsif. Les causes principales étant les décharges partielles. Ces phénomènes sont le résultat des défaillances temporaire des isolateurs des appareils. Ils génèrent des fortes impulsions électromagnétiques. Ces impulsions se caractérisent par un temps et une durée d’apparition aléatoires. Les travaux s’intéressant à la modélisation du bruit impulsif considèrent généralement des modèles statistiques. Parmi ces modèles on trouve le modèle de Middleton Class A et les distributions Alpha Stable. Les échantillons du bruit générés par ces deux modèles sont considérés indépendants. Cependant, tels qu’observés par les mesures, l’apparition d’une impulsion affecte plusieurs échantillons successifs. De ce fait, nous avons considéré dans ce travail l’utilisation de la modélisation physique des phénomènes derrière l’apparition des impulsions dérivée par (Au *et al.*, 2015a) pour avoir une représentation plus adéquate. En effet, ce modèle permet de générer des échantillons de bruits avec une certaine corrélation tel qu’observé dans les mesures réelles.

Dans la deuxième partie de ce rapport, nous avons montré qu’appliquer les récepteurs conventionnels Gaussiens en présence du bruit impulsif engendre des performances dégradées. Nous avons présenté et simulé des récepteurs développés pour les modèles MCA et S $\alpha$ S. Ces récepteurs sont conçus pour des systèmes à une antenne. Leur application a permis d’avoir de meilleures performances sous certaines conditions. Nous avons appliqué ces mêmes récepteurs sur le modèle physique du bruit impulsif. Nous n’avons pas observé d’amélioration de performances. Ceci est causé principalement par la corrélation temporelle entre les échantillons successifs du bruit.

La troisième partie de ce travail considère les systèmes à antennes multiples pour réduire les effets du bruit impulsif. Nous avons relevé que divers scénarios peuvent avoir lieu. La dif-

férence réside dans la façon par laquelle les interférences sont vues par les différentes antennes. Nous avons distingué entre le cas où ces interférences sont indépendantes ou corrélées sur les antennes. Pour le premier cas, l'application de la post-détection a permis d'avoir de meilleures performances que celles du récepteur conventionnel. Cette amélioration est bien observée surtout lorsque le bruit est très impulsif. Toutefois, cette technique perd son efficacité quand les impulsions sont corrélées. Nous avons alors développé et proposé un nouveau récepteur plus adéquat à ce scénario. Les simulations ont montré que le récepteur proposé est capable d'aboutir à de meilleures performances que celles du récepteur conventionnel.

Ce travail nous a permis de relever l'importance d'avoir une modélisation adéquate du bruit pour pouvoir développer des récepteurs capables de bien opérer dans les environnements des postes électriques. Toutefois, plusieurs pistes de recherche restent à explorer notamment :

- avoir des mesures réelles du bruit dans les postes avec des systèmes multi-antennes ;
- représenter analytiquement le modèle à multi-antennes pour dériver un récepteur optimal ;
- explorer les techniques de transmission multi-antennes dans le contexte du bruit impulsif.

## BIBLIOGRAPHIE

- Andrea, G., 2005. *Wireless Communications*. Royaume-Uni : Cambridge University Press.
- Au, M., F. Gagnon, et B. Agba. 2013. « An Experimental Characterization of Substation Impulsive Noise for a RF Channel Model. ». In *PIERS Proceedings*.
- Au, M., B. L. Agba, et F. Gagnon. 2015a. « An analysis of transient impulsive noise in a Poisson field of interferers for wireless channel in substation environments ». *arXiv preprint arXiv :1504.06880*.
- Au, M., B. Agba, et F. Gagnon. June 2015b. « A Model of Electromagnetic Interferences Induced by Corona Discharges for Wireless Channels in Substation Environments ». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, n° 3, p. 522-531.
- Berrou, C., A. Glavieux, et P. Thitimajshima. May 1993. « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. 1 ». In *IEEE International Conference on Communications, 1993. ICC '93 Geneva. Technical Program, Conference Record*. p. 1064-1070 vol.2.
- Blackard, K., T. Rappaport, et C. Bostian. Sep 1993. « Measurements and models of radio frequency impulsive noise for indoor wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, n° 7, p. 991-1001.
- Blankenship, T., D. Kriztman, et T. Rappaport. May 1997. « Measurements and simulation of radio frequency impulsive noise in hospitals and clinics ». In *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*. p. 1942-1946 vol.3.
- Chambers, J. M., C. L. Mallows, et B. Stuck. 1976. « A method for simulating stable random variables ». *Journal of the american statistical association*, vol. 71, n° 354, p. 340–344.
- Chopra, A. et B. L. Evans. 2012. « Joint statistics of radio frequency interference in multiantenna receivers ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, n° 7, p. 3588–3603.
- Delaney, P. A. 1995. « Signal detection in multivariate class-A interference ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, n° 2/3/4, p. 365–373.
- Donoho, D. L. et J. M. Johnstone. 1994. « Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage ». *Biometrika*, vol. 81, n° 3, p. 425–455.
- Gao, P. et C. Tepedelenlioğlu. 2007. « Space-time coding over fading channels with impulsive noise ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, n° 1, p. 220–229.
- Gonzalez, J. G. 1997. « Robust Techniques for Wireless Communications in Non-gaussian Environments ». PhD thesis, Newark, DE, USA. 338p.
- Güzelgöz, S., H. Arslan, A. Islam, et A. Domijan. 2011. « A review of wireless and PLC propagation channel characteristics for smart grid environments ». *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2011, p. 15.

- Hamming, R. W. 1950. « Error detecting and error correcting codes ». *Bell System technical journal*, vol. 29, n° 2, p. 147–160.
- Haring, J. et A. Vinck. Jul 2002. « Performance bounds for optimum and suboptimum reception under Class-A impulsive noise ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n° 7, p. 1130-1136.
- Kim, Y. et G. Zhou. 1998. « Representation of the Middleton class B model by symmetric alpha-stable processes and chi-distributions ». In *Fourth International Conference on Signal Processing Proceedings, 1998. ICSP'98. 1998*. p. 180–183. IEEE.
- Madi, G., F. Sacuto, B. Vrigneau, B. Agba, Y. Poussset, R. Vauzelle, et F. Gagnon. 2011. « Impacts of impulsive noise from partial discharges on wireless systems performance : application to MIMO precoders ». *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2011, n° 1, p. 186.
- McDonald, K. F. et R. S. Blum. 2000. « A statistical and physical mechanisms-based interference and noise model for array observations ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, n° 7, p. 2044–2056.
- Middleton, D. Nov 1973. « Man-Made Noise in Urban Environments and Transportation Systems : Models and Measurements ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 21, n° 11, p. 1232-1241.
- Middleton, D. Aug 1977. « Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference ». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-19, n° 3, p. 106-127.
- Middleton, D. Aug 1979. « Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference ». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-21, n° 3, p. 190-208.
- Middleton, D. May 1999. « Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications : new methods an results for class A and class B noise models ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n° 4, p. 1129-1149.
- Nason, G. 1995. Choice of the threshold parameter in wavelet function estimation. *Wavelets and statistics*, p. 261–280. Springer.
- Ndo, G., F. Labeau, et M. Kassouf. Oct 2013. « A Markov-Middleton Model for Bursty Impulsive Noise : Modeling and Receiver Design ». *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, n° 4, p. 2317-2325.
- Nolan, J. P. 1997. « Numerical Calculation of Stable Densities and Distribution Functions ». *Communications in Statistics. Stochastic Models*, vol. 13, n° 4, p. 759-774.
- Oh, H., H. Nam, et S. Park. Oct 2014. « Adaptive Threshold Blanker in an Impulsive Noise Environment ». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, n° 5, p. 1045-1052.

- Pakala, W. et V. Chartier. May 1971. « Radio Noise Measurements on Overhead Power Lines from 2.4 to 800 KV ». *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, n° 3, p. 1155-1165.
- Pakala, W., E. Taylor, et R. Harrold. July 1968. « Radio Noise Measurements on High Voltage Lines from 2.4 to 345 kV ». In *Electromagnetic Compatibility Symposium Record, 1968 IEEE*. p. 96-107.
- Parsons, J. D., 2000. *The Mobile Radio Propagation Channel*. éd. second. England : John Wiley and Sons Ltd.
- Pettai, R., 1978. *Noise in receiving systems*. England : John Wiley and Sons Ltd.
- Proakis, J. et M. Salehi, 2007. *Digital Communications*. McGraw-Hill higher education.
- Rajan, A. et C. Tepedelenlioglu. September 2010. « Diversity Combining over Rayleigh Fading Channels with Symmetric Alpha-Stable Noise ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, n° 9, p. 2968-2976.
- Saaifan, K. et W. Henkel. January 2013. « Decision Boundary Evaluation of Optimum and Suboptimum Detectors in Class-A Interference ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, n° 1, p. 197-205.
- Sacuto, F., F. Labeau, et B. Agba. March 2014. « Wide Band Time-Correlated Model for Wireless Communications under Impulsive Noise within Power Substation ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, n° 3, p. 1449-1461.
- Sacuto, F., B. L. Agba, F. Gagnon, et F. Labeau. 2012. « Evolution of the RF characteristics of the impulsive noise in high voltage environment ». In *IEEE Third International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2012*. p. 686–691. IEEE.
- S.Ambike, J. I. et D. Hatzinakos. Mar 1994. « Detection for binary transmission in a mixture of Gaussien noise and impulsive noise modeled as an alpha stable process ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 1, n° 3.
- Samoradnitsky, G. et M. S. Taqqu, 1994. *Stable non-Gaussian random processes : stochastic models with infinite variance*, volume 1.
- Skomal, E. N., 1978. *Man made radio noise*. New York : Van nostrand reinhold company.
- Spaulding, A. et D. Middleton. Sep 1977. « Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment—Part I : Coherent Detection ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, n° 9, p. 910-923.
- Stein, D. Nov 1995. « Detection of random signals in Gaussian mixture noise ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, n° 6, p. 1788-1801.

- Sureka, G. et K. Kiasaleh. May 2013. « Sub-Optimum receiver architecture for AWGN channel with Symmetric alpha stable interference ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, n° 5.
- Tarik S. Shehata, I. M. et M. Al-tanany. Oct 2012. « Suboptimal detectors for alpha stable noise : Simplifying design and improving performances ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, n° 10, p. 2982-2989.
- Tepedelenlioglu, C. et P. Gao. Nov 2005. « On diversity reception over fading channels with impulsive noise ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, n° 6, p. 2037-2047.
- Tsihrintzis, G. et C. Nikias. Jun 1996. « Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, n° 6, p. 1492-1503.
- Vaseghi, S. V., 2006. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. éd. Third. England : John Wiley and Sons Ltd.
- Weron, A. et R. Weron. 1995. « Computer simulation of Lévy  $\alpha$ -stable variables and processes ». *Lecture Notes in Physics*, vol. 457, p. 379–392.
- Xiaoyu Hu, Z. C. et F. Yin. March 2014. « Impulsive Noise Cancellation for MIMO Power Line Communications ». *Journal of Communications*, vol. 9, n° 3, p. 241-247.
- Zhidkov, S. Nov 2003. « Impulsive noise suppression in OFDM-based communication systems ». *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, n° 4, p. 944-948.
- Zhidkov, S. January 2008. « Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, n° 1, p. 5-9.