

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	ii
LISTE DES ABREVIATIONS ET NOTATIONS	vi
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1.....	3
INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FIL.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Architecture générale des systèmes de communication sans fil	3
1.2.1 L'émetteur	4
1.2.2 Le récepteur.....	9
1.3 Traitement numérique du signal.....	11
1.3.1 Modulation numérique.....	12
1.3.2 Modulation multi-porteuse	14
1.3.3 Technique d'étalement de spectre	16
1.4 Les systèmes de téléphonie mobiles standards.....	17
1.4.1 2G.....	17
1.4.2 2.5 G	19
1.4.3 2.75 G	20
1.4.4 3G	20
1.4.5 3.5 G	21
1.4.6 4 G	22
1.5 Les réseaux sans fil standards	22
1.5.1 Les réseaux sans fil de première génération.....	23
1.5.2 Les réseaux sans fil de deuxième génération	23
1.5.3 Troisième génération des réseaux sans fil (WMAN).....	24
1.6 Conclusion	24
CHAPITRE 2.....	25
INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATION NON-LINEAIRES	25
2.1 Introduction	25
2.2 Introduction aux circuits non-linéaires	25
2.2.1 Notion de compression de gain	25
2.2.2 Produit d'intermodulation	26
2.2.3 Point d'interception	28

2.2.4 Niveau de bruit	28
2.2.5 Point de compression	28
2.2.6 Dynamique :	29
2.3 Non-linéarité dans les systèmes de communications sans fil	29
2.3.1 Amplificateur de puissance (PA)	29
2.3.2 LNA (Low Noise Amplifier)	35
2.3.3 Mélangeurs	36
2.4 Distorsion non linéaire dans les systèmes de communication sans fil.....	38
2.4.1 Interférence sur les canaux adjacents	39
2.4.2 Dégradation de la performance du système et de la qualité de modulation.....	39
2.5 Modélisation et simulation des systèmes de communication non-linéaires.....	40
2.5.1 Modélisation et simulation en ingénierie	40
2.5.2 Simulation des circuits non-linéaires	42
2.5.3 Modélisation des circuits non-linéaires	44
2.6 Conclusion	47
CHAPITRE 3.....	48
DISTORSION NON LINEAIRE	48
3.1 Introduction	48
3.2 Modélisation de la distorsion non linéaire.....	48
3.2.1 Enveloppe complexe [10]	49
3.2.2 Identification de la distorsion non-linéaire.....	51
3.2.3 Orthogonalisation	52
3.2.4 Fonction d'autocorrélation	56
3.2.5 PSD Power Spectral Density	57
3.3 Mesure de la performance des systèmes de communication sous la non-linéarité. 58	
3.3.1 ACPR	58
3.3.2 SNR.....	59
3.3.3 Facteur de qualité	60
3.3.3 EVM	60
3.3.4 Noise-to-Power Ratio (NPR)	61
3.3.5 Noise figure	62
3.4 Simulation.....	62
3.4.1 Présentation de Simulink	62

3.4.2 Présentation du travail	62
3.4.3 Résultats.....	64
3.5 Conclusion	74
CONCLUSION GENERALE	75
ANNEXES.....	76
A .1 : MATLAB et Simulink.....	76
A .2 : Les différents blocs de Simulink utilisés.....	76
A.3 : Les différents blocs utilisés dans la simulation, et leur configuration.....	77
A.3.1 Random Integer generator :.....	77
A.3.2 Rectangular QAM Modulator Baseband.....	78
A.3.3 Discrete-Time Signal Trajectory Scope	78
A.3.4 Discrete-Time Scatter Plot Scope	79
A.3.5 Raised Cosine Transmit Filter	79
A.3.6 Saleh Model	79
A.3.7 Raised Cosine Receive Filter	80
A.3.8 Rectangular QAM Demodulator Baseband	80
A.3.9 Error Rate Calculation.....	80
RESUME.....	84
ABSTRACT	84

LISTE DES ABREVIATIONS ET NOTATIONS

3GPP:	3rd GenerationPartnership Project
ACI:	Adjacent Channel Interference.
AM:	Amplitude Modulation.
BER	Bit Error Rate
CAN :	Convertisseur Analogique Numérique.
CDMA:	Code Division Multiple Access
DAMPS :	Digital Advanced Mobile Phone System
dBm:	Decibel-milliwatt
DC:	Composante continue
DQPSK:	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSSS :	Direct Sequence Spread Spectrum
EDGE:	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EVM:	Error Vector Magnitude
fc :	Fréquence porteuse
FDMA:	Frequency Division Multiple Access
FI :	Fréquence Intermédiaire
Gbps:	Gigabits par seconde
GHz:	Gigahertz
GMSK:	Gaussian Modulation Shift Keying
GPRS :	General Packet Radio Service
GSM :	Global System Mobile
HF:	Haute Fréquence
HSDPA:	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA:	High Speed Uplink Packet Access
I :	Composante en phase
IEEE:	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT :	Inverse Fast Fourier Transform
ISM :	Industrial Scientific and Medical
Kbps:	Kilobits par seconde
LNA:	Low Noise Amplifier (Amplificateur faible bruit)
M-ASK :	M-ary Amplitude Shift Keying
Mbps:	Mégabits par seconde

M-FSK :	M-ary Frequency Shift Keying
MHz :	Mégahertz
M-PSK :	M-ary Phase Shift Keying
M-QAM:	M-ary Quadrature Shift Keying
NF:	Noise Figure
NII:	National Institute of Informatics
OFDM:	Orthogonal Frequency Division Multiple
PA:	Power Amplifier (Amplificateur de puissance)
PM:	Phase Modulation
Q:	Composante en quadrature
RF :	Radio Fréquence
SNR:	Signal Noise Rate
TDH:	Total Harmonic Distorsion
TDMA :	Time Division Multiple Access
UMTS :	Universal Mobile Telecommuncation System
VD:	Voie descendante
VGA :	Variable Gain Amplifier (Amplificateur à gain variable)
VM:	Voie Montante
WAP:	Wireless Application Protocol
WCDMA:	Wideband Code Division Multiple Access
WiFi:	Wireless Fidelity
WLAN:	Wide Local Area Network
WMAN:	Wide Metropolitan Area Network

INTRODUCTION GENERALE

Modéliser et simuler les systèmes non-linéaires permettent aux concepteurs de systèmes de communication d'avoir un outil de prévision et de vérification des performances globales du système sous la non-linéarité et les signaux complexes. Traditionnellement, les concepteurs des systèmes radio utilisent des signaux déterministes pouvant être mis en œuvre dans des simulateurs afin de prédire la performance de leurs systèmes non-linéaires. Cependant, les concepteurs sont confrontés à un problème lorsque les signaux d'entrée sont des signaux du monde réel qui sont à caractère aléatoire.

Dans ce cas, le système ne peut pas être simulé en utilisant les méthodes traditionnelles qui ne font pas tenir compte de la nature aléatoire de signaux de communication. Beaucoup de livres qui discutent la modélisation et la simulation de systèmes non-linéaires existent. Cependant, très peu d'entre eux montrent la modélisation et la simulation de la distorsion non-linéaire d'un point de vue stochastique. Les modèles et les méthodes de simulation d'amplificateurs non-linéaires expliquent en détail la manière d'analyser et d'évaluer les performances des liaisons de communication de données et d'établir des indicateurs de performance sous les transformations non linéaires.

C'est pour cela que nous nous intéressons sur l'étude de la « PERFORMANCE DES SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FILS, ETUDE DE LA DISTORSION NON-LINEAIRE ». On repose largement sur l'utilisation d'outils mathématiques pour prédire la performance du système. L'analyse présentée dans l'ouvrage permet aux concepteurs de comprendre les phénomènes non linéaires et donc, pour pouvoir concevoir les systèmes de communication sans fil de manière efficace.

L'étude est divisée en trois grandes parties. La première partie consiste à introduire les systèmes de communication sans fil afin de comprendre les architectures des systèmes sans fil existants ainsi que leurs caractéristiques. Le second chapitre offre un aperçu sur les systèmes non-linéaires, fournit ainsi les bases nécessaires pour comprendre les phénomènes non-linéaires et il sert d'introduction au problème de la modélisation de la distorsion non linéaire. Il discute des grandes techniques utilisées pour caractériser la distorsion non linéaire dans les systèmes de communication sans fil. La dernière partie fournit une technique de mise en œuvre d'un modèle de la non-linéarité et de distorsion non linéaire dans Simulink. Le chapitre présente une introduction à la simulation des systèmes de communication

dans MATLAB et Simulink. Ainsi on y explique comment analyser, prévoir et évaluer la performance des systèmes de communication sans fil sous la distorsion non-linéaire.

Rapport-Gratuit.com

CHAPITRE 1

INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FIL

1.1 Introduction

Les standards de communication sans fil actuels impliquent de structures modernes pour la transmission des signaux et des techniques d'accès multiple. L'étude de l'effet de la distorsion non linéaire sur la performance des systèmes de communication sans fil requiert la connaissance et la compréhension des détails sur les différents blocs dans la partie émettrice et réceptrice de ces systèmes. Ce chapitre montre l'architecture de base des systèmes de communication sans fil modernes incluant l'architecture de l'émetteur et du récepteur. Egalement sera développé le traitement du signal numérique dans ces systèmes et les techniques modernes en termes de transmission numérique. Les systèmes mobiles standards et les réseaux sans fils standard seront présentés afin de mieux illustrer les effets de cette non- linéarité. Eventuellement, tout cela ne sert que d'introduction à l'analyse des systèmes de communication sans fil sous la non-linéarité.

1.2 Architecture générale des systèmes de communication sans fil

L'architecture de base d'un tel système de communication est composée de trois blocs : l'émetteur qui est responsable du conditionnement du signal afin d'avoir une forme adéquate pour sa transmission dans le canal ; Le canal de transmission représente le medium de propagation du signal jusqu'à son arrivée au récepteur, dans notre cas, le canal n'est autre que l'espace vide entre l'émetteur et le récepteur qui reconstitue le signal transmis. Cette chaîne de transmission peut être schématisée par la figure suivante :

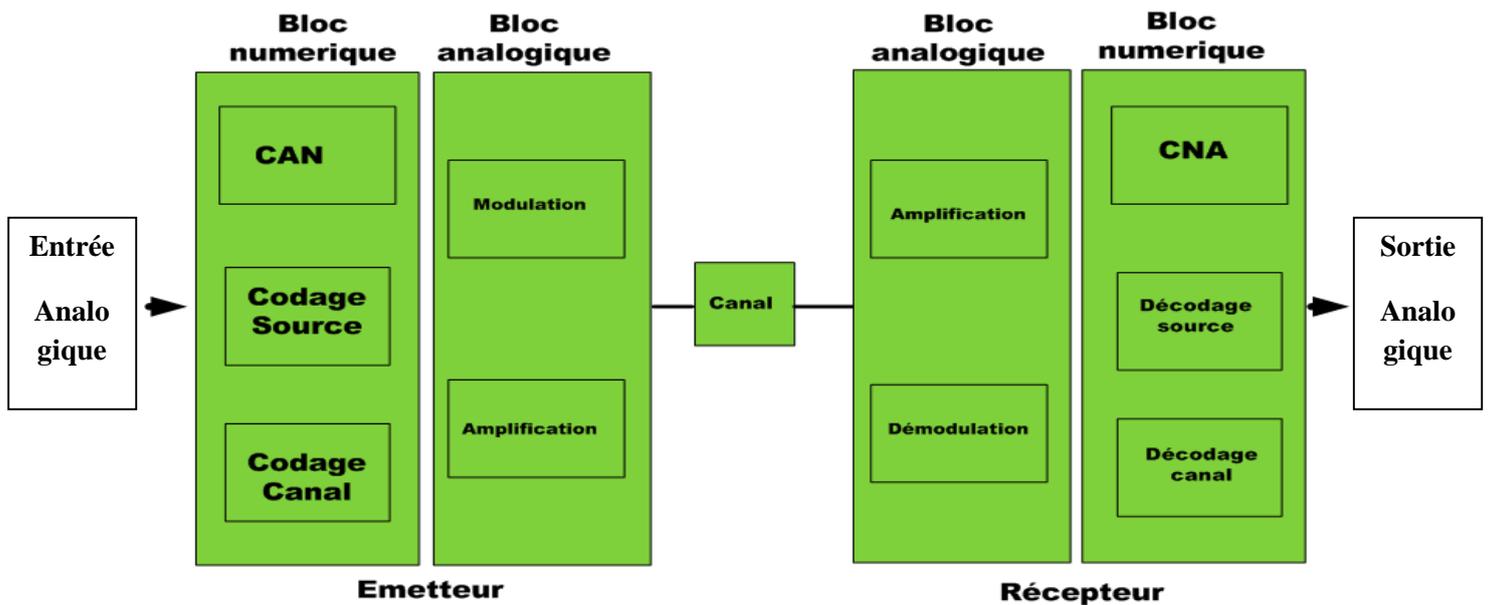


Figure 1.01 : Architecture générale d'une chaîne de transmission numérique.

1.2.1 L'émetteur

L'émetteur est la partie du système de transmission qui fournit le signal porteur de message à transmettre, lui donnant une forme adéquate, adaptée au canal de transmission.

1.2.1.1 Architecture

Le système de transmission ne se limite pas seulement au support physique du transfert de l'information. [1]. Il comprend aussi des dispositifs qui permettent d'adapter le signal à transmettre au canal transformant ainsi le flux de données source en un autre qui sera plus approprié à transmettre dans un canal bruité afin de minimiser les erreurs en réception.

- Bloc numérique

- Codage source

Le codage source est une opération qui consiste d'une part à convertir le message continu en une séquence numérique par l'utilisation d'un convertisseur analogique numérique : CAN et à transformer le message de la source en une séquence d'information « D(x) » de façon à :

- minimiser la taille du message en éliminant les redondances naturelles de l'information source (algorithme de compression) ;
- pouvoir retrouver le message originel à partir de la séquence de substitution « D(x) » [2]

- Codage canal

Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de modifier son contenu. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet. L'information $D(x)$ issue du codage source est transformée en séquence codée $C(x)$. [2]

- Bloc analogique

Ce bloc est responsable de la conversion du signal numérique généré dans le bloc numérique en un signal analogique qui pourra être transmis dans le canal de transmission.

Le signal généré par le bloc numérique est un signal à basse fréquence et de faible puissance appelé signal en bande de base. Pour pouvoir le transmettre, il faut procéder à sa conversion en un signal dont la fréquence appartient à la bande passante du canal et dont la puissance est élevée, par le processus de modulation et d'amplification.

- Modulation

La modulation consiste à l'utilisation d'une onde porteuse qui sert à transposer les données par modification d'une ou de plusieurs caractéristiques de cette onde, amplitude, phase ou fréquence. La modulation permet de remédier à tous les inconvénients liés à une transmission en bande de base [2], notons par exemple que:

- les signaux basse fréquence sont les plus atténués sur la ligne ;
- il n'y a pas de propagation pour les signaux de fréquence en dehors de la bande passante du canal.

- L'amplification en puissance

Les amplificateurs de puissance sont utilisés au bout de l'émetteur afin de produire un signal avec une puissance suffisante pour sa transmission à l'antenne.

1.2.1.2 Classification

Différentes classifications d'architecture d'émetteur numérique sans fil existent. Ces émetteurs peuvent être classifiés selon la manière dont le modulateur est implémenté. Dans ce cas, on a l'architecture en quadrature ou les composantes en phase et en quadrature du signal en bande de base sont modulées séparément pour ensuite être combinées. La seconde architecture possible et l'architecture polaire ou la phase et amplitude sont modulées séparément puis combinées pour produire le signal modulé. Selon la manière dont la transposition de fréquence se fait, on peut avoir une transposition directe et indirecte, basées de mélangeurs.

Une autre approche est la présence ou non de la non-linéarité incluses dans la conception de l'émetteur. La non-linéarité est principalement reliée à l'amplificateur de puissance et du mélangeur.

Le choix de l'émetteur dépend de plusieurs facteurs. Il peut s'agir de la complexité du circuit, ou bien de la notion de linéarité et de puissance, mais généralement, la performance d'un émetteur est mesurée à l'aide des paramètres en rapport avec la puissance et la linéarité comme la puissance maximum émise et la valeur de la distorsion non linéaire introduite par les éléments non linéaire incorporés dans la conception de l'émetteur.

- Emetteur homodyne

Les signaux portés par les voies I et Q correspondent respectivement aux parties réelle et imaginaire du signal bande de base à transmettre. [3]

La composante en phase I module une porteuse de fréquence f_c tandis que la composante en quadrature Q module la même porteuse dont la phase est décalée de 90 degrés. . Dans le cas de l'architecture homodyne, le modulateur IQ recombine les signaux I et Q issus du traitement numérique en un signal unique porté directement à la fréquence porteuse.

Le signal en bande de base est directement converti à la fréquence f_c sans utiliser de Fréquence Intermédiaire (FI). Le filtre passe bande à la sortie sert à éliminer les intermodulations dues à la présence de l'amplificateur de puissance qui ne doivent pas être émises par l'antenne afin de ne pas perturber les canaux adjacents.

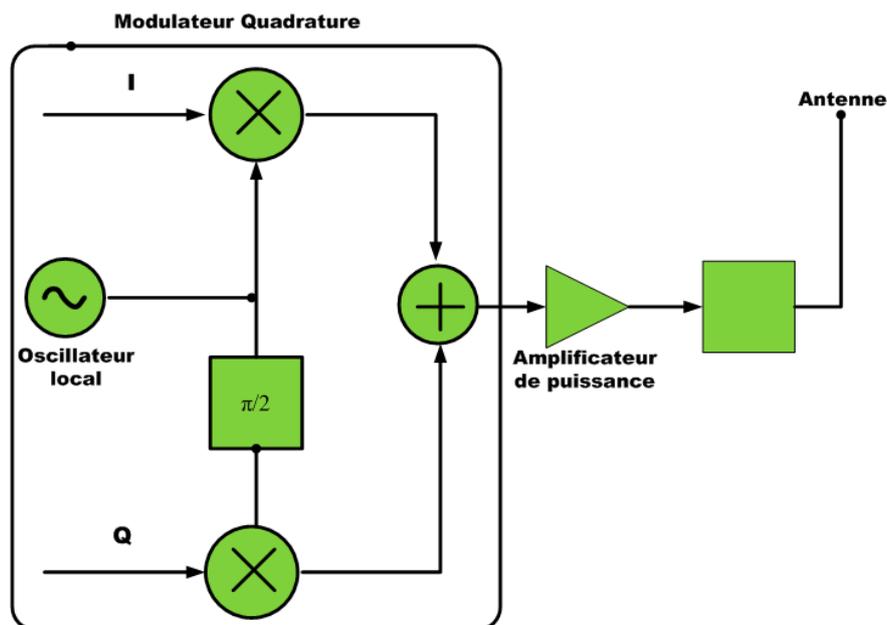


Figure 1.02 : Schéma d'un émetteur homodyne.

- Emetteur superhétérodyne

Dans l'émetteur superhétérodyne, les composantes en quadrature et en phase du signal en bande de base modulent tout d'abord un signal de fréquence intermédiaire généré par un oscillateur local. Le signal obtenu module ensuite une porteuse de haute fréquence générée par un autre oscillateur local. Après chaque mélangeur se place un filtre passe-bande afin d'éliminer les fréquences inutiles.

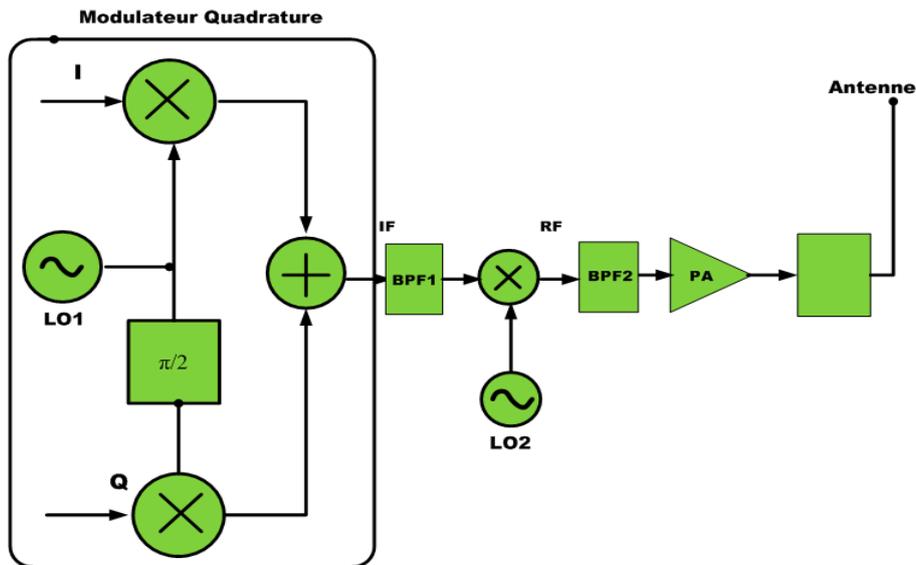


Figure 1.03 : Schéma d'un émetteur superhétérodyne.

- Emetteur non linéaire

La notion de non-linéarité dans l'émetteur désigne généralement la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Un émetteur utilisant un amplificateur de puissance non linéaire est appelé « émetteur non-linéaire » et inversement, celui qui utilise un amplificateur linéaire est un « émetteur linéaire ». Les amplificateurs de puissances non linéaires sont très efficaces mais ils produisent de la distorsion non-linéaire qui est indésirable dans un système de communication.

Dans un émetteur non-linéaire, le signal modulé passe par un filtre passe-bande et un limiteur avant de passer par l'amplification en puissance. Le filtre passe-bande supprime les composantes harmoniques qui résultent du processus de modulation qui pourrait causer d'autres harmoniques et des produits d'intermodulation introduits par l'amplificateur de puissance. L'amplificateur limiteur permet de maintenir le travail de l'amplificateur de puissance avec une grande efficacité, en éliminant les fluctuations d'enveloppe. La puissance de sortie de l'amplificateur de puissance n'est pas ajustée à -a puissance d'entrée du signal.

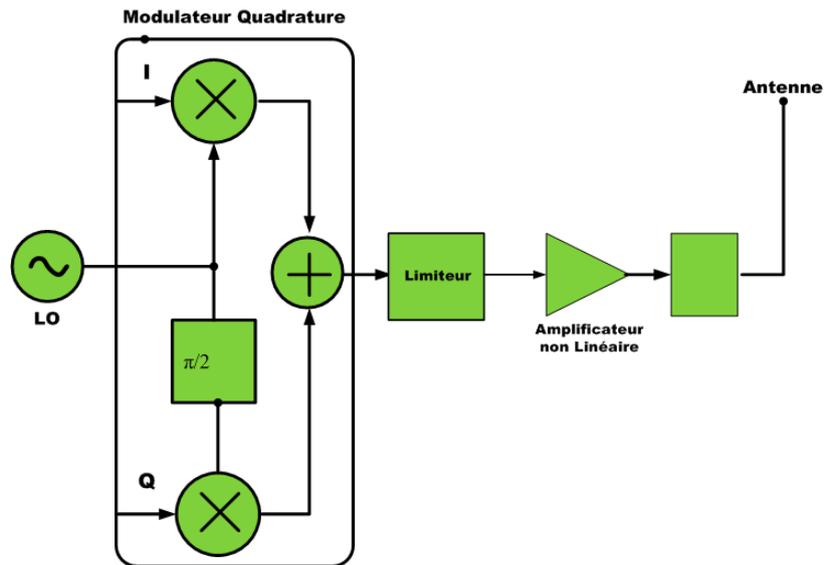


Figure1.04: Schéma d'un émetteur non-linéaire.

- Emetteur linéaire

Un émetteur linéaire utilise un amplificateur linéaire. Les amplificateurs linéaires délivrent une puissance de sortie linéaire. La linéarité de l'amplificateur implique que l'amplificateur de puissance ne produit pas d'harmonique ou d'intermodulation. D'où le filtre passe bande peut être éliminé après le modulateur. Un amplificateur linéaire a un gain constant et sa puissance de sortie ne peut être ajustée qu'en ajustant sa puissance d'entrée. De plus, l'amplificateur limiteur utilisée par l'émetteur non linéaire est remplacé par un VGA (Variable Gain Amplifier) qui est utilisé pour ajuster la puissance d'entrée du PA qui contrôle sa puissance de sortie.

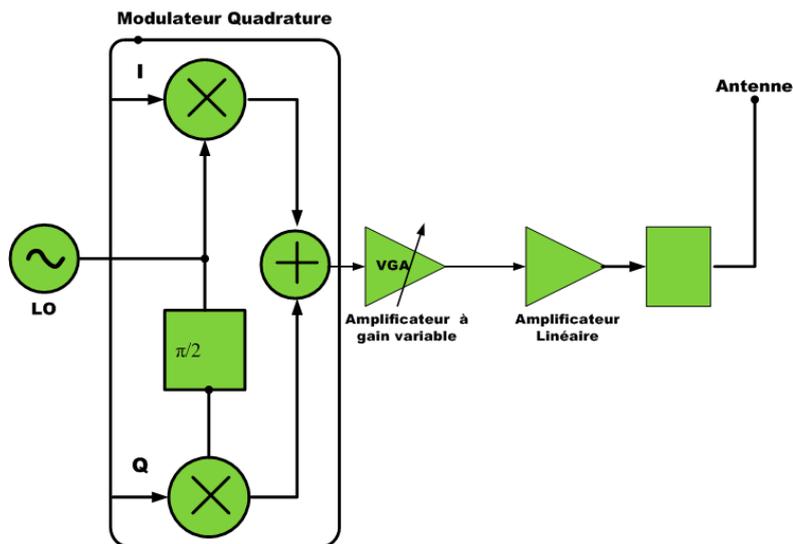


Figure 1.05 : Schéma d'un émetteur linéaire.

1.2.2 Le récepteur

Le récepteur récupère à l'autre bout du canal un signal perturbé, déformé et affaibli. De ce signal, il doit extraire l'information numérique originale sans erreur. [1]

1.2.2.1 Bloc analogique

Ce bloc est responsable du filtrage, d'amplification et de la démodulation. La conception de ce bloc dépend de la qualité du signal reçu qui est principalement affecté par les imperfections et les bruits considérés.

- Amplification

Le récepteur reçoit le plus souvent un signal faible, bruité et distordu qu'il va falloir reconstruire avant de l'interpréter. La première étape de la réception consiste à filtrer le signal et à l'amplifier afin de l'extraire du bruit ambiant et des interférences. [1]

- Démodulation

La démodulation est l'opération inverse de la modulation. Il s'agit donc de retrouver le signal en bande de base à partir du signal reçu.

1.2.2.2 Bloc numérique

Différentes étapes de régénération permettent ensuite de reformer un signal numérique d'une qualité suffisante pour être traité par un circuit électronique. [1].

- Décodage canal

Comme le décrit le théorème fondamental du codage canal, pour se rapprocher de la capacité du canal de transmission, il est nécessaire de coder l'information avant de la transmettre. Au niveau du récepteur, le décodage canal consiste dans un premier temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. [2]

- Décodage source

Le décodage source consiste à reconstituer, par l'application de l'algorithme de décodage source (décompression par exemple), l'information originelle à partir de la séquence de substitution «D(x)». [1]

1.2.2.3 Classification

a) Récepteur homodyne

Un récepteur homodyne effectue la conversion de fréquence du signal reçu en bande de base en une étape. Les avantages d'avoir un récepteur homodyne sont principalement liés à la simplicité de la conception qui se traduit par un haut niveau d'intégration requis pour les systèmes moderne sans fil. Le signal RF modulé est capté par l'antenne, filtré par le filtre passe-bande, puis amplifié par un préamplificateur LNA pour être finalement transposé directement en bande de base par un démodulateur IQ. Les filtres passe bas servent à faciliter la conversion analogique numérique. Un exemple d'un système sans fil qui utilise des récepteurs homodyne est le système mobile UMTS.

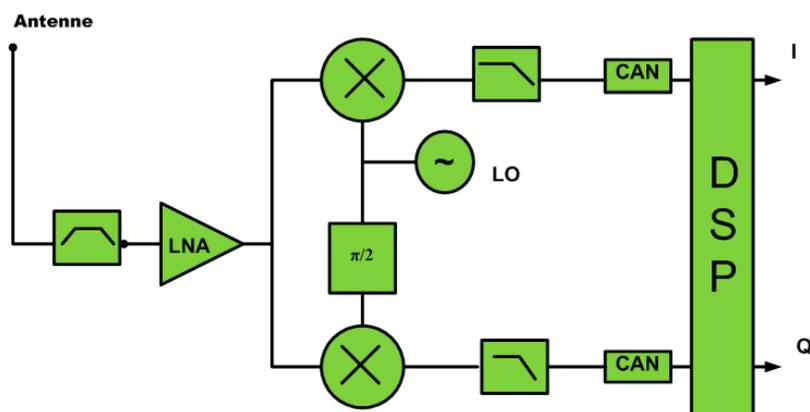


Figure 1.06 : Schéma d'un récepteur homodyne.

a) Récepteur superhétérodyne

Le principe de fonctionnement de ce récepteur est de transposer le signal radio successivement à une première fréquence f_1 puis à une seconde f_2 grâce au démodulateur IQ. Un filtrage partiel des signaux indésirables est effectué. Ce signal est ensuite démodulé en bande de base. La sélection de la fréquence IF dépend de la bande de fréquence du canal.

Un exemple d'un système sans fil qui utilise un récepteur hétérodyne est l'IEEE 802.11 système WLAN.

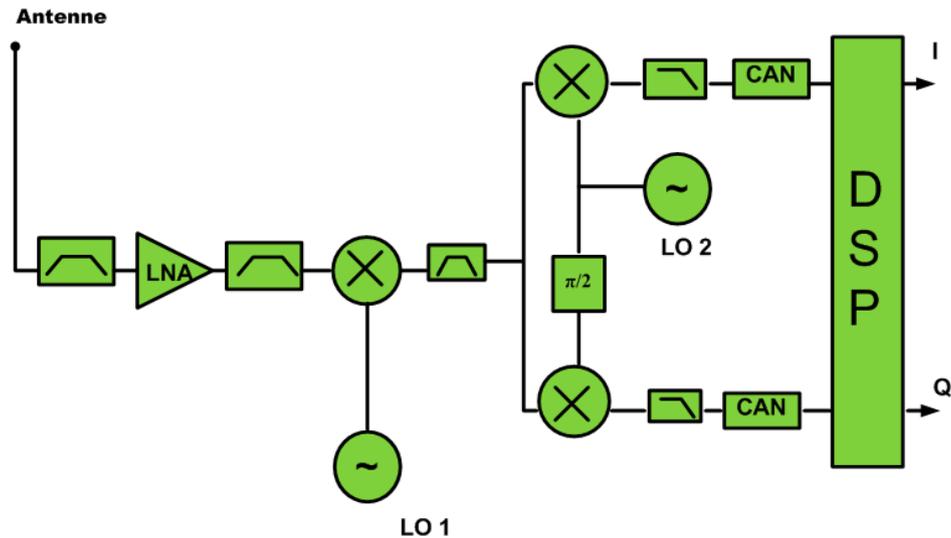


Figure 1.07 : Schéma d'un récepteur superhétérodyne.

b) Récepteur à faible IF

Dans les récepteurs à faible IF, la fréquence IF est choisie pour être très faible afin de permettre la conversion en bande de base par mélangeur numérique. Le signal est ensuite converti en bande de base et filtré à l'aide d'un filtre passe-bas dans le domaine numérique après un convertisseur analogique numérique. Le système de téléphonie mobile GSM utilise un récepteur à faible IF.

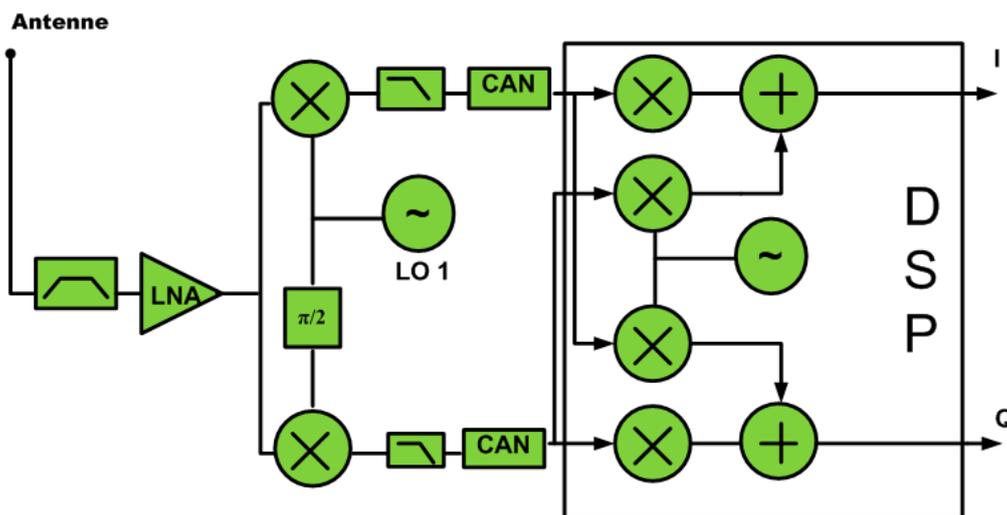


Figure 1.08 : Schéma d'un récepteur à faible IF.

1.3 Traitement numérique du signal

La technologie numérique sans fil est devenue la technologie dominante dans la plupart des systèmes sans fil moderne étant donné les progrès dans le traitement numérique du signal au cours des dernières décennies. La transmission numérique offre plusieurs avantages par rapport

à la transmission analogique tel qu'une efficacité spectrale plus élevée, la capacité de correction d'erreur de données, la possibilité pour les stratégies d'accès multiples plus efficaces, et de meilleures sécurité de données. D'autre part, le cout pour son implantation est devenu moins cher, plus compact et plus rapide.

Comme on a dit précédemment, le bloc numérique effectue généralement le codage des données, la conversion analogique-numérique et l'élaboration et la modulation numérique. Toutefois, étant donné la complexité de l'environnement mobile, pour des débits élevés et la nécessité d'une haute efficacité spectrale, les systèmes sans fil modernes utilisent différentes combinaisons de codage et des techniques de modulation. Ces techniques comprennent l'utilisation de l'étalement de spectre et des techniques multi- porteuses.

1.3.1 Modulation numérique

Les techniques de modulation numériques sont classées en fonction de la variabilité de la composante du signal modulé. On peut alors avoir en deux grandes catégories : les techniques linéaires et non linéaires.

Un modèle général d'un signal modulé numériquement est donnée par :

$$x(t) = A(t)\cos(\omega_c t + \omega(t)t + \theta(t)) \quad (1.01)$$

Où :

- $A(t)$: amplitude
- $\omega(t)$: fréquence
- $\theta(t)$: phase, de la porteuse modulée par le signal d'information.

La phase et la fréquence de modulation peut être combinée. On parle alors de la modulation d'angle. Ainsi, le signal modulé peut s'écrire :

$$x(t) = A(t)\cos(\omega_c t + \varphi(t)) \quad (1.02)$$

Où :

$$\varphi(t) = \omega(t)t + \theta(t) \quad (1.03)$$

En Utilisant les identités trigonométriques, le signal modulé $x(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$x(t) = I(t)\cos(\omega_c t) + Q(t)\sin(\omega_c t) \quad (1.04)$$

Où :

- $I(t) = A(t) \cos(\varphi(t))$: composante en phase.
- $Q(t) = -A(t)\sin(\varphi(t))$: composante en quadrature.

Cette formulation permet la réalisation de toute technique de modulation utilisant des modulateurs en quadrature.

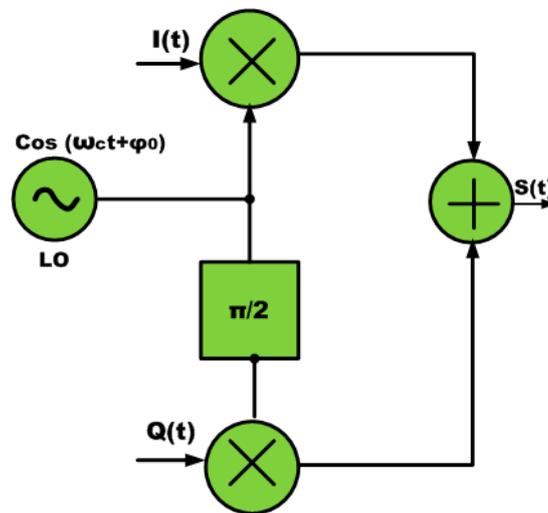


Figure 1.09 : *Modulateur quadrature.*

Ce schéma montre le principe d'un modulateur en quadrature, où le signal bande de base $I(t)$ et $Q(t)$ modulent une fréquence porteuse ω_c en utilisant deux mélangeurs. Le premier mélangeur multiplie la sortie de l'oscillateur local par le signal en phase et l'autre multiplie la sortie de l'oscillateur, après un décalage de phase de 90° par le signal en quadrature.

Les sorties des mélangeurs sont ensuite additionnés pour donner le signal modulé. L'avantage de modulateurs quadrature est que les composantes I et Q sont modulés sur la même porteuse, cependant, ils sont orthogonaux l'un à l'autre.

1.3.1.1 Modulation linéaire

Dans la modulation linéaire, des bits de données modulent l'amplitude ou la phase de la porteuse (modulation d'amplitude et de phase). Par conséquent, un signal modulé de façon

linéaire a généralement une enveloppe non constante. Étant donné que l'information est noyée dans l'enveloppe du signal, la modulation linéaire nécessite l'utilisation d'amplificateurs de puissance linéaires qui sont plus coûteux et moins efficaces en termes de puissance.

Généralement, il y a trois formes de modulation possible: la modulation M-ASK (M-ary Amplitude Shift Keying), la modulation M-PSK (M-ary Phase Shift Keying) et la modulation M-QAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation).

1.3.1.2 Modulation non-linéaire

Dans la modulation non-linéaire, des bits de données modulent la fréquence de la porteuse (modulation de fréquence). Un signal non-linéaire modulé a une enveloppe constante. Un exemple de cette modulation est la modulation M-FSK (M-ary Frequency Shift Keying). La modulation linéaire a généralement une meilleure efficacité spectrale que la modulation non-linéaire puisque celle-ci conduit à un élargissement spectral. Toutefois, compte tenu de l'enveloppe non constante, ils sont plus sensibles aux interférences. Le choix de la technique de modulation dépend de nombreux facteurs parmi lesquels, l'efficacité spectrale et la puissance sont les plus importants dans le système sans fil et les applications mobile.

Ainsi, un compromis doit être fait entre l'efficacité spectrale, l'efficacité de puissance, de robustesse contre les dégradations du canal et le coût.

1.3.2 Modulation multi-porteuse

Le but de la modulation multi-porteuse est d'exploiter au maximum la plage de fréquence allouée tout en minimisant l'impact du bruit grâce aux espaces libres séparant chaque canal. Cette modulation apparaît alors comme une solution pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multi-trajets). Un grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale d'information pour la fréquence correspondante. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces sous canaux, s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences. Le spectre obtenu consiste en des sous canaux centrés en chaque sous porteuses, et le récepteur extrait les données à partir de chaque sous canal en utilisant un filtre passe-bande. [4]

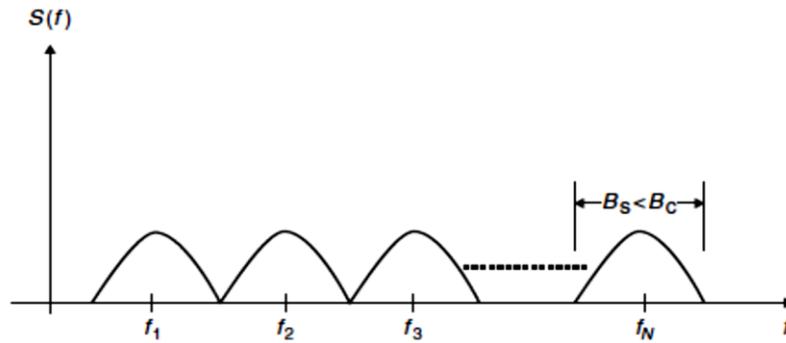


Figure 1.10 : *Spectre du signal modulé avec une modulation multi-porteuse.*

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation basée sur la technique multi-porteuse. Son principe consiste à diviser une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. OFDM est une forme spéciale de modulation multi-porteuse où les sous-porteuses sont orthogonales dans le domaine fréquentiel. Ce qui permet une détection orthogonale et élimine le filtre passe-bande au récepteur.

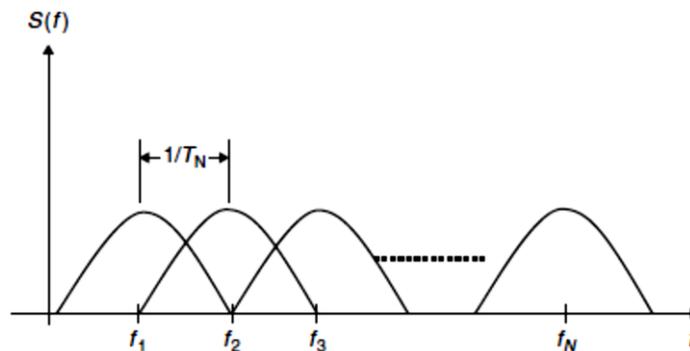


Figure 1.11 : *Spectre du signal modulé avec OFDM.*

OFDM utilise la Transformée de Fourier Rapide Inverse (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT), véhicule le signal par le biais des différents sous-canaux. C'est également cet algorithme qui s'occupe de la recombinaison du message chez le récepteur.

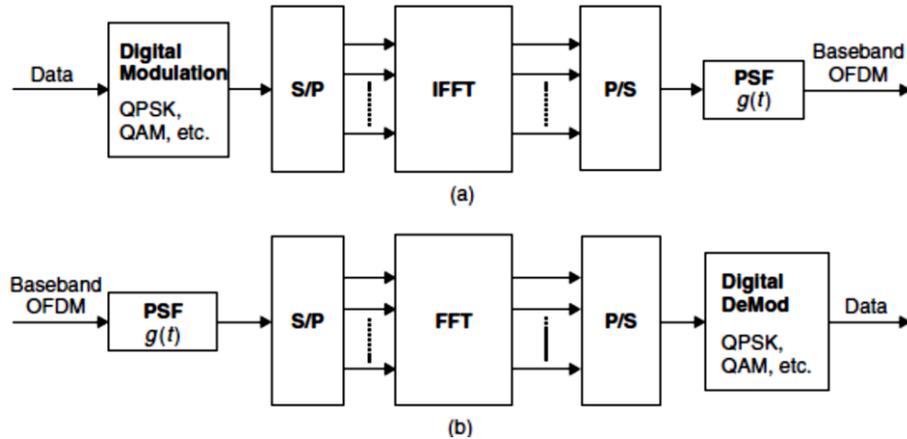


Figure 1.12: Principe de l'OFDM.

1.3.3 Technique d'étalement de spectre

L'étalement de spectre est une technique utilisée en transmission de données sans fil (radio), consistant à diffuser les données sur une large bande passante plutôt que sur une porteuse unique. Les données occupent donc une bande largement supérieure à la bande minimale requise.

Cet étalement est accompli au niveau de l'émission par le biais d'un code indépendant des données. L'utilisation de ce code au récepteur permet de désétalement le signal et donc de retrouver les données originales.

La technique d'étalement de spectre DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) est l'une des techniques d'étalement de spectre les plus utilisées pour les systèmes mobiles. Le DSSS divise la bande ISM en sous bandes. La bande ISM utilisée dans 802.11/b/g correspond à une bande de fréquence située autour de 2.4 GHz, avec une largeur de bande de 83.5 MHz (2.4 MHz – 2.4835 MHz). Cependant la division se fait ici en 14 canaux de 20 MHz chacun. La transmission ne se fait que sur un canal donné. La largeur de la bande ISM étant égale à 83.5 MHz, il est impossible d'y placer 14 canaux adjacents de 20 MHz. Les canaux se recouvrent donc, comme illustré à la figure suivante :

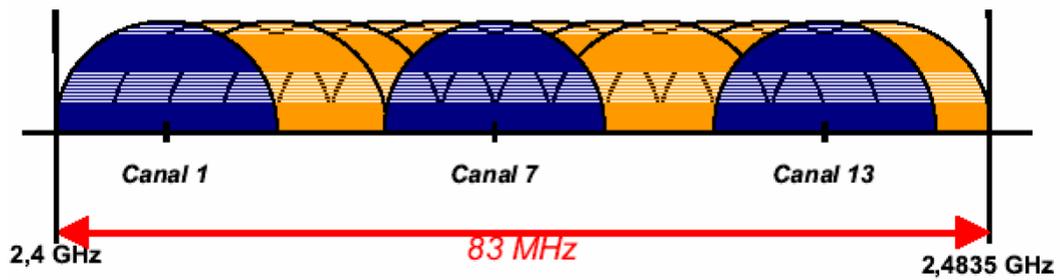


Figure 1.13 : *Division de la bande ISM en 14 sous canaux.*

1.4 Les systèmes de téléphonie mobiles standards

1.4.1 2G

La norme 2G est basée sur la technique TDMA (Time Division Multiple Access). Cette nouvelle norme remplaçant la norme 1G permet la transmission de données, mais avec un débit très faible, en plus de la voix. Le tableau suivant résume les principaux standards de la norme 2G :

Standard	IS-136 (DAMPS, TDMA)	IS-95 (CDMA One)	GSM	PDC
Pays d'origine	Etats-Unis	Etats-Unis	Europe	Japon
Lancement commercial	1992	1995	1992	1993
Spectre de fréquences	869-894 (VD) 824-849 (VM) 1850-1910 (VD) 1930-1990(VM)	869-894 (VD) 824-849 (VM) 1850-1910(VD) 19301990(VM)	925-960(VD) 880-915 (VM) 1805-1880(VD) 1720 1785(VM) 1850-1910 (VD) 1930-1990 (VM)	940-956 (VD) 810-826 (VM) 1477-1501(VD) 1429-1453(VM)
Techniques d'accès multiple	FDMA/TDMA	FDMA/CDMA	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA
Mode de duplexage	FDD	FDD	FDD	FDD
Séparation entre porteuses	30kHz	1250kHz	200 kHz	25 kHz
Modulation	$\pi/4$ DQPSK	DQPSK/OQPK	GMSK	$\pi/4$ DQPSK

Tableau 1.01 : Norme 2G. [5]

Les avantages et les inconvénients de cette norme sont résumés dans le tableau suivant

Avantages	Inconvénients
Meilleur qualité d'écoute	Débit : lenteur de l'envoi des données
Taille réduite	
Confidentialité des communications	

Tableau 1.02 : *Avantages et inconvénients de la norme 2G.*

1.4.2 2.5 G

GPRS General Packet Radio Service est né d'une évolution de la deuxième génération des réseaux des mobiles. Le *GPRS* spécifie une technique de transmission de données en « commutation de paquets » [6] et permet la transmission de données avec un débit plus élevé le tableau ci-dessous résume cette technologie :

Norme	Génération	Débit	Bande de fréquence	Méthode d'accès	Services
GPRS	2.5G	171,2Kbps	900Mhz-1800Mhz	TDMA	Internet, partage des données

Tableau 1.03 : *Caractéristiques de la norme 2.5 G.* [8]

Les avantages et les inconvénients d'une telle technologie sont :

Avantages	Inconvénients
Débits	Pas d'accès à Internet global
Accès WAP (Internet allégé)	Réseaux GSM déjà saturés
Facturation à la donnée	Aucune application décisive pour le grand public
Connexion permanente possible	
Support de plusieurs niveaux de qualité de service	

Tableau 1.04 : *Avantages et inconvénients de la norme GPRS.*

1.4.3 2.75 G

Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE) est une norme de téléphonie mobile, qui est une évolution du General Packet Radio Service (GPRS). On définit l'EDGE comme un réseau de génération 2.75. Le principe de l'Edge est d'utiliser plusieurs canaux GPRS en parallèle. Il encode les données de manière plus efficace que le GPRS. Ces améliorations se traduisent par un débit maximal théorique de 384 kbit/s. En pratique, on est plus proche des 100 kbit/s. Cette évolution peut être illustrée par le tableau suivant :

Norme	Génération	Débit	Bande de fréquence	Méthode d'accès	Services
EDGE	2.75G	384Kbps	Emission : 890 à 915 MHz Réception : 935 à 960 MHz	TDMA	Internet

Tableau 1.05 : *Caractéristiques de l'EDGE.*

Voici les avantages et les inconvénients de cette norme :

Avantages	Désavantages
Bande passante plus grande	Son débit inférieur à l'UMTS
Peut utiliser plusieurs canaux simultanément	exige de nouveaux combinés
Débit très supérieur au GSM	représente un risque d'interférence inter symbole
Moins cher que l'UMTS	

Tableau 1.06 : *Avantages et inconvénients de l'EDGE.*

1.4.4 3G

La technologie de troisième génération (3G) a pour objectif de résoudre les trois problèmes précédents : permettre des échanges multimédias (son, images, vidéos), définir une solution de téléphonie « universelle » et gérer une densité très importante d'utilisateurs connectés simultanément. [6] C'est ainsi qu'est né le standard UMTS (ou Universal Mobile Telecommunication System), défini par l'organisme 3GPP (ou Third Génération Partnership Project), regroupant de nombreux organismes de standardisations de technologies de

téléphonie. L'UMTS repose sur l'architecture centrale des réseaux GSM/GPRS, mais la communication radio est améliorée. Le débit maximal peut atteindre 2 Mbps même si dans la pratique, on observe plutôt 128 ou 256 Kbps.

Les caractéristiques de l'UMTS :

Norme	Génération	Débit	Bande de fréquence	Méthode d'accès	Services
UMTS	3G	2Mbps	1885-2025Mhz 2110-2200Mhz	WCDMA	Multimédia Web

Tableau 1.07 : *Caractéristique de l'UMTS.*

Voici les avantages et inconvénients de l'UMTS:

Avantages	Inconvénients
Accès Internet haut débit depuis un mobile	Coût
Visiophonie	Changement des équipements usager
Télévision	Arrivée du HSDPA/HSUPA

Tableau 1.08: *Avantages et limites du réseau UMTS.*

1.4.5 3.5 G

Le comité de normalisation 3GPP a décidé d'améliorer la norme de radiocommunications, l'objectif étant d'augmenter le débit de données et de réduire les temps d'accès. L'évolution s'est déroulée en deux temps sans jamais perdre de vue la compatibilité entre les réseaux existants. Tout d'abord, le High Speed Downlink Packet Access (HSDPA), supportant un débit de 14 Mbps en voie descendante. Ensuite, le High Speed Uplink Packet Access (HSUPA) deuxième étape d'extension de la norme dont la capacité en voie montante est passée à 5,76 Mbps. L'ensemble HSDPA et HSUPA est appelé High Speed Packet Access(HSPA).

Norme	Génération	Débit	Bande de fréquence	Méthode d'accès	Service
HSPA	3.5G	UL : 5,76 Mbps DL : 14 Mbps	2100 Mhz	W-CDMA	Transfert multimédia et WEB

Tableau 1.09 : Caractéristiques de la norme 3.5G.

1.4.6 4 G

La technologie 4G est la nouvelle génération des standards téléphoniques. Alors qu'au sein du réseau 3G, les données internet et conversations téléphoniques étaient séparées, le débit devant alors se partager entre les utilisateurs connectés, la 4G réunit l'ensemble de ces données. Cela garantit un transfert de données de meilleure qualité.

Le tableau ci-dessous montre les caractéristiques de cette nouvelle technologie :

Norme	Génération	Débit	Bande de fréquence	Méthode d'accès	Service
4 G	4 G	100 Mbps – 1 Gbps	800 à 2600 MHz	OFDMA	Tout IP

Tableau 1.10 : Caractéristique de la norme 4G.

1.5 Les réseaux sans fil standards

Les réseaux sans fil ont été conçus pour fournir des communications à haut débit pour les utilisateurs fixes ou mobiles. Les réseaux locaux sans fil (WLAN) fournissent une transmission à grande vitesse. La plupart des réseaux locaux sans fil fonctionnent dans les bandes telles que la bande ISM et les bandes NII. D'autre part, Wireless Metropolitan Area Networks (WMAN) assure des communications dans les zones larges et pour les utilisateurs mobiles. Dans ce qui suit, un résumé des principales technologies de réseau sans fil et les principales caractéristiques sont présentés.

1.5.1 Les réseaux sans fil de première génération

Les réseaux locaux sans fil de première génération fonctionnent dans la gamme de 26 MHz-900 MHz de la bande ISM. La plupart de ces réseaux utilisent la technique d'étalement de spectre DSSS et l'accès multiple pour fournir des débits jusqu'à 2 Mbps. Des exemples de réseaux locaux sans fil de première génération sont les modems sans fil connus comme «modems radio de paquet » qui ont été développés par les radio amateurs opérateurs dans les années 1980.

1.5.2 Les réseaux sans fil de deuxième génération

Les réseaux locaux sans fil de deuxième génération ont été basés sur les normes IEEE 802 qui fonctionnent dans les bandes ISM et NII. La norme WLAN la plus courante était IEEE 802.11b (également connu sous le nom de WiFi) qui fonctionne dans une bande passante de 80 MHz de 2,4 GHz de la bande ISM. La norme utilise la technologie DSSS et fournit des débits autour de 1.6Mbps et une portée d'environ 150 m. Cette norme utilise une modulation multi- porteuse.

Le tableau suivant nous montre les différentes versions de la norme 802.11 :

Référence	Nom	Description
802.11a	Wi-Fi 5	Débit max de 54 Mbps sur la bande de 5.5 GHz
802.11b	Wi-Fi	Débit max de 11Mbps avec une portée de 30 m sur la bande de 2.4Ghz
802.11c		Modification de la norme 802.11 au niveau interne
802.11d		Supplément permettant l'internationalisation
802.11e		Amélioration en termes de bande passante pour une meilleure transmission de la voix et vidéo
802.11f		Propose un protocole de maillage permettant à l'utilisateur de changer de façon transparente de point d'accès lors d'un déplacement
802.11g		Offre un débit max de 54 Mbps sur les bandes de 2.4Ghz
802.11h		Rapprochement du standards Hyperplan en matière de fréquence
802.11i		Amélioration de la sécurité

802.11IR		Utilisation des infrarouges pour la transmission
802.11j		Lié à la norme Japonaise

Tableau 1.11 : *les différentes normes 802.11.*

1.5.3 Troisième génération des réseaux sans fil (WMAN)

Les réseaux sans fil de troisième génération tournent autour de la norme IEEE 802.16 qui est conçu pour fonctionner dans la bande de fréquence de 10 à 66 GHz et la 2-11 GHz où plusieurs centaines de mégahertz de la largeur de bande peut être utilisée. Cette norme fournit des communications de données à très grande vitesse avec des données évaluée jusqu'à 120 Mbps. Voici un tableau montrant les différents standards de cette norme 802.16 :

Standard	Bande de fréquence
802.16a	2-11 GHz
802.16b	10-60 GHz
802.16c	Bandes de fréquence libres
802.16d	Révision intégrant les standards 802.16 a/b/c
802.16e	Définit un réseau métropolitain avec de clients mobiles
802.16f	Définit la possibilité d'utilisation d'un réseau maillé

Tableau 1.12 : *les différents standards de la norme 802.16.*

1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons pu voir l'architecture générale d'un système de communication numérique, sans fil ; une architecture non détaillée mais certes suffisant pour introduire la notion de non-linéarité.

CHAPITRE 2

INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATION NON-LINEAIRES

2.1 Introduction

Une des préoccupations majeures des concepteurs d'un système de communication sans fil est la présence de la non-linéarité due aux éléments non-linéaires de l'architecture du dit système. La non-linéarité contribue à la dégradation de la performance du système de la même manière que les bruits et les interférences. Généralement, dans les systèmes de communication sans fil, la non-linéarité est introduite par les amplificateurs et les mélangeurs. Dans ce chapitre, nous allons présenter les sources de cette non-linéarité et quelques méthodes de modélisation et de simulation de tels circuits.

2.2 Introduction aux circuits non-linéaires

2.2.1 Notion de compression de gain

Un dispositif est dit non-linéaire lorsque la caractéristique de sa sortie n'est pas linéaire par rapport à l'entrée. La tension de sortie d'un circuit non-linéaire peut être représentée par la formule de développement en série de Taylor, en fonction de la tension d'entrée V_e comme suit : [14]

$$V_s = a_0 + a_1V_e + a_2V_e^2 + a_3V_e^3 + \dots \quad (2.01)$$

Les coefficients de la série de Taylor s'écrivent :

$$\begin{aligned} a_0 &= V_s(0) \\ a_1 &= \frac{dV_s}{dV_e} \\ a_2 &= \frac{d^2V_s}{dV_e^2} \end{aligned} \quad (2.02)$$

a_0 représente la composante DC de la tension de sortie.

a_1 est le terme linéaire utilisé en fonction atténuation ou amplification

a_2 est le terme quadratique utilisé en mélange.

Lorsqu'on applique à l'entrée d'un dispositif non-linéaire, un signal sinusoïdal de la forme :

$$V_e = V_0 \cos(\omega_0 t) \quad (2.03)$$

Alors, le signal de sortie se décompose en série de termes harmoniques :

$$V_s = \left\{ \begin{array}{ll} a_0 + \frac{1}{2} a_2 V_0^2 & \text{DC} \quad (2.04) \\ (a_1 V_0 + \frac{3}{4} a_3 V_0^3) \cos(\omega_0) & \text{Fondamental} \quad (2.05) \\ \left(\frac{1}{2} a_2 V_0^2\right) \cos(2\omega_0 t) & \text{Harmonique 1} \quad (2.06) \\ \left(\frac{1}{4} a_3 V_0^3\right) \cos(3\omega_0 t) + \dots & \text{Harmonique 2} \quad (2.07) \end{array} \right.$$

Le gain en tension s'exprime :

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = a_1 + a_3 V_0^2 \quad (2.08)$$

Dans la plupart des cas, le coefficient a_3 est négatif et lorsque l'amplitude du signal d'entrée (V_0) augmente, le gain diminue en V_0^2 . C'est le phénomène de compression de gain.

Les termes harmoniques en ω_0 se retrouvent, en général, en dehors de la bande passante d'un amplificateur et sont ainsi peu influents.

2.2.2 Produit d'intermodulation

Les intermodulations sont des signaux parasites qui apparaissent dans tout système émetteur ou récepteur de plusieurs porteuses. [16]

Lorsqu'on applique à l'entrée, deux signaux de fréquences proches :

$$V_e = V_0[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \quad (2.09)$$

Le signal de sortie devient :

$$V_s = \left\{ \begin{array}{l} a_0 + a_2 V_0^2 \quad (2.10) \\ (a_1 V_0 + \frac{9}{4} a_3 V_0^3)(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) \quad (2.11) \\ (a_2 V_0^2)(\cos((\omega_2 - \omega_1)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)) \quad (2.13) \\ (\frac{1}{2} a_2 V_0^2)(\cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t)) \quad (2.14) \\ (\frac{1}{4} a_2 V_0^3)(\cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t)) \quad (2.15) \\ (\frac{3}{4} a_3 V_0^3)(\cos((2\omega_1 \pm \omega_2)t) + \cos((2\omega_2 \pm \omega_1)t)) \quad (2.16) \end{array} \right.$$

On obtient la somme des produits d'intermodulation d'ordre $|m+n|$ en $(m.\omega_1 + n.\omega_2)$, m et n étant des nombres entiers.

Si on regarde le spectre fréquentiel, on s'aperçoit que seuls les produits d'intermodulation d'ordre 3 $(2\omega_1 - \omega_2)$ et $(2\omega_2 - \omega_1)$ sont proches de ω_1 et ω_2 et se retrouvent ainsi dans la bande passante du circuit et sont difficilement éliminés par filtrage. [14] Les produits d'intermodulation d'ordre 3 qui se trouvent dans la bande passante du circuit sont susceptibles de perturber le plus le signal

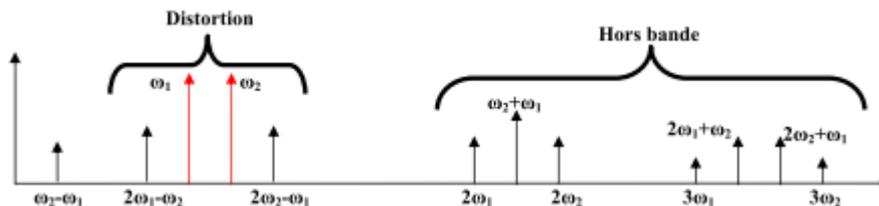


Figure 2.01 : Produit d'intermodulation.

2.2.3 Point d'interception

Les ingénieurs spécifient les caractéristiques d'intermodulation d'un amplificateur par le "point d'interception", qui doit être défini "en entrée" ou "en sortie". Par exemple, si un amplificateur possède un point d'interception du troisième ordre de valeur IP_3 en sortie, et s'il sort deux signaux utiles F_1 et F_2 de niveau égaux à P , il sortira également des signaux parasites sur $2F_2 - F_1$ et sur $2F_1 - F_2$, de niveaux $IMD = 3P - 3IP_3$.

Le point d'interception est un paramètre important des amplificateurs linéaires en onde radio. Une erreur souvent commise dans la définition du point d'interception, c'est de ne pas préciser s'il s'agit de l' IP_3 en entrée ou de l' IP_3 en sortie. Pour les amplificateurs de puissance, on a coutume de parler du IP_3 out, et pour les amplificateurs bas niveau et faible bruit, on parlera du IP_3 in

2.2.4 Niveau de bruit

Soit $p_A(t)$, le signal temporel de la pression acoustique exprimée en pascal (pa). La valeur efficace de la pression acoustique pondérée A , exprimée aussi en pa, sur une période de temps T est définie par [12] :

$$p_A = \left[\frac{1}{T} \int_0^T p_A^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

Le niveau de pression acoustique, ou niveau de bruit, exprimé en dBA, est défini par :

$$L_A = 20 \log_{10} \left(\frac{p_A}{p_{ref}} \right) \quad (2.18)$$

Où le niveau de pression de référence p_{REF} est défini par :

$$p_{ref} = 20 \mu pa = 20 * 10^{-6} pa \quad (2.19)$$

2.2.5 Point de compression

Les amplificateurs sont sujets au phénomène de saturation de la puissance de sortie pour de fortes puissances d'entrée. Le point de compression à 1dB caractérise la limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur. [10]

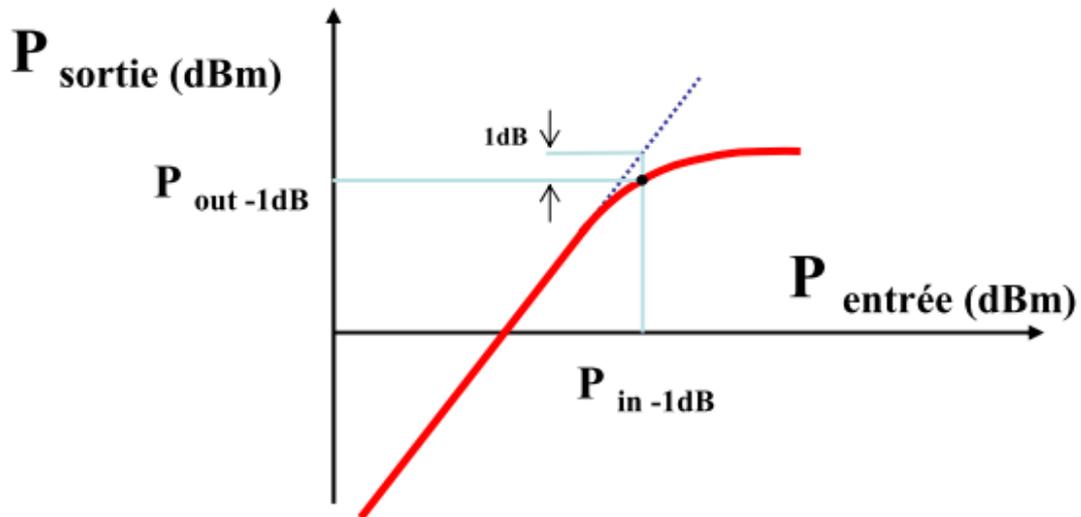


Figure 2.02 : *Point de compression.*

2.2.6 Dynamique :

Pour un amplificateur de puissance, c'est la zone de fonctionnement linéaire qui s'étend du niveau de bruit au point de compression. Pour un amplificateur faible bruit ou un mélangeur, cette zone s'étend du niveau de bruit à la puissance pour laquelle les produits d'intermodulation engendrent une trop forte distorsion

2.3 Non-linéarité dans les systèmes de communications sans fil

La non-linéarité dans un système de communication sans fil est introduite par les dispositifs non-linéaires incorporés dans la conception de l'émetteur et du récepteur. Les principaux responsables de la distorsion non-linéaire sont les amplificateurs de puissance dans la partie émettrice du système et les préamplificateurs qui sont des amplificateurs faibles bruits (LNA) dans la partie réceptrice du système.

2.3.1 Amplificateur de puissance (PA)

2.3.1.1 Caractéristiques

Les amplificateurs de puissance sont les dispositifs utilisés au bout de l'émetteur afin de fournir un signal de puissance adéquate pour sa transmission à l'antenne. L'amplificateur amplifie le signal afin que ce dernier puisse résister aux atténuations du canal. L'amplificateur de puissance

effectue l'amplification en multipliant le signal par un facteur de gain. Généralement, le gain d'un dispositif est défini par :

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.20)$$

- P_{out} : puissance de sortie,
- P_{in} : puissance d'entrée.

Un amplificateur serait idéal si la fonction définissant le gain est constante par rapport à la puissance du signal en entrée. Cependant, dans la pratique, la puissance du signal en sortie évolue linéairement en fonction de l'augmentation du signal en entrée jusqu'au moment où la puissance atteint un niveau significatif. A l'approche de cette limite, le gain apparent de l'amplificateur de puissance diminue avec l'augmentation de la puissance d'entrée. Pour augmenter le rendement énergétique de l'amplificateur, on préfère utiliser l'amplificateur près de son point de saturation.

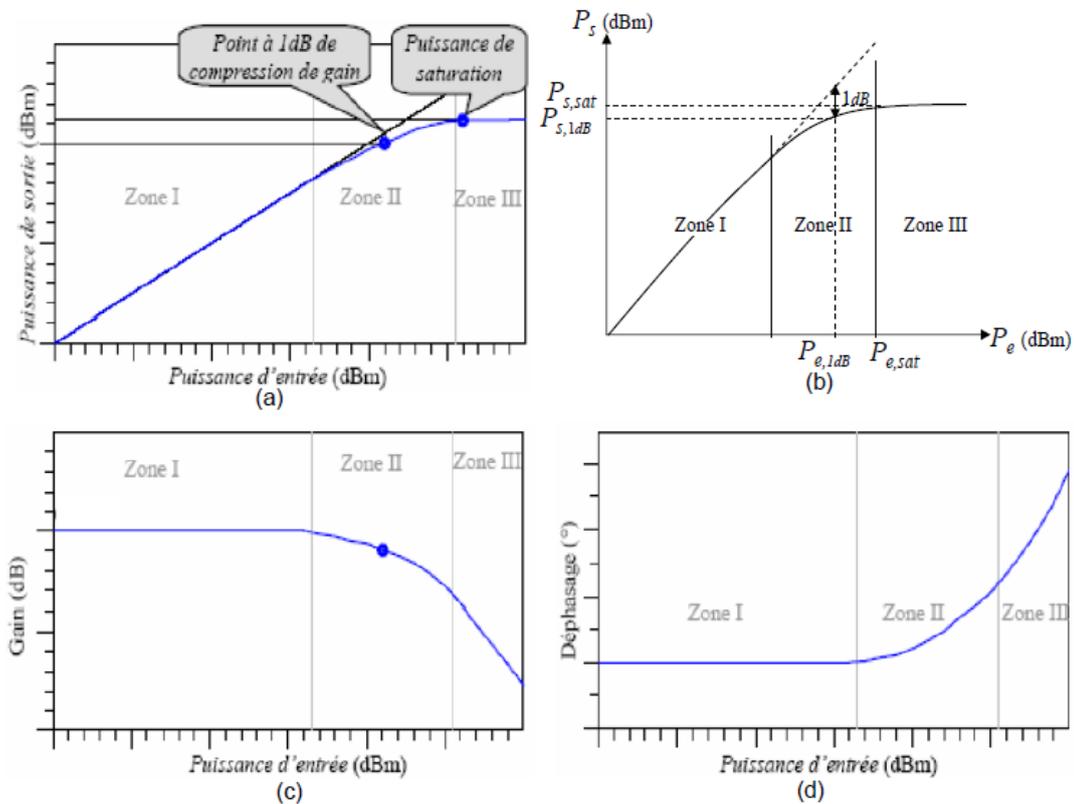


Figure 2.03 : Fonctionnement de l'amplificateur.

La relation entrée-sortie, appelée aussi la caractéristique de transfert, a une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance. Les parties (a) et (b) de la figure précédente relatent la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, appelée aussi la caractéristique Amplitude/Amplitude ou encore la compression AM/AM. La partie (c) de cette figure présente le gain en puissance de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.

Les caractéristiques d'un amplificateur de puissance se divisent en trois zones :

- Zone linéaire : où l'amplificateur a un comportement proche d'un système linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrées sont faibles. Les distorsions produites dans cette zone sont quasi inexistantes.
- Zone de compression : dans cette zone, la puissance de sortie n'est déjà plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport à la droite linéaire). Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain. Un point important est situé dans cette zone. Il s'agit du point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB ($P_{e, 1dB}$), c'est un point caractéristique de l'amplificateur de puissance.
- Zone de saturation : à partir d'une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie devient quasiment constante et la courbe de gain décroît linéairement. La saturation se manifeste par un écrêtage du signal de sortie. La puissance de saturation en sortie est, elle aussi, une caractéristique de l'amplificateur. La saturation d'un amplificateur de puissance est une manifestation de la non-linéarité de ce PA. Une autre manifestation de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est la déviation que prend la phase du signal de sortie par rapport à celle du signal d'entrée. Cette caractéristique est appelée conversion AM-PM (d).

Soit le signal bande de base :

$$x(t) = R \cos(2\pi f_0 t + \psi) \quad (2.21)$$

Ou :

R : représente l'amplitude du signal

f_0 : représente la fréquence

ψ : représente la phase

A la sortie de l'amplificateur non-linéaire, le signal s'exprime :

$$y(t) = F[R] \cos(2\pi f_0 t + \psi \pm \varphi(R)) \quad (2.22)$$

Où

$F[R]$: est appelée distorsion d'amplitude

$\varphi(R)$: est appelée distorsion de phase.

2.3.1.2 Notion de rendement

La figure suivante illustre un bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu lors de l'amplification d'un signal. Comme il est impossible d'avoir un transfert total de l'énergie vers le signal, la notion de rendement est alors à définir.

Le bilan de puissance est donné par la relation

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss} \quad (2.23)$$

Où :

P_e : Puissance d'entrée

P_{dc} : Puissance d'alimentation

P_s : Puissance de sortie

$P_{diss.}$: Puissance dissipée ou perte

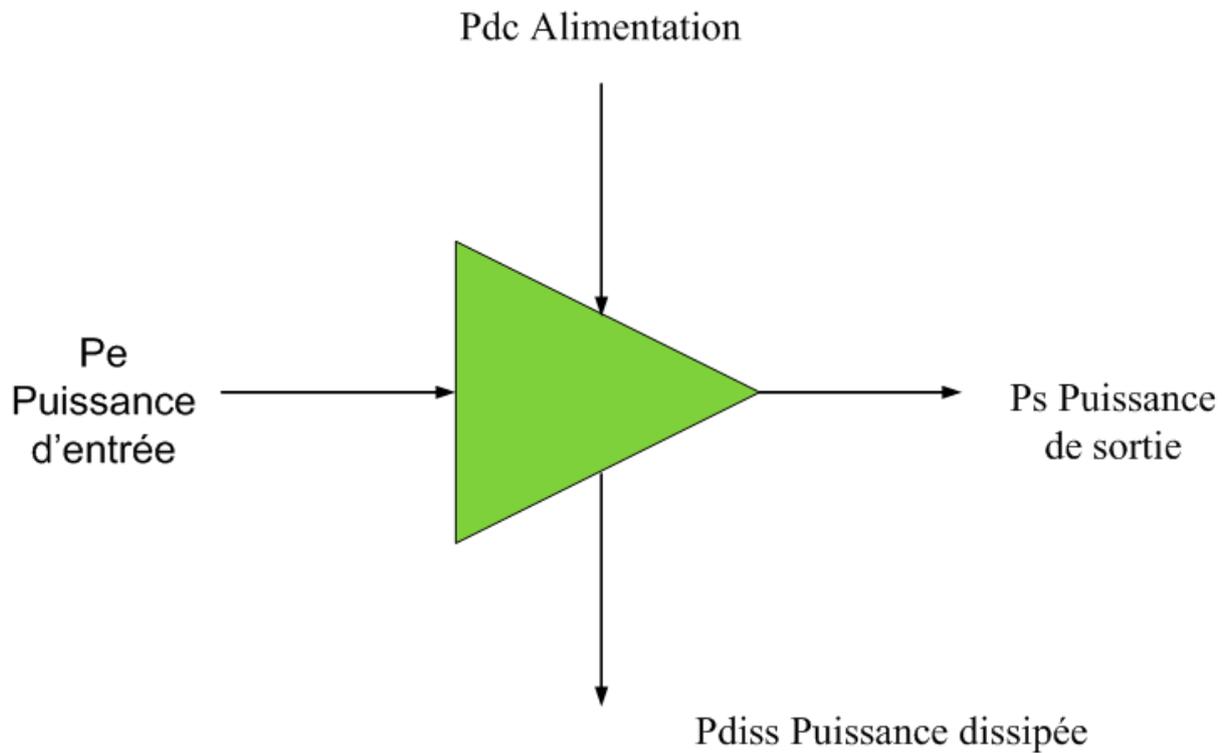


Figure 2.04 : Bilan de puissance d'un amplificateur.

Il existe en général deux notions de rendements :

- Le rendement en puissance : il exprime le rapport entre la puissance de sortie et la puissance fournie par l'alimentation. Ce paramètre est d'autant important qu'il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous

$$N = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (2.24)$$

- Le rendement en puissance ajoutée : il prend en compte la puissance d'entrée. Tout comme le rendement en puissance, il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous :

$$N = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (2.25)$$

2.3.1.3 Les classes de fonctionnement

- a) Amplificateurs de puissance Classe A

Les amplificateurs de classe A sont les amplificateurs linéaires les plus fidèles, c'est-à-dire présentant le taux de distorsion harmonique le plus faible. Leur rendement est toutefois tellement faible que leur usage est généralement limité aux amplificateurs de très faible puissance ou encore aux amplificateurs haute-fidélité haut de gamme de puissance moyenne.

- b) Amplificateurs de puissance Classe B

Les amplificateurs classe B (et surtout leur variante de classe AB) sont de loin les amplificateurs les plus utilisés. Leur rendement est très bon et ils peuvent aisément fournir des puissances de sortie élevées.

- c) Amplificateurs de puissance Classe C

Les amplificateurs de classe C sont des amplificateurs non-linéaires à très haut rendement. Ils ne sont toutefois utilisables que dans les amplificateurs HF (émetteur radio) avec des porteuses non modulées en amplitude. Ils génèrent un nombre considérable d'harmoniques qui doivent être filtrées à la sortie à l'aide de circuits accordés appropriés.

- d) Amplificateurs de puissance Classe D

Les amplificateurs de classe D ont le rendement le plus élevé de tous les amplificateurs linéaires, mais ils présentent un taux de distorsion harmonique légèrement supérieur aux amplificateurs de la classe B ou AB. Ils sont utilisés par exemple dans les amplificateurs d'auto-radio.

Ces classes d'amplificateur sont résumées dans le tableau suivant :

Classe	Linéarité	Rendement
A	grande plage de linéarité	Rendement faible et consommation en absence de signal
AB	plage de linéarité et rendement satisfaisant (compromis entre classes A et B)	faible consommation en absence du signal
B	rendement appréciable	génération d'harmoniques paires
C	rendement élevé	Génération d'harmoniques importantes

Tableau 2.01 : Les différentes classes d'amplificateur de puissance.

2.3.2 LNA (*Low Noise Amplifier*)

L'amplificateur faible bruit (LNA) est le premier bloc d'un récepteur RF ayant la responsabilité d'amplifier le signal reçu qui généralement possède une puissance très faible. Il se charge de la mise en forme des signaux en provenance d'une antenne. Son rôle est assimilé à celui d'un préamplificateur.

Pour pouvoir démoduler convenablement le signal utile, on doit ramener le niveau de puissance de ce dernier à un niveau acceptable tout en contrôlant le niveau de bruit en sortie.

Deux critères importants sont donc mis en jeu pour l'amplification du signal en réception : le LNA doit garantir un gain approprié tout en contrôlant la figure de bruit.

Dans le domaine des télécommunications, le facteur de bruit F quantifie la dégradation du rapport signal à bruit. Il est causé par les composants de la chaîne RF et est défini comme le rapport entre les SNR à l'entrée et à la sortie du bloc: [11]

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.26)$$

En exprimant le facteur de bruit en dB, on a la figure de bruit :

$$NF = 10 \log(F) \quad (2.27)$$

Chaque bloc d'une chaîne de composants (F_i, G_i) montés en cascade va introduire du bruit. Il est possible de déterminer la figure de bruit globale d'une telle chaîne à partir de la formule de FRIIS,

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2.28)$$

Avec F_n le facteur de bruit du nième composant et G_n son gain en puissance. A partir de cette formule, on peut remarquer la forte influence des composants des premiers étages sur le facteur de bruit total.

L'utilisation en entrée d'une chaîne de composants électroniques offrant un fort niveau de gain va améliorer la figure de bruit globale suite à la diminution de l'impact des figures de bruit des composants qui sont en aval. [11]

Cependant, l'augmentation du gain offerte par le LNA va conduire à l'augmentation des non-linéarités de l'amplification. Dans une chaîne de réception, le rôle des amplificateurs faible bruit peut être résumé à une amplification du signal d'entrée en gardant un niveau faible du bruit et des non-linéarités du signal utile.

2.3.3 Mélangeurs

Le mélangeur est un dispositif essentiel des systèmes de communications radio, puisqu'il permet en particulier de générer les décalages de fréquence :

- à l'émission, il permet de transposer le signal utile en haute fréquence, afin de profiter des conditions de propagation favorables

- à la réception, il permet d'abaisser la fréquence afin de démoduler le signal de façon efficace.

[13]

Ainsi, il assure la fonction de transposition de fréquence, permettant de décaler en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. Les mélangeurs sont utilisés dans la plupart des systèmes de communications. Dans tous ces systèmes, les signaux utiles sont transposés en hyperfréquence (RF) pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences (FI) en réception pour être traités avec une électronique plus classique.

On distingue deux modes de fonctionnement pour le mélangeur (up-converter et down-

converter) qui correspondent respectivement à la transposition de la fréquence FI vers la fréquence RF et à la transposition de la fréquence RF vers la fréquence FI. Certains mélangeurs sont optimisés pour un fonctionnement up-converter ou down-converter alors que d'autres peuvent fonctionner dans les deux modes avec des performances similaires

Un mélangeur peut donc :

- Soit augmenter la fréquence du signal utile (up-converter)
- Soit diminuer la fréquence du signal utile (down-converter)

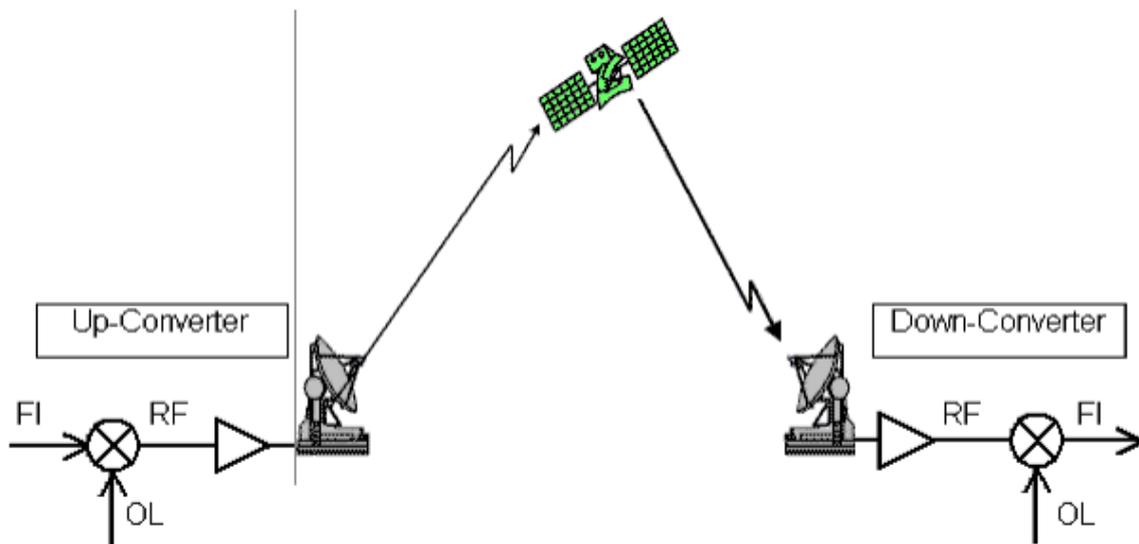


Figure 2.05 : Principe du « up-conversion » et du « down-conversion ».

Dans la configuration superhétérodyne, une deuxième conversion de fréquence est réalisée à partir de la fréquence FI pour ramener le signal bande de base où il sera traité. Signalons qu'on voit aujourd'hui se développer des architectures homodynes dans laquelle la conversion se fait de manière directe vers la bande de base.

Un mélangeur idéal est constitué de trois ports dont en entrée, le signal RF, respectivement, la fréquence intermédiaire, et le signal généré par l'oscillateur local, et en sortie le signal à fréquence intermédiaire respectivement, le signal RF dans le cas du down-conversion, respectivement l'up-conversion.

Après multiplication, deux nouvelles fréquences sont générées comme étant la somme et la différence des 2 premières. Chacun des signaux de sortie est porteur de l'information du signal d'entrée.

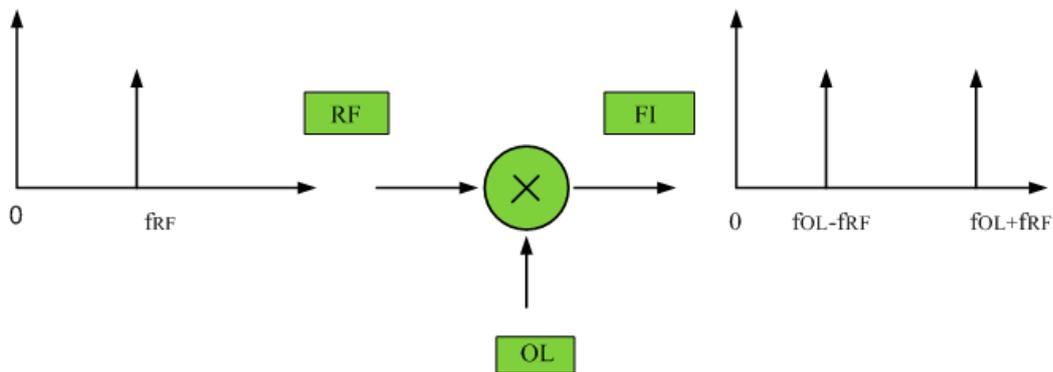


Figure 2.06 : Mélangeur idéal.

En pratique, un mélangeur opère avec un fonctionnement non-linéaire. Cependant, cette non-linéarité est responsable d'apparition d'harmoniques et d'autres fréquences du type $nf_{OL} + mf_{entree}$ ou n et m sont des entiers naturels appelées produits d'intermodulation.

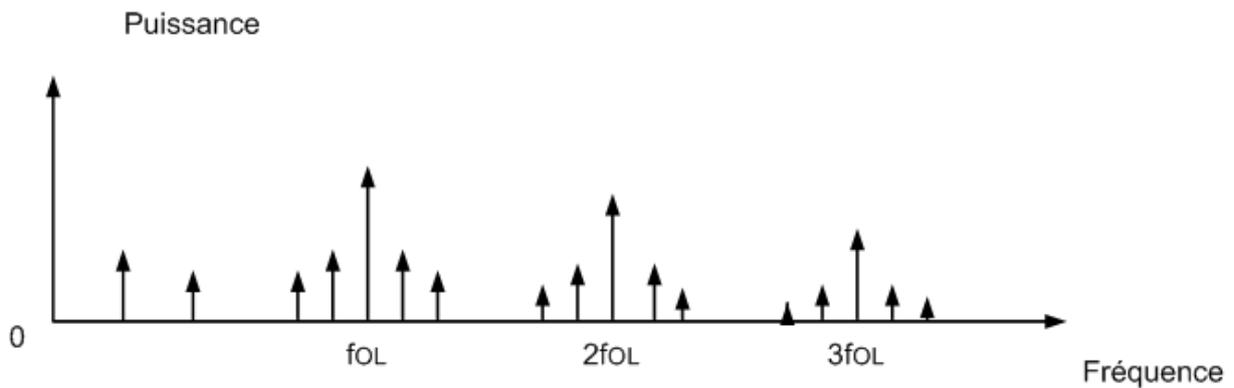


Figure 2.07 : Spectre apres melange.

2.4 Distorsion non linéaire dans les systèmes de communication sans fil

Comme mentionné précédemment, la non-linéarité dans les systèmes de communication sans fil proviennent des éléments non-linéaires mis en place dans l'architecture de ces systèmes. Cette non-linéarité limite la puissance du signal reçu à cause des caractéristiques non-linéaires de ces dispositifs. Ils introduisent également des signaux indésirables appelés distorsions non-linéaires. Ces distorsions non-linéaires se manifestent par l'apparition d'harmoniques et des produits d'intermodulation, autour de la fréquence fondamentale. La distorsion non-linéaire se manifeste par un large nombre de produits d'intermodulation, d'amplitude, de fréquence et de phase différentes, qui sont introduits dedans (on parle alors de distorsion intra-bande) et en dehors de la bande passante du signal d'entrée (distorsion hors bande). La distorsion intra-bande nuit la performance du système mais la distorsion hors bande dégrade la performance des systèmes qui utilisent des canaux de fréquences adjacentes.

Nombreux sont les effets néfastes de cette distorsion non-linéaire sur le système de communication sans fil. Dans cette section, quelques-uns sont présentés.

2.4.1 Interférence sur les canaux adjacents

L'interférence sur les canaux adjacents (ACI) est une des manifestations de la non-linéarité dans les systèmes sans fil. L'ACI est responsable de l'introduction d'interférences dans les canaux adjacents. Dans les anciens systèmes mobile tel que le GSM, le plan de fréquence était conçu de façon à éviter les interférences, d'où des bandes différentes sont utilisées pour des cellules voisines. Les systèmes modernes utilisent la technologie CDMA où les mêmes canaux sont réutilisés par les cellules adjacentes. La distorsion hors bande introduite dans un canal adjacent n'est donc pas négligeable.

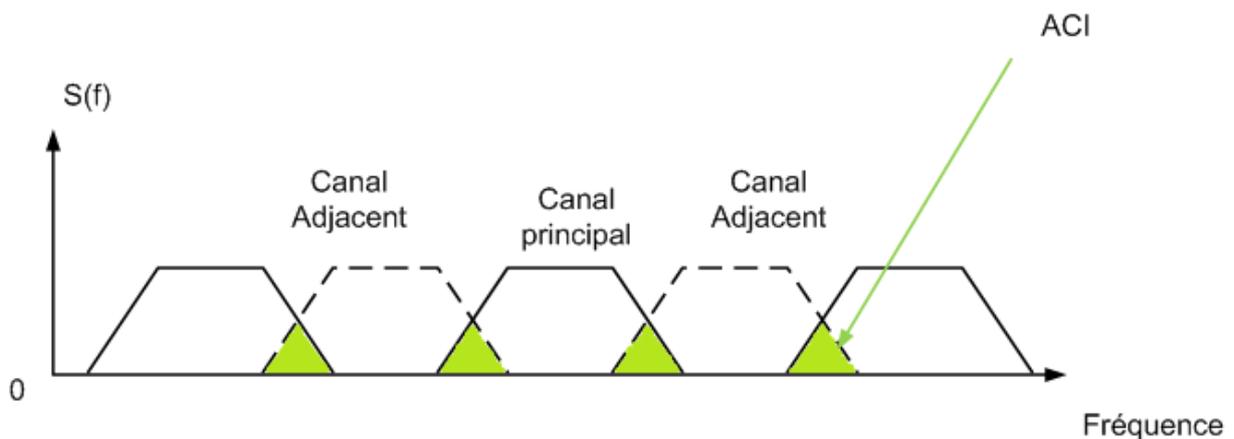


Figure 2.08 : Interférence sur les canaux adjacents.

2.4.2 Dégradation de la performance du système et de la qualité de modulation

Comme on l'a dit auparavant, la distorsion intra-bande est responsable de la dégradation de la performance du système se manifestant par la dégradation du rapport signal sur bruit (SNR) et ainsi du taux d'erreur binaire. Pour les modulations, le comportement de la non-linéarité se manifeste par la compression et la rotation de la constellation résultant de l'augmentation de la probabilité d'erreur du système.

Conséquemment, le signal utile sera très difficile à détecter.

La forme du signal modulé numériquement est exprimée par :

$$x(t) = r(t)\cos(2\pi f_0 t + \psi(t)) \quad (2.29)$$

Où $r(t)$ représente la modulation d'amplitude du système et $\psi(t)$ la modulation de phase. A la sortie d'un élément non-linéaire, le signal s'exprime :

$$y(t) = F[r(t)]\cos(2\pi f_0 t + \psi(t) + \Phi(r(t))) \quad (2.30)$$

Où F est la distorsion d'amplitude et représente la caractéristique AM-AM du dispositif non-linéaire. Φ est la distorsion de phase et représente la caractéristique AM-PM.

Donc, avec l'amplification non-linéaire, la distorsion AM-AM corrompt l'enveloppe du signal et la distorsion de phase sa phase.

Il est important de noter que les systèmes utilisant les modulations QPSK, QAM, ... très utilisés dans les systèmes de communication grâce à leur grande efficacité spectrale sont les plus sensibles à l'amplification non-linéaire que les modulations avec des enveloppes constantes telles que les modulations de fréquence (FSK, ...).

2.5 Modélisation et simulation des systèmes de communication non-linéaires

2.5.1 Modélisation et simulation en ingénierie

La modélisation et la simulation des systèmes sont des outils incontournables dans la conception des systèmes modernes. En plus de l'optimisation du système, l'avantage de la modélisation et de la simulation est de permettre l'exploration des concepts bien avant d'implanter une telle ou telle technologie. Dans le but d'analyser le concept de modélisation et de simulation d'un système, il est important de définir le concept de système, de modèle et de simulation.

2.5.1.1 Système

Un système est défini comme une collection d'objets qui interagissent ensemble afin d'aboutir à un objectif, pour lequel le système a été conçu. Les systèmes produisent des sorties qui dépendent de leurs entrées et de leur conception. Les deux peuvent être en fonction de temps ou l'espace.

2.5.1.2 Modèle

Le modèle d'un système est une représentation mathématique qui simplifie le système dans le but de comprendre et en même temps prédire la sortie du système. La simplification de la réalité

est habituellement faite avec deux principaux aspects. Le premier est la simplification des détails du système, c'est à dire, les éléments du système. Le second est la simplification associée aux dynamiques du système représentant les caractéristiques cause à effet du système.

La modélisation d'un système est souvent confrontée à une question qui est : à quel point le modèle représente et simplifie le système réel. La seconde préoccupation est reliée au niveau de simplification permis dans le but d'obtenir un bon modèle. En fait, la solution à ces préoccupations dépend du niveau de compréhension que nous attendons du modèle. Trop de simplification offre une faible représentation de la réalité. D'un autre côté, peu de simplification implique que plus de détails sont inclus dans le modèle, mais on obtiendrait un modèle compliqué qui sera très difficile à comprendre. Donc, développer un modèle est un compromis entre la complexité et leur fidélité.

En général, il existe deux types de modélisations en ingénierie : la modélisation physique et la modélisation comportementale.

a) Modélisation physique

La modélisation physique est basée sur la connaissance des composants du système et aussi sur la connaissance des rôles qui décrivent leur interaction. Des exemples de tels modèles sont les modèles des circuits.

b) Modélisation comportementale

La modélisation comportementale est basée sur les mesures de l'entrée/sortie. Leur précision dépend de la qualité de ces mesures. En général, les modèles physiques sont plus précis que les modèles comportementaux. Mais les modèles comportementaux sont plus faciles à simuler.

2.5.1.3 Simulation

La simulation est définie comme l'implémentation d'un modèle d'un système dans un programme informatique afin d'atteindre deux buts : le premier est l'étude des interactions des composants du système ; le second est l'étude des dynamiques du système. En d'autres termes, un algorithme de simulation permet l'étude du comment la sortie d'un système change lorsque celui-ci est confronté à différents cas d'entrées, ou comment le système se comporte quand les interactions entre les différents composants du système sont définis différemment. Un des avantages de la simulation est qu'elle permet une représentation temporelle et spatiale du

comportement du système sur un temps long. La modélisation et la simulation d'un système sont reliées de manière que qu'un modèle est utilisé dans la simulation d'un système.

2.5.2 Simulation des circuits non-linéaires

Les méthodes de simulation des circuits non linéaires sont divisées en deux principales catégories : la simulation dans le domaine temporel et la simulation dans le domaine fréquentiel.

Dans le domaine temporel, le circuit est simulé en résolvant le système d'équation différentielle numériquement. D'un autre côté, la méthode de simulation dans le domaine fréquentiel utilise l'analyse de Fourier pour résoudre les équations du circuit. La principale différence entre ces deux méthodes est que la méthode dans le domaine temporel peut travailler avec les circuits non-linéaires et les discontinuités, tandis que la méthode dans le domaine fréquentiel peut s'occuper des circuits qui sont caractérisés par leur domaine fréquentiel.

Une autre approche consiste à mixer les deux méthodes, associer la méthode temporelle et fréquentielle pour simuler un circuit dans le but de réduire les inconvénients de chacune des deux méthodes, dans des applications spécifiques.

2.5.2.1 Méthode temporelle

La méthode temporelle est utilisée pour avoir une solution à état stable des équations différentielles du circuit assumant que cette solution soit périodique. Dans ces méthodes, des valeurs des tensions sont déterminées telles que $V(T) = v(0)$ ou T est la période et $v(0)$ est la condition initiale qui force la solution à être périodique. La solution des équations différentielles du circuit est souvent obtenue par des approches itératives.

Comme cette méthode est itérative, le temps mis pour atteindre la solution dépend de la tolérance d'erreur pré décrite.

Il y a de nombreux moyens associés à la simulation temporelle. Premièrement, la méthode temporelle a des limites sur la taille des circuits à simuler parce que les circuits énormes tendent à produire des larges matrices qui nécessitent une manipulation efficace par les ordinateurs. Cependant, cette méthode est très applicable s'il s'agit de circuits avec moins de 300 nœuds. Deuxièmement, la méthode temporelle requiert un calcul temporel excessif parce qu'elle s'arrange avec la bande passante absolue du signal plutôt qu'avec la bande passante en bande de base. Finalement, la méthode temporelle a des limites pour la simulation de la distorsion non linéaire ou des mesures spéciales doivent être considérer lors du choix de la tolérance d'erreur.

2.5.2.2 Balance d'harmonique

La balance d'harmonique est une méthode fréquentielle pour la simulation des circuits analogique présentant une légère non-linéarité. Cette méthode peut être utilisée pour analyser les bruits non linéaires des circuits analogiques mais aussi pour estimer les harmoniques, les bruits et les limites de l'amplitude de l'oscillateur. Cette méthode est basée sur la recherche du spectre de fréquence du courant résultant dans le circuit, étant donné une tension d'excitation périodique, quand le circuit est dans un état périodique stable; cette méthode est très utile pour l'informatisation des valeurs qui définissent la distorsion non linéaire telles que le produit d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3), et la distorsion harmonique totale (THD).

Dans cette méthode, le système d'équations non linéaires est formulé dans le domaine fréquentielle que temporel ou les contributions linéaires sont calculés dans le domaine fréquentiel et les contributions non linéaires, dans le domaine temporel. Ainsi, donner en entrée une tension d'excitation $V(\omega)$, au circuit dans le domaine fréquentiel, le courant résultant: $I(\omega) = F(V(\omega))$ dans la partie linéaire du circuit peut être obtenu en résolvant les équations du circuit par la loi de Kirchhoff à chaque nœud. La loi de Kirchhoff est appliquée pour des nombreuses fréquences indépendantes et le courant est calculé dans ces harmoniques par la résolution du système d'équation linéaire.

Pour la partie non linéaire du circuit, le calcul du courant / tension s'exécute dans le domaine temporel ou la tension d'excitation en entrée est trouvée par l'utilisation de la série de Fourier :

$$v(t) = a_0 + \sum_i a_i \cos(\omega_i t) + \sum_i b_i \sin(\omega_i t) \quad (2.31)$$

Où $\omega_i = i\omega_0$ et ω_0 est la fréquence fondamentale du signal d'entrée. On applique à la partie non-linéaire du circuit un signal en fonction du temps ; la réponse en courant est déterminée dans ce domaine. Ce courant est ensuite transformé en fonction de la fréquence en utilisant la transformée de Fourier.

Dans la prochaine étape, le spectre en fréquence de tous les courants à un nœud sont balancés à chaque fréquence. A cela résulte un système d'équations linéaires qui peuvent être résolues dans le domaine fréquentiel. Les résultats peuvent ensuite être transformés en fonction du temps en utilisant la transformée de Fourier inverse.

La méthode de simulation par la balance harmonique représente une approche acceptable pour simuler la réponse des amplificateurs ou les mélangeurs. Cependant, plus le nombre de signal d'entre augmente, le temps de simulation augmente également. D'où, cette méthode n'est pas toujours pratique quand il s'agit de simuler des signaux non périodiques modulés numériquement du fait que ces derniers ne peuvent être représentés par des signaux discrets ou nécessitent un grand nombre de signaux pour approcher leur spectre continu. Ce qui signifie un très long temps de simulation.

2.5.3 Modélisation des circuits non-linéaires

Les modèles les plus utilisés pour modéliser les circuits non-linéaires sont basés sur les séries de Volterra et la théorie développée par Wiener. En général, le modèle de Volterra consiste en des filtres linéaires ou non linéaires de largeur de bande finie, qui détermine la sélectivité en fréquence du système.

2.5.3.1 Modèle de Volterra

Le modèle général de Volterra d'un système non-linéaire est décrit par la fonction suivante :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n(x(t)) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t) \quad (2.32)$$

Où $F_n(x(t))$ est la fonction de Volterra et est définie par :

$$F_n(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t; \lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(\lambda_i) d\lambda_i \quad (2.33)$$

Ou $h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ est le noyau de Volterra. Le support du noyau du modèle de Volterra définit la mémoire du système car il définit l'intervalle de temps ou les entrées passées peuvent influencer la sortie courante du système.

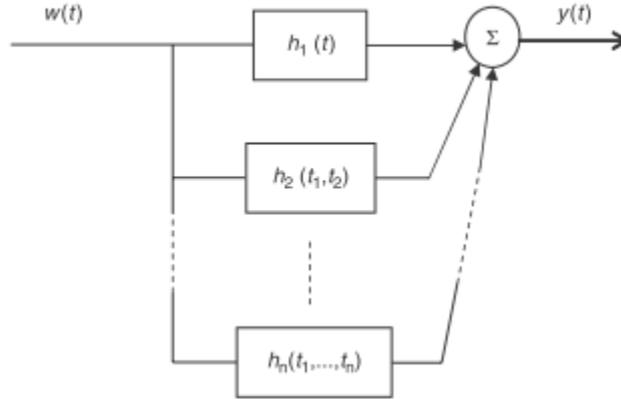


Figure 2.9 : Représentation graphique du modèle de Volterra.

La formule générale de la série de Volterra représente une approche analytique pour modéliser la non-linéarité car elle représente la non-linéarité de la même manière que la série de Taylor. La série de Volterra peut être décrite comme la série de Taylor mais avec mémoire. Si le système est causal et le temps invariant, la fonction de Volterra peut être exprimée par :

$$F_n(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) d\lambda_i \quad (2.34)$$

$$F_n(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t - \lambda_1, \dots, t - \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(\lambda_i) d\lambda_i \quad (2.35)$$

Il est plus intelligent d'écrire cette formule en fonction de la fonction de transfert car le noyau de cette dernière est plus facile à extraire que celui de sa fonction temporelle. On aura donc :

$$y_n(t) = F_n(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \times \prod_{i=1}^n X(f_i) e^{j2\pi f_i t} df_i \quad (2.36)$$

Où $H_n(f_1, \dots, f_n)$ est la fonction de transfert résultant de la transformée de Fourier sur la fonction temporelle :

$$H_n(f_1, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \times e^{-j2\pi(f_1\lambda_1 + \dots + f_n\lambda_n)} d\lambda_1 \dots d\lambda_n \quad (2.37)$$

Et par conséquent :

$$h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \times e^{j2\pi(f_1\lambda_1 + \dots + f_n\lambda_n)} df_1 \dots df_n \quad (2.38)$$

Donc, on aura :

$$Y_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \times \delta(f - f_1 - \dots - f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) e^{j2\pi f_i t} df_i \quad (2.39)$$

Cette forme est le modèle le plus utilisé pour la modélisation des systèmes électroniques. La série de Volterra est de ce fait, une série de représentation d'une fonction non-linéaire analytique et elle diverge quand les caractéristiques non-linéaires sont plus grandes. Pour les systèmes à faible non-linéarité, seuls quelques termes de la série sont utilisés pour représenter fidèlement le système.

2.5.3.2 Modèle de Wiener

Comme on l'a dit précédemment, la série de Volterra peut être perçue comme la série Taylor mais avec mémoire. Cela signifie que la série converge lorsque l'erreur et ses dérivées approchent de zéro avec l'augmentation du nombre de termes. Cette convergence peut être obtenue si une fonction est représentée approximativement par une série de fonctions orthogonales. Le modèle de Wiener convertit la série non orthogonale de Volterra en série orthogonale de manière à avoir :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} G_n\{x(t)\} \quad (2.40)$$

Avec la relation :

$$F_n(x(t)) = \sum_{m=0}^{[n/2]} G_{n-2m}\{x(t)\} \quad (2.41)$$

Où F_n est la fonction de Volterra et G la fonction de Wiener.

Exprimée par :

$$G_{n-2m}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} k_{n-2m}(\sigma_1, \dots, \sigma_{n-2m}) \prod_{i=1}^{n-2m} x(t - \sigma_i) d\sigma_i \quad (2.42)$$

Les noyaux k_n sont les noyaux de Wiener et sont en fonction des noyaux h_n de Volterra par :

$$\begin{aligned}
& k_{p-2m}(\sigma_1, \dots, \sigma_{n-2m}) && (2.43) \\
& = \frac{(-1)^m n! A^m}{(n-2m)! m! 2^m} \\
& \times \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\lambda_1, \lambda_1, \dots, \lambda_m \lambda_m, \sigma_1, \dots, \sigma_{n-2m}) d\lambda_1 \dots d\lambda_m
\end{aligned}$$

Les zéro-ième et premiers degrés de la fonction de Wiener sont égaux au zéro-ième et premier degré de la fonction de Volterra :

$$G_0\{x(t)\} = k_0 = h_0 \quad (2.44)$$

$$G_1\{x(t)\} = F_1\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\lambda_1 x(t - \lambda_1)) d\lambda_1 \quad (2.45)$$

Les autres termes peuvent être retrouvés en utilisant la formule générale.

2.6 Conclusion

La modélisation et la simulation des systèmes non-linéaires jouent un rôle important dans l'évaluation de la performance des systèmes de communication. Nombreux sont encore les modèles existant mais sont presque tous basés sur le modèle de Volterra.

CHAPITRE 3

DISTORSION NON LINEAIRE

3.1 Introduction

La non-linéarité dans les systèmes de communication introduit la dégradation de la performance du système parce que la réponse d'un système non-linéaire consiste d'habitude à des signaux indésirables additionnés aux signaux utiles. Contrairement aux bruits, ces signaux indésirables appelés distorsion ne peuvent être éliminés par filtrage car ils existent souvent dans la bande de fréquences des signaux utiles.

Donc, la non-linéarité a des effets néfastes sur la forme du signal de sortie; ce qui affecte sévèrement la conception, la bande passante et la performance du système.

La distorsion intra-bande est responsable de la dégradation du SNR et aboutit à la dégradation du BER. La distorsion extra-bande contribue à la dégradation de la performance des canaux adjacents. Cela signifie donc que la distorsion non-linéaire augmente la probabilité d'erreur du système.

3.2 Modélisation de la distorsion non linéaire

La distorsion non-linéaire est prédite en estimant le spectre de puissance de sortie de la non-linéarité qui est définie par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de la sortie. Caractériser la distorsion intra-bande effective nécessite des composants corrélés et non-corrélés du spectre de la sortie. La composante corrélée consiste en une version amplifiée du signal d'entrée avec compression de gain et représente la partie utile de la sortie qui guide à corriger la détection des données reçues. D'un autre côté, la partie non-corrélée ajoute au système de l'interférence. Dans ce contexte, une procédure d'orthogonalisation est nécessaire pour partitionner le spectre de sortie en composante corrélée et non-corrélée ainsi, la distorsion non- linéaire dans la bande passante du signal peut être quantifiée. [17]

On présente une procédure d'orthogonalisation basée sur la méthode de Gram-Schmidt des modèles non-linéaires pour déterminer la distorsion non-linéaire effective responsable de la dégradation de la performance d'un système de communication. L'orthogonalisation des modèles non-linéaires consiste à séparer les distorsions corrélées et non-corrélée dans le spectre de sortie non- linéaire et aide à identifier la distorsion effective.

3.2.1 Enveloppe complexe [10]

L'enveloppe complexe d'un signal représente l'équivalent en bande de base de ce signal qui consiste seulement au signal d'information. Un signal passe bande est un signal réel avec un spectre autour d'une fréquence f_c dans une largeur de bande finie : $2B$. Le signal passe bande résulte de la modulation du signal bande de base. Pour établir la formulation mathématique de l'enveloppe complexe d'un signal modulé, considérons un signal modulé $x(t)$ avec une fréquence porteuse f_c :

$$x(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (3.01)$$

Le concept est représenté par la figure :

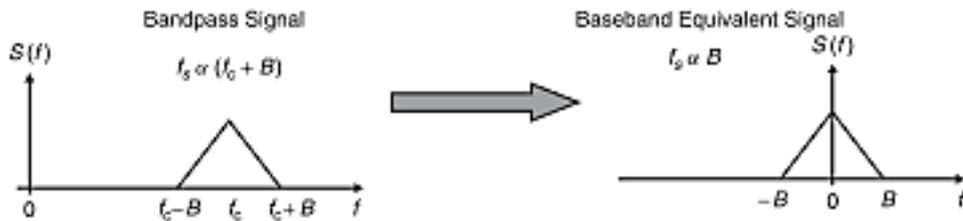


Figure 3.01 : Concept d'enveloppe complexe.

Où $A(t)$ représente l'amplitude et $\phi(t)$ la phase. Les transformations trigonométriques permettent d'écrire :

$$x(t) = i(t) \cos(2\pi f_c t) - q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3.02)$$

Où $i(t)$ est appelé composante en phase et $q(t)$ composante quadrature.

On définit le signal :

$$\tilde{x}(t) = i(t) + jq(t) \quad (3.03)$$

Où

$$i(t) = R[\tilde{x}(t)] \quad (3.04)$$

Et

$$q(t) = I[\tilde{x}(t)] \quad (3.05)$$

$\tilde{x}(t)$ est appelé enveloppe complexe de $x(t)$.

Le signal modulé peut alors être écrit :

$$\begin{aligned}x(t) &= R(\tilde{x}(t)) \cos(2\pi f_c t) - I(x(t)) \sin(2\pi f_c t) \\ &= R(x(t)) e^{j2\pi f_c t}\end{aligned}\quad (3.06)$$

L'enveloppe complexe de $x(t)$ peut aussi être écrite sous la forme :

$$\tilde{x}(t) = A(t) e^{j\phi(t)} \quad (3.07)$$

Où

$$A(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)} \quad (3.08)$$

Et

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{i(t)}{q(t)} \quad (3.09)$$

Ainsi le signal modulé peut être écrit :

$$x(t) = R(A(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_c t}) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (3.10)$$

Et une autre forme :

$$x(t) = \frac{1}{2} \tilde{x}(t) e^{j2\pi f_c t} + \frac{1}{2} \tilde{x}(t) e^{-j2\pi f_c t} \quad (3.11)$$

Dans le domaine fréquentiel, on peut utiliser les propriétés de la transformée de Fourier :

$$X(f) = \frac{1}{2} [\tilde{X}(f - f_c) + \tilde{X}(-f - f_c)] \quad (3.12)$$

Où $X(f)$ est la transformée de Fourier de $x(t)$.

3.2.2 Identification de la distorsion non-linéaire

La clé pour comprendre la dégradation de la performance dans les systèmes sans fil causée par l'amplification non-linéaire est de reconnaître que la distorsion non-linéaire effective est non-corrélée avec le signal utile. Par exemple, le SNR à la sortie d'un circuit non-linéaire est déterminé par le taux du signal utile sur la distorsion intra-bande non-corrélée et les bruits. Pour développer le concept de distorsion non-corrélée, on considère une représentation géométrique d'une non-linéarité sans mémoire caractérisée par un polynôme de troisième degré ou la sortie non linéaire est un vecteur somme de la composante linéaire et le composant de troisième degré tel que : [18]

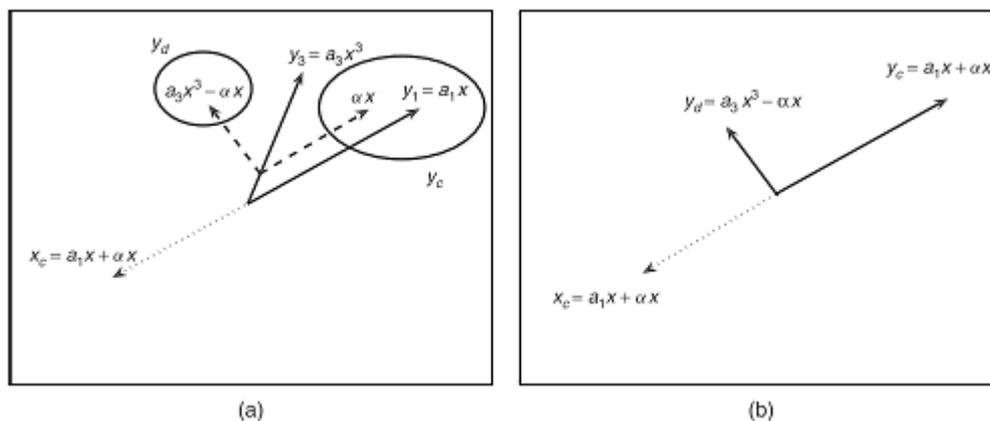


Figure 3.02 : représentation géométrique de la distorsion intra-bande. (a) représentation du vecteur de distorsion (b) représentation orthogonale

Dans cette représentation la sortie peut être de troisième ordre et peut être décomposée en deux : une première vers une sortie linéaire et l'autre orthogonal à celle-ci. La distorsion non corrélée peut maintenant être identifiée en termes d'un signal d'annulation, ou une réplique du signal d'entrée est soustraite à partir de la sortie non-linéaire totale. Ainsi, on a :

$$x_c(t) = a_1x(t) + \alpha x(t) \quad (3.13)$$

Le terme corrélation réfère une ressemblance statistique entre la sortie et l'entrée du système. On mesure la capacité du récepteur à reconstruire les informations utiles à partir du signal d'entrée. Donc, si le signal est non-corrélé avec le signal désiré, donc cette parité du signal est considérée comme une distorsion non-corrélée qui contribue à la dégradation du SNR.

3.2.3 Orthogonalisation

Comme on l'a dit précédemment, l'orthogonalisation du modèle comportemental est utile pour la prédiction de la distorsion non linéaire dans les systèmes de communication sans fil ou l'objectif est d'extraire la composante non-corrélée de la sortie non linéaire qui est responsable de la dégradation de la performance du système. Dans le but de clarifier le concept d'identification de la distorsion non-linéaire effective, considérons un système non linéaire caractérisée par :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) \quad (3.14)$$

L'objectif est de convertir le modèle ci-dessus en un modèle avec des composants orthogonaux de la forme : [17]

$$y(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) \quad (3.15)$$

Où $s_n(t)$ représente la sortie orthogonale d'ordre n. L'orthogonalité ici est définie dans le sens statistique comme :

$$R_{s_n s_m}(\tau) = E[s_n(t)s_m(t + \tau)] = 0 \quad (3.16)$$

Où $R_{s_n s_m}(\tau)$ la fonction inter-corrélation

Comme résultat, la sortie non linéaire peut être exprimée par : [17]

$$y(t) = y_c(t) + y_d(t) \quad (3.17)$$

Où

$$y_c(t) = s_1(t) \quad (3.18)$$

La composante utile de la sortie qui est corrélée avec le signal d'entrée est:

$$y_d(t) = \sum_{n=2}^N s_n(t) \quad (3.19)$$

La composante non-corrélée représente la distorsion non linéaire. Pour formuler la sortie non-linéaire comme la somme de termes non-corrélés, la procédure d'orthogonalisation de Gram-Schmidt peut être utilisée. Cette procédure est une procédure mathématique avec lequel un vecteur non orthogonal est converti orthogonalement. Pour illustrer cette procédure, posons x_i un vecteur non orthogonale y peut être écrite comme la combinaison non-linéaire de ces vecteurs tel que :

$$y = \sum_{n=1}^N b_n x_n \quad (3.20)$$

L'objectif est d'écrire le vecteur y en terme orthogonal un comme :

$$y = \sum_{n=1}^N c_n u_n \quad (3.21)$$

Signifiant que y consiste en la somme des vecteurs C_n . Avec u_n :

$$u_n = x_n - \sum_{n=1}^{n-1} \alpha_n u_n \quad (3.22)$$

Ou :

$$\alpha_{nm} = \frac{\langle x_n \cdot u_n \rangle}{\|u_n\|^2} \quad (3.23)$$

Et on peut être écrit en fonction de b_n par :

$$c_n = b_n - \sum_{m=n}^N c_m \alpha_{mn} \quad (3.24)$$

Donc si x et y représente l'entrée et la sortie du modèle non linéaire, la procédure de Gram-Schmidt donne en sortie des termes complètement non corrélés.

Ce modèle peut être appliqué à tout modèle non linéaire avec des sorties corrélées et représentera la sortie en la somme de termes non corrélés.

3.2.2.1 Volterra

La procédure d'orthogonalisation de Gram-Schmidt est appliquée directement à la série de Volterra. Cependant, quelques restrictions sur les propriétés du signal d'entrée sont appliquées.

Rappelons le modèle de Volterra :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n(x(t)) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t) \quad (3.25)$$

En appliquant l'orthogonalisation de Gram-Schmidt sur ce modèle, l'expression de la sortie orthogonale; les composantes de la sortie s_n peut être obtenue en remplaçant les fonctions x_i par un 1. Donc cette sortie orthogonale peut être écrite :

$$s_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} g_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n u(t - \lambda_i) d\lambda_i \quad (3.26)$$

Où $g_n(\lambda_1 \dots \lambda_n)$ représentent les noyaux de Volterra orthogonalité

$u_n(t) = \prod_{i=1}^n u(t - \lambda_i)$ représente les entrées orthogonales. En utilisant la procédure de Gram-Schmidt, cette entrée orthogonale est obtenue par :

$$\prod_{i=1}^n u(t - \lambda_i) = \prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) - \sum_{n=1}^{n-1} \alpha_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n}) \prod_{i=1}^n u(t - \lambda_i) \quad (3.27)$$

Où $\alpha_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n})$ est la fonction représentant le coefficient de corrélation entre c_n et u_n

$$\alpha_{nm}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n}) = \frac{E[\prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) \prod_{i=1}^m u(t - \lambda_i)]}{E[\prod_{i=1}^m u(t - \lambda_i) \prod_{i=1}^n u(t - \lambda_i)]} \quad (3.28)$$

Et aussi, l'entrée originale x_i peut être exprimée comme la combinaison linéaire de u_n :

$$\prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) = \sum_{m=1}^n \alpha_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n}) \prod_{i=1}^m u(t - \lambda_i) \quad (3.29)$$

Les nouveaux noyaux : $g_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ sont dérivés à partir des noyaux de Volterra :

$$g_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) = \sum_{m=n}^N \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n}) h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_m) d(\lambda_{n+1} \dots d\lambda_{m+n}) \quad (3.30)$$

3.2.2.2 Wiener

Le modèle de Wiener est une version simplifiée de la série de Volterra ou les noyaux de Volterra prennent la forme :

$$h_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) = a_n h(\lambda_1) \dots h(\lambda_n) \quad (3.31)$$

Où a_n sont les coefficients réels et $h(t)$ la réponse impulsionnelle d'un filtre linéaire : la sortie de ce modèle peut être écrite :

$$y_n(t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda) x(t - \lambda) d\lambda \right)^n \quad (3.32)$$

En utilisant le même développement, le coefficient de corrélation entre le m^{ème} et n^{ème} terme de la sortie non linéaire est exprimée :

$$\alpha_{mn}(\lambda) = \frac{E[x^n(t - \lambda) u^n(t - \lambda)]}{E[u^m(t - \lambda) u^m(t - \lambda)]} \quad (3.33)$$

Les noyaux d'orthogonalité peut être trouvés en substituant :

$$\begin{aligned} g_n(\lambda_1, \dots, \lambda_n) &= \sum_{m=n}^N \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_{m+n}) \alpha_n \prod_{i=1}^n h(\lambda_i) \prod_{i=n+1}^{m+n} d(\lambda_i) \\ &= \sum_{m=n}^N \alpha_m T_{mn}(\lambda_1, \dots, \lambda_n) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ou

$$T_{mn}(\lambda_1 \dots \lambda_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \alpha_{mn}(\lambda_1 + \dots + \lambda_{m+n}) \prod_{i=1}^n h(\lambda_i) \prod_{i=n+1}^{n+m} d(\lambda_i) \quad (3.35)$$

Représente un filtre linéaire.

Donc, les sorties orthogonales $s_n(t)$ sont :

$$s_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [h(\lambda) + a_3 T_{31}(\lambda)] x(t - \lambda) d\lambda \quad (3.36)$$

$$s_3(t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda) x(t - \lambda) d\lambda \right)^3 - \int_{-\infty}^{\infty} a_3 T_{31}(\lambda) x(t - \lambda) d\lambda \quad (3.37)$$

3.2.4 Fonction d'autocorrélation

En utilisant les équations et l'orthogonalité de la sortie du modèle orthogonal, la fonction d'autocorrélation de la sortie peut être écrite :

$$R_{yy}(\tau) = E[y(t)y(t + \tau)] = R_{y_c y_c}(\tau) + R_{y_d y_d}(\tau) \quad (3.38)$$

Où $R_{y_c y_c}(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation de la composante corrélée de la sortie non linéaire et

$R_{y_d y_d}(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation de la distorsion non corrélée. Ces équations peuvent être écrites :

$$R_{y_c y_c}(\tau) = R_{s_1 s_3}(\tau) \quad (3.39)$$

$$R_{y_d y_d}(\tau) = \sum_{u=2}^N R_{s_2 s_6}(\tau) \quad (3.40)$$

Donc, l'orthogonalisation d'un modèle non-linéaire résulte de la formulation la fonction d'autocorrélation de la sortie comme la somme des fonctions d'autocorrélation des composantes orthogonales de la sortie.

3.2.5 PSD Power Spectral Density

Le PSD de la sortie non-linéaire est obtenu à partir de la transformée de Fourier de :

$$S_{yy}(f) = S_{y_c y_c}(f) + S_{y_d y_d}(f) \quad (3.41)$$

Où

$$S_{y_c y_c}(f) = S_{s_1 s_1}(f) = |c_1|^2 S_{u_1 u_1}(f) \quad (3.42)$$

Et

$$S_{y_d y_d}(f) = \sum_{n=2}^N S_{s_1 s_1}(f) = \sum_{n=2}^N |c_n|^2 S_{u_n u_n}(f) \quad (3.43)$$

Signifiant que le PSD de la sortie non-linéaire est composé de deux composants spectral qui représentent la sortie corrélée et la distorsion non corrélée.

Il est important de noter que le spectre corrèle est toujours restreint dans la bande du signal d'entrée tandis que le spectre non corrélée s'éparpille hors de la bande. Ainsi, le spectre de la distorsion non corrélée consiste en deux composantes dont la distorsion intra bande responsable de la dégradation du SNR dans le canal principal et la distorsion hors bande responsable de la dégradation du SNR dans le canal adjacent.

La distorsion intra-bande peut être trouvée à partir du spectre de la distorsion non corrélée par :

$$P_{In-band} = \int_{f_0 - B/2}^{f_0 + B/2} S_{y_d y_d}(f) df \quad (3.44)$$

Où f_0 est la fréquence de la porteuse et B la bande passante du signal d'entrée. La puissance du canal adjacent peut être trouvée par :

$$P_{ACP} = \int_{f_1}^{f_2} S_{y_d y_d}(f) df \quad (3.45)$$

Où f_1 et f_2 sont les fréquences limites avec la bande et le canal adjacent

La formulation de la sortie non-linéaire comme somme des composantes corrélées et non corrélées permet de quantifier les effets de la distorsion non-linéaire sur la performance des systèmes de communication. Pour clarifier l'impact de la distorsion non-linéaire sur la performance du système, considérons un signal reçu au récepteur consistant au signal transmis, et des composantes AWGN. Donc, le signal reçu peut être écrit sous la forme:

$$\tilde{r}(t) = \tilde{y}_c(t) + \tilde{y}_d(t) + \tilde{n}(t) \quad (3.46)$$

Où $n(t)$ est la composante AWGN. Notons que les parties à droite de cette équation sont non corrélées et la distorsion non corrélée est traitée comme un bruit additif similaire à l'AWGN. La performance du système est définie en termes de SNR effectif au récepteur, qui est défini par le taux du signal d'entrée par le bruit total du système incluant la distorsion non-linéaire.

3.3 Mesure de la performance des systèmes de communication sous la non-linéarité

La performance des systèmes de communication sans fil est souvent caractérisée par le SNR effectif qui peut être relié au BER. Le SNR effectif dépend de plusieurs facteurs incluant les bruits, la distorsion non-linéaire, etc. avec la distorsion non-linéaire, le SNR effectif est défini comme le taux du signal utile sur la somme des bruits blancs et de la puissance de la distorsion non-linéaire.

3.3.1 ACPR

ACI est le résultat de l'amplification non-linéaire dans les systèmes de communication sans fil. ACI est atténuée dans plusieurs systèmes sans fil en évitant d'utiliser les canaux adjacents dans la même région géographique. Toutefois, il est toujours nécessaire d'établir une limite sur le taux de puissance dans le canal principal sur la valeur de la puissance induite dans le canal adjacent. Ce taux est Apple ACPR ou Adjacent Channel Power Ratio. L'ACPR est défini en termes de PSD de la sortie non-linéaire :

$$ACPR = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_{yy}(f)df}{\int_{f_3}^{f_4} S_{yy}(f)df} \quad (3.47)$$

Les fréquences f_1 et f_2 sont les fréquences limites du canal principal tandis que f_3 et f_4 sont les limites du canal adjacent.

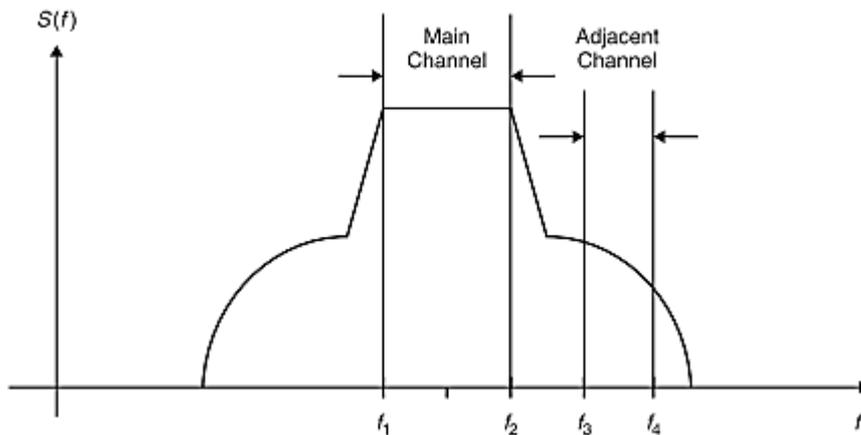


Figure 3.03 : Définition de l'ACPR.

3.3.2 SNR

Le SNR est défini comme le taux de la puissance du signal par rapport au bruit total estimé dans un canal AWGN. La performance d'un système de communication est exprimée par rapport au SNR effective encore Apple SNDR (signal to noise ans Distorsion Ratio) défini par le taux de la puissance à la sortie du canal AWGN ajoute à la puissance de la distorsion non-linéaire. Dans le but de développer la relation entre la distorsion intra bande le SNR effectif (ainsi que le BER), rappelons que la PSD de la sortie non-linéaire est la somme des PSD des composantes corrélées et non corrélées :

$$S_{\hat{y}\hat{y}}(f) = S_{\hat{y}_c\hat{y}_c}(f) + S_{\hat{y}_d\hat{y}_d}(f) \quad (3.48)$$

La distorsion intra bande effective peut être exprimée en terme de PSD de la composante non corrélée :

$$P_{In-band} = \int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_d \tilde{y}_d}(f) df \quad (3.49)$$

Le SNR effectif peut donc être exprimé par :

$$SNR = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_c \tilde{y}_c}(f) df}{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_d \tilde{y}_d}(f) df + N_0 B} \quad (3.50)$$

Où N_0 représente l'AWGN. Évaluer le SNR effectif est important pour déterminer le BER du système. La probabilité d'erreur binaire peut être évaluée dans les QPES ou BPSK par :

$$P_t = Q(\sqrt{2SNR}) \quad (3.51)$$

3.3.3 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est une mesure de la corrélation entre une version du signal d'entrée et la sortie. Ce facteur est défini par :

$$\rho = \frac{E[\tilde{y}(t)\tilde{y}_c^*(t)]^2}{E[|\tilde{y}(t)|^2]E[|\tilde{y}_c|^2]} = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_c \tilde{y}_c}(f) df}{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_c \tilde{y}_c}(f) df + \int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_d \tilde{y}_d}(f) df + N_0 B} \quad (3.52)$$

Comparée à l'équation

On obtient la relation entre et SNR par :

$$\rho = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (3.53)$$

3.3.3 EVM

L'EVM est une mesure de la déviation de la constellation par rapport à sa référence idéale, due aux non linéarités. L'EVM peut être définie par :

$$EVM = \sqrt{\frac{E[\tilde{y}_d^2(t)] + E[\tilde{n}(t)^2]}{E[y_c^2(t)]}} \quad (3.54)$$

$$= \sqrt{\frac{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_d \tilde{y}_d}(f) df + N_0 B}{\int_{-B/2}^{B/2} S_{\tilde{y}_c \tilde{y}_c}(f) df}} \quad (3.55)$$

Et peut être défini en fonction du SNR par :

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR}} \quad (3.56)$$

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{\rho} - 1} \quad (3.57)$$

Et

Notons que l'E.V.M et le facteur de qualité sont directement reliés au SNR et donc à la faculté du récepteur de détecter faiblement les données transmises.

3.3.4 Noise-to-Power Ratio (NPR)

NPR est défini comme le taux de la sortie d'un système non-linéaire avec la présence d'un filtre d'encoche par rapport à la sortie sans le filtre. Cette technique a été utilisée pour mesurer la distorsion intra-bande due à la présence d'amplificateur de puissance

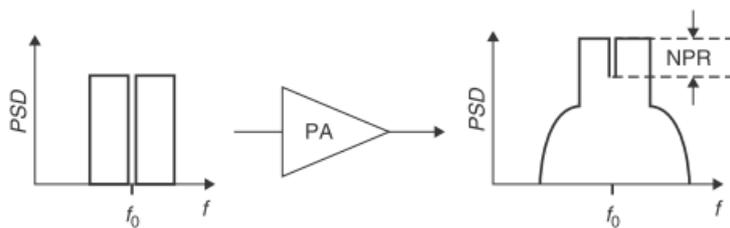


Figure 3.04 : Définition du NPR.

Le NPR est représenté par la formule suivante :

$$NPR = \frac{S_{yy}(0)}{S_{y_d y_d}(0)} \quad (3.58)$$

3.3.5 Noise figure

La figure de bruit es définie comme le taux du SNR à l'entrée sur le SNR a la sortie d'un système de communication, et elle quantifie ainsi la valeur du bruit ajoute par le système.

$$NF = \frac{SNR_i}{SNR_0} \quad (3.59)$$

3.4 Simulation

3.4.1 Présentation de Simulink

Simulink est un outil de conception et de modélisation de plusieurs variétés de systèmes, incluant les systèmes de communication. Simulink possède plusieurs dispositifs qui lui permettent d'être un outil très efficace pour modéliser et simuler les systèmes électriques. Il consiste en plusieurs bibliothèques et un environnement graphique interactif facile à utiliser. Simulink est intégré dans MATLAB et tous les outils de MATLAB sont accessibles dans Simulink. A partir du « Communication Blockset » et du « RF Blockset » fournit des outils pour la modélisation et la simulation des systèmes non-linéaires dans les systèmes de communication.

3.4.2 Présentation du travail

Nous avons essayé d'évaluer la performance d'un système de communication sans fil en regardant le comportement du signal en passant dans un dispositif non linéaire. Pour se faire, nous allons utiliser comme modulation de référence, la modulation 16-QAM, et comparer les résultats en sortie, d'un côté, un système sans dispositif non linéaire et d'un autre côté, un système avec un dispositif non-linéaire.

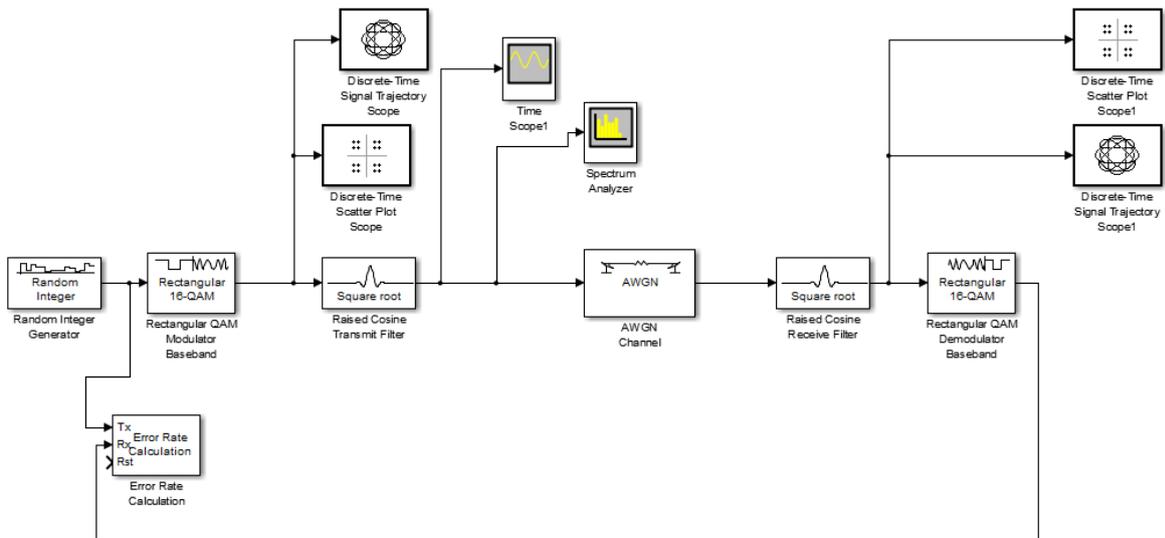


Figure 3.05 : Modèle d'un système sans fil sans dispositif non –linéaire.

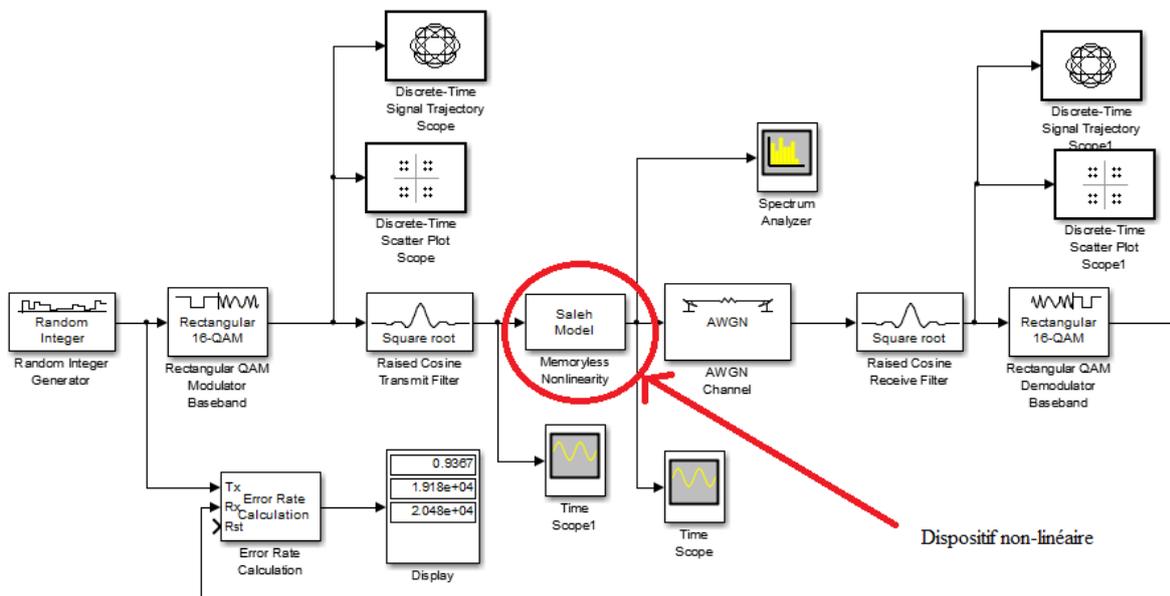


Figure3.06 : Modèle d'un système sans fil avec un dispositif non –linéaire.

3.4.3 Résultats

3.4.3.1 Forme du signal à transmettre

- Observation

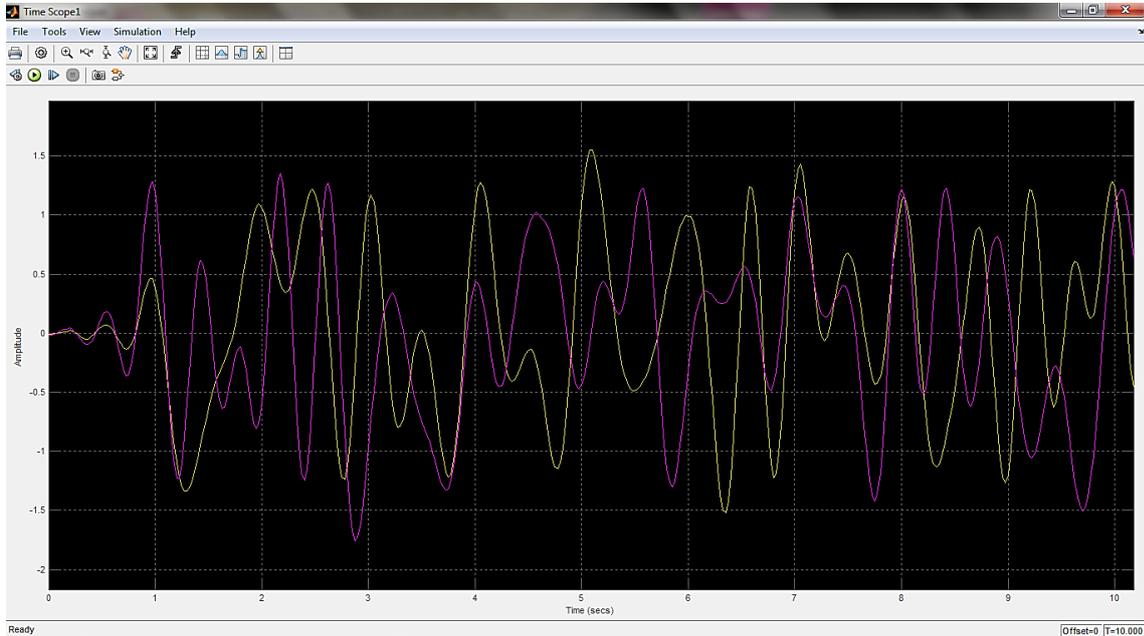


Figure 3.07 :Signal a émettre

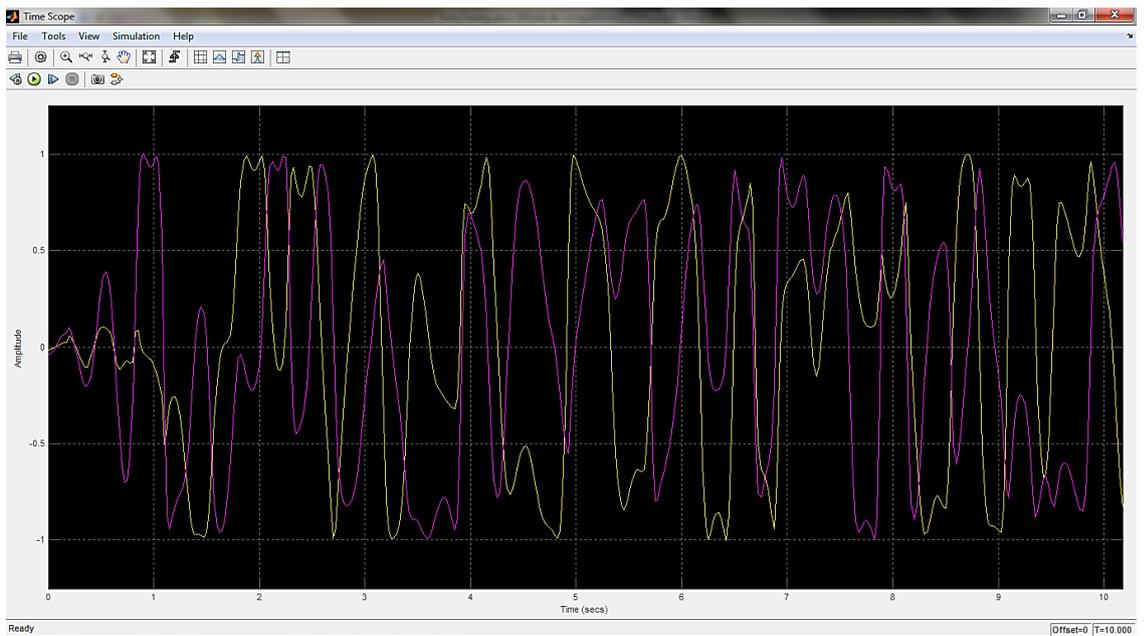


Figure 3.08 :Signal a émettre, avec un dispositif non linéaire

- Interprétation

Après son passage dans un dispositif non-linéaire, le signal à émettre est déformé

3.4.3.2 Constellation sans dispositif non-linéaire

- Observation

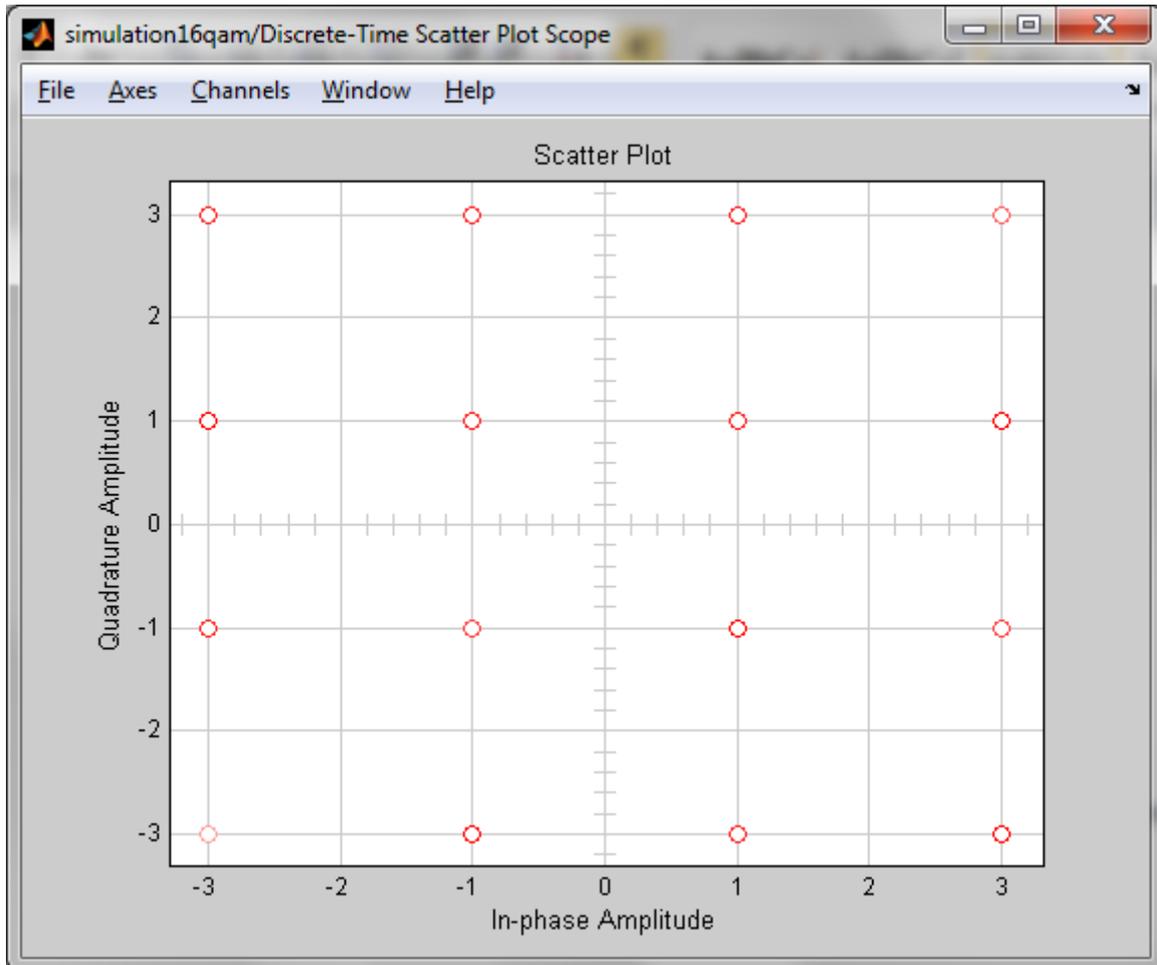


Figure 3.09 :Constellation de la modulation 16 QAM..

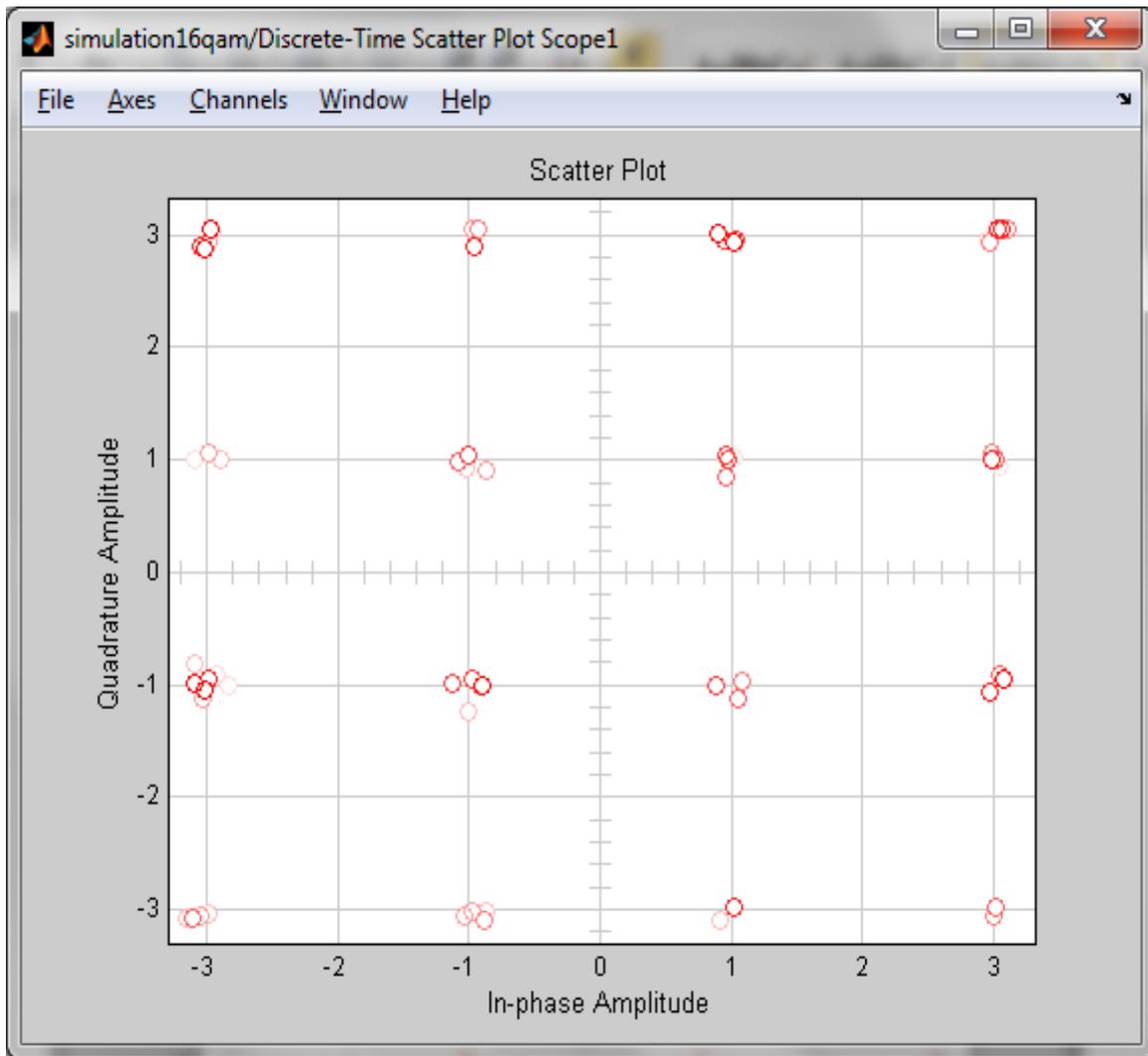


Figure 3.10 : Constellation à la sortie de l'émetteur sans dispositif non-linéaire.

- Interprétation

Sans dispositif non-linéaire, la constellation du signal est modifiée mais peu.

3.4.3.3 Constellation avec la présence d'un dispositif non-linéaire

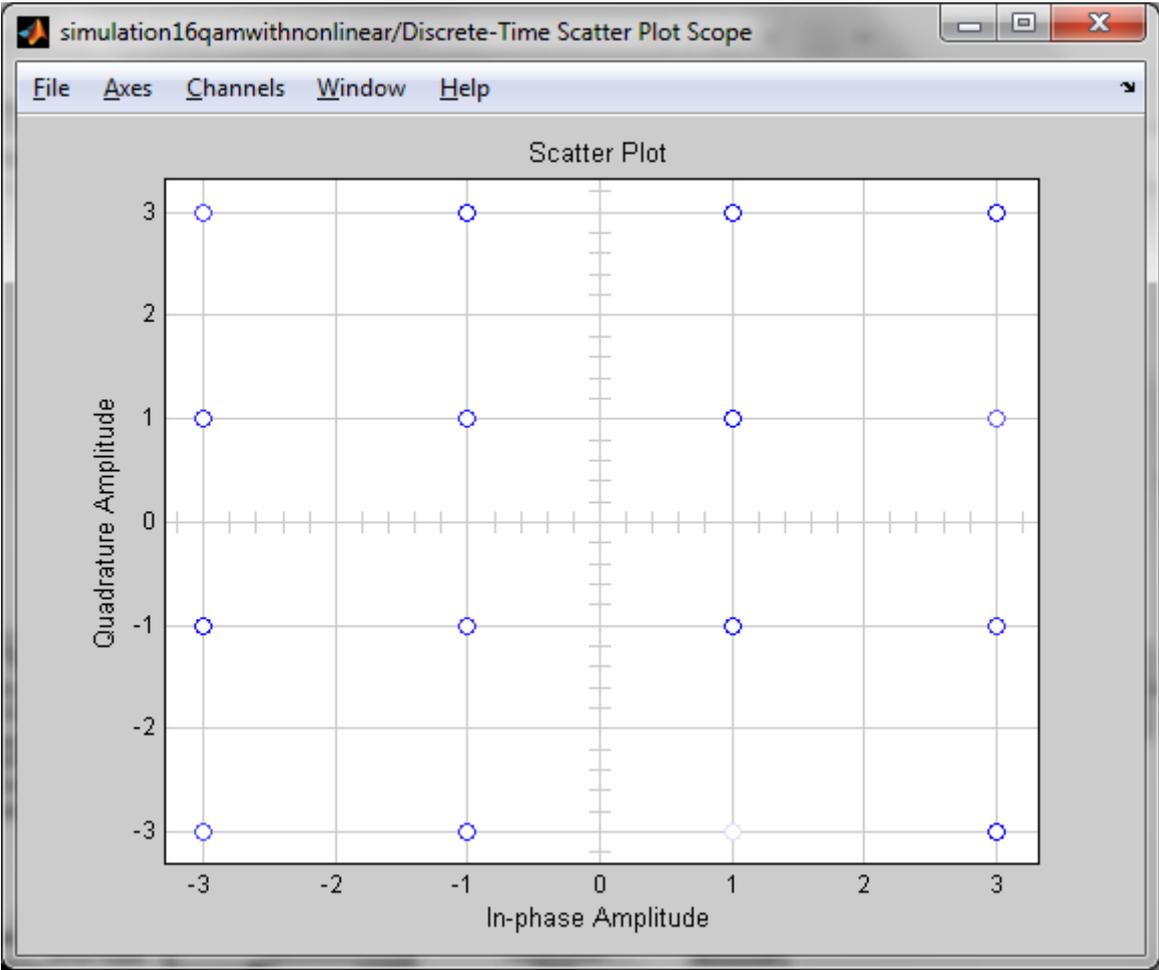


Figure 3.11 : Constellation de la modulation 16 QAM.

- Observation

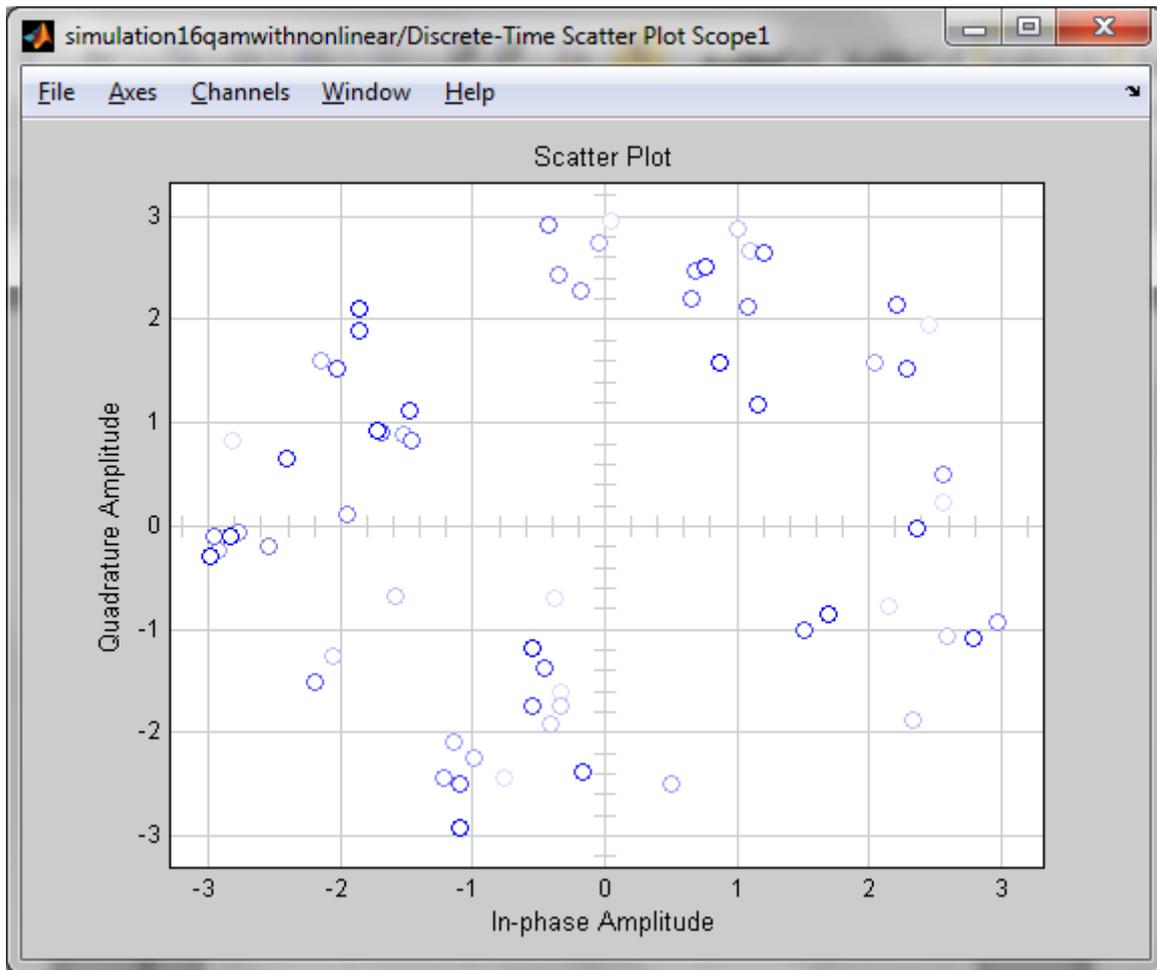


Figure 3.12 :Constellation a la sortie du canal due a la presence du dispositif non-lineaire.

- Interpretation

Après passage dans un dispositif non-linéaire, la constellation est complètement déformée. Les symboles sont éparpillés. Le nombre d'erreurs est élevé.

3.4.3.4 Trajectoire du signal

Ce qui suit représente également la constellation mais d'une autre manière :

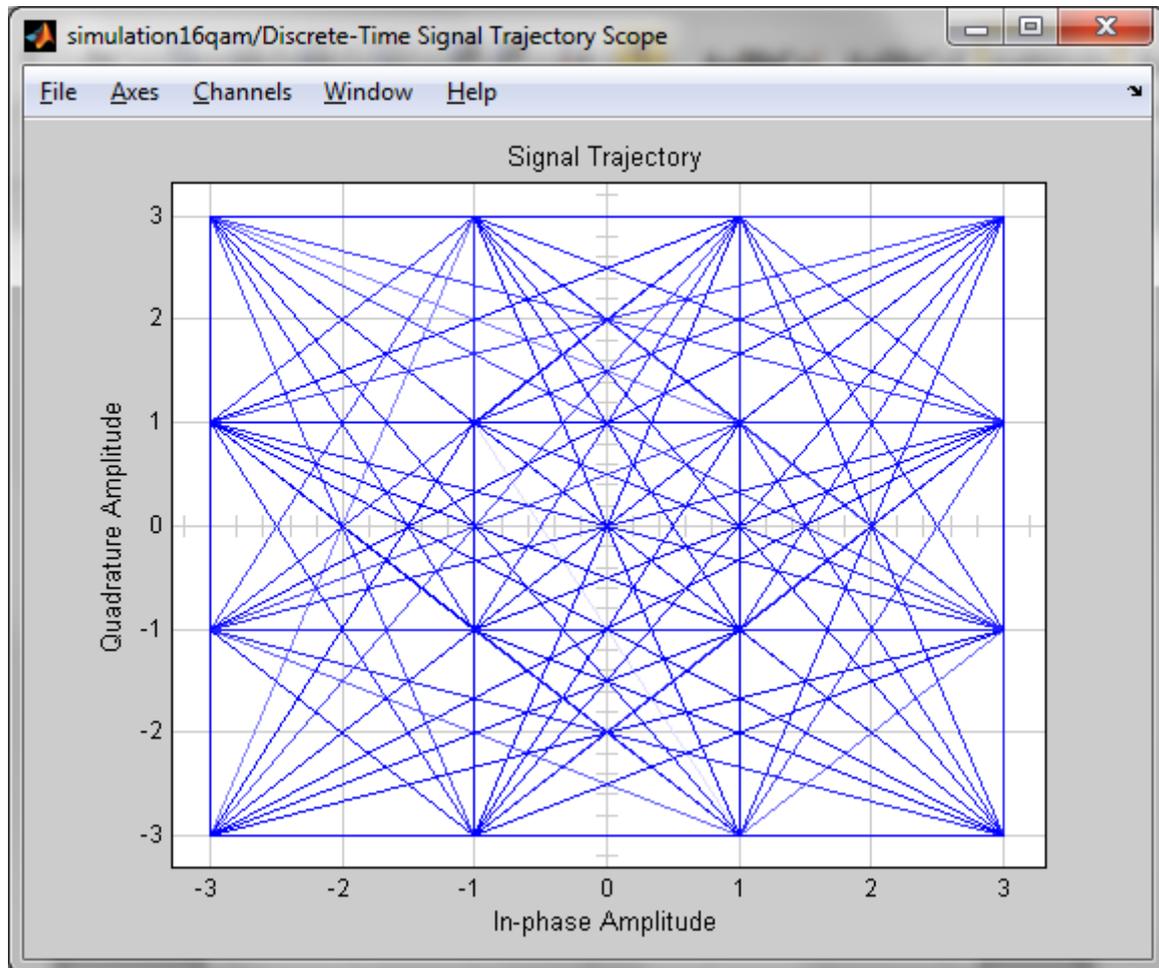


Figure 3.13 : Trajectoire du signal pour la modulation 16QAM.

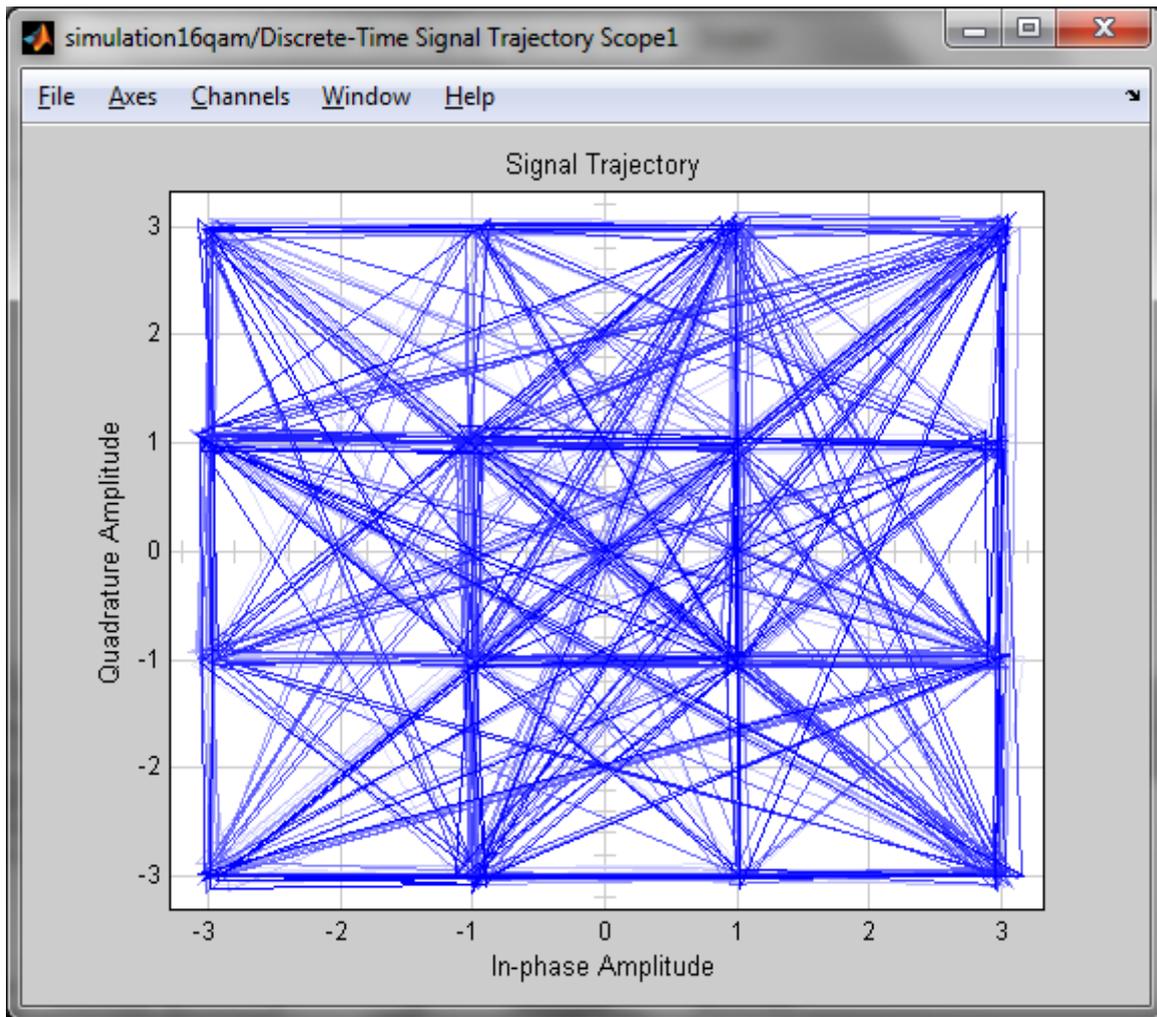


Figure 314 :*Trajectoire du signal a la sortie du canal.*

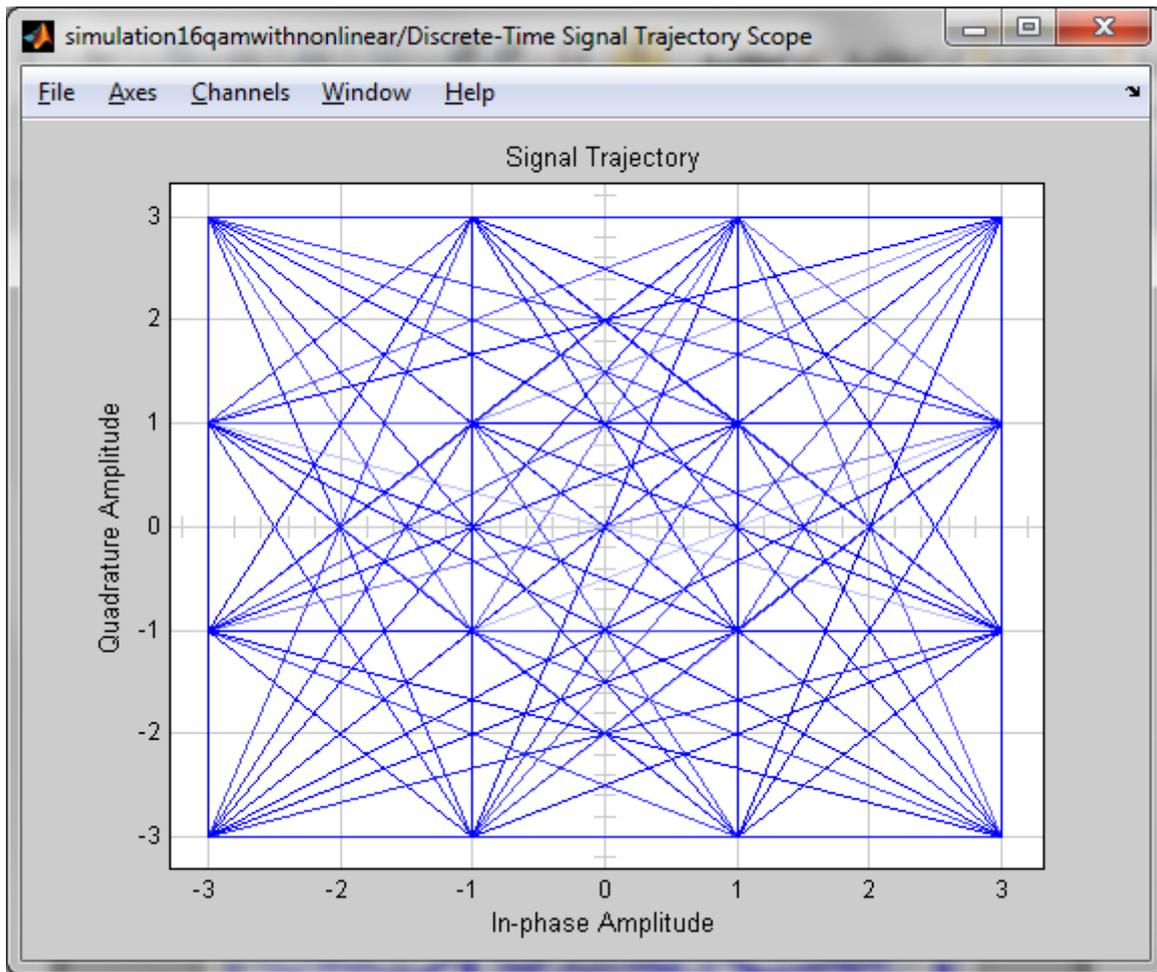


Figure 3.15 : Trajectoire du signal pour la modulation 16QAM, avec presence d'un dispositif non-linéaire.

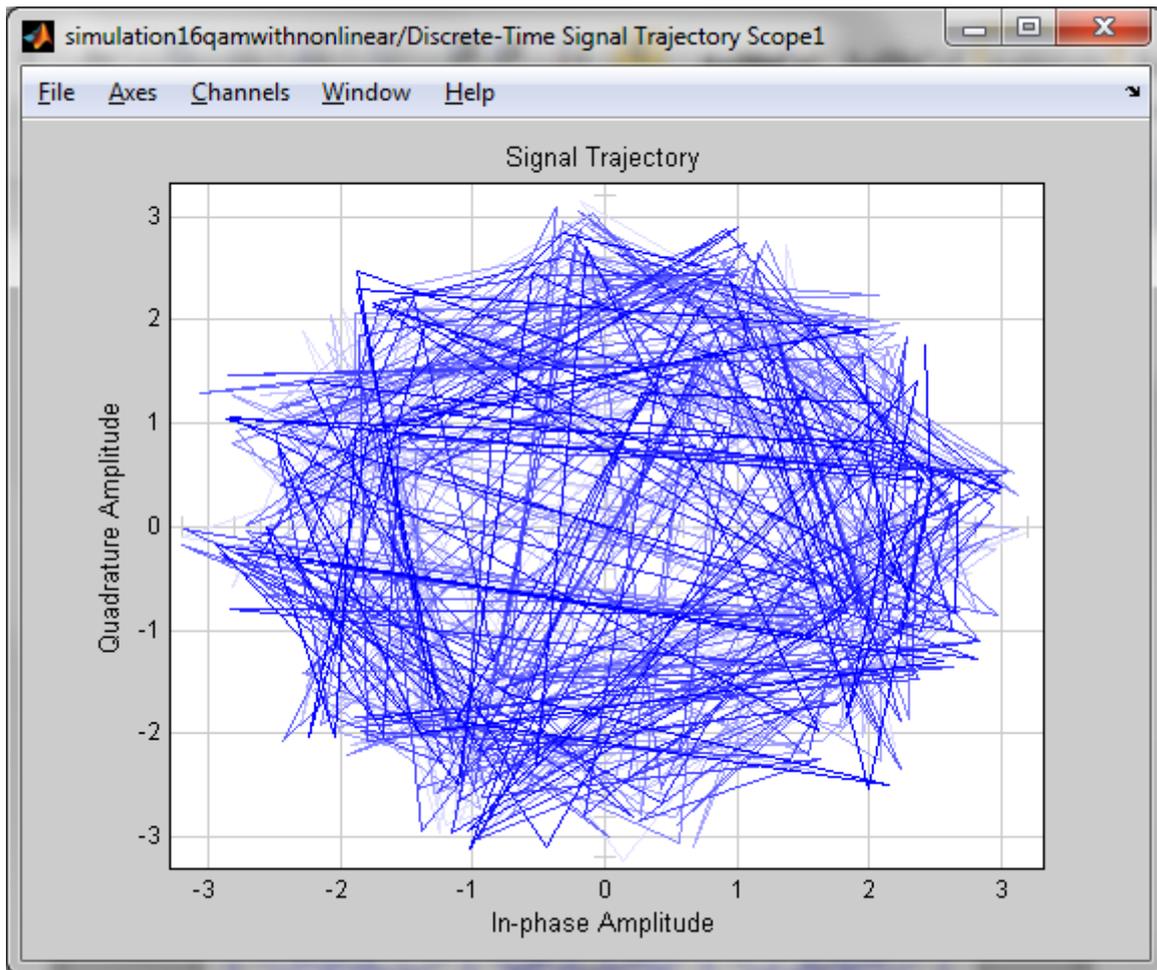


Figure 3.16 : Trajectoire du signal a la sortie du canal avec présence d'un dispositif non-linéaire.

3.4.3.4 Spectre de fréquence

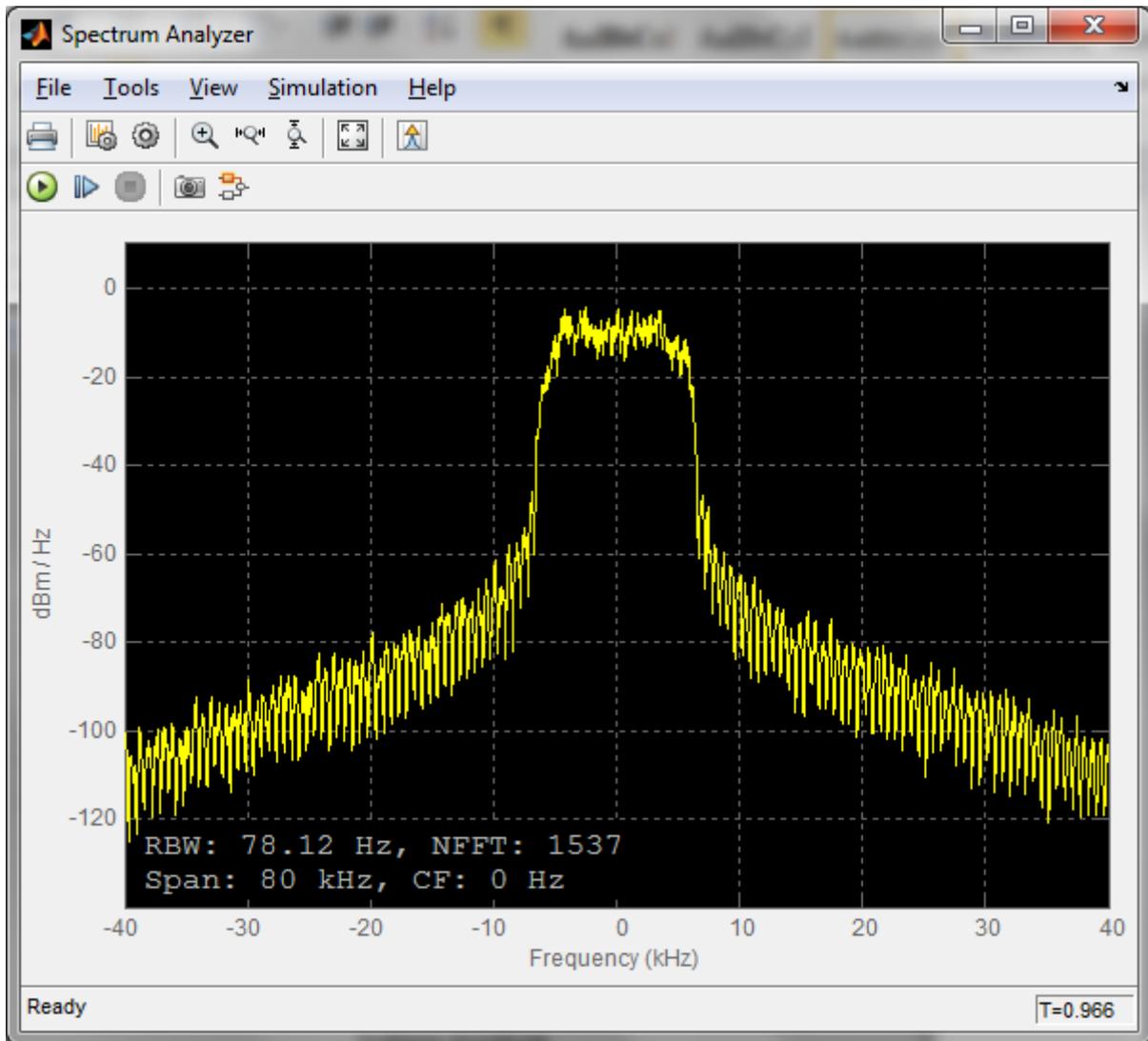


Figure 3.17 : Spectre de fréquence du signal, sans dispositif non-linéaire.

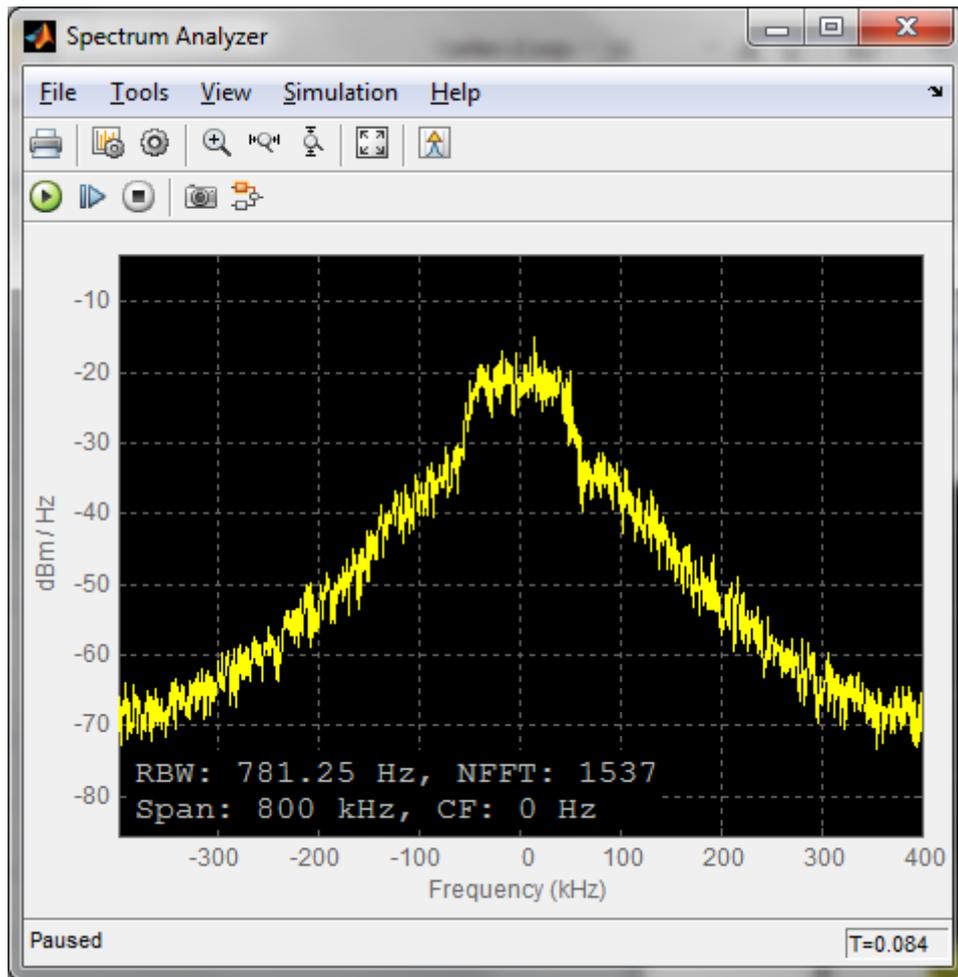


Figure 3.18 : Spectre de fréquence du signal a la sortie du dispositif non-linéaire.

3.5 Conclusion

Le modèle de simulation présenté dans ce chapitre représente la base de simulation des non-linéarités sous Simulink. Nous remarquons la dégradation de la performance du système après l'introduction du modèle non-linéaire. Plusieurs modèles peuvent être utilisés pour simuler les systèmes non-linéaires.

CONCLUSION GENERALE

Pour un système de communication donné, nombreuses sont les méthodes possibles afin d'évaluer la performance de ce système. On peut considérer plusieurs études mais dans ce mémoire, nous avons étudié le cas de la distorsion non-linéaire présente dans les systèmes de communication sans fil. Les dispositifs non-linéaires présents dans ces systèmes peuvent être des amplificateurs ou des mélangeurs, pouvant être modélisés mathématiquement.

Non seulement, ces systèmes non-linéaires dégradent la performance interne du système, mais aussi, la performance des canaux adjacents. Celle qui affecte le système est appelée distorsion intra-bande et se manifeste par la modification de la forme du signal, et un taux d'erreur très élevé. Celle qui affecte les canaux adjacents est appelée distorsion hors-bande et se manifeste par la présence d'interférences sur ces canaux adjacents. L'étude se base sur la mesure du SNR effectif, défini comme le taux du signal utile sur la somme des bruits blancs et de la puissance de la distorsion non-linéaire. La distorsion non linéaire peut se caractériser et mesurer par l'ACPR, le SNR, le facteur de qualité, l'EVM le NPR et la NF.

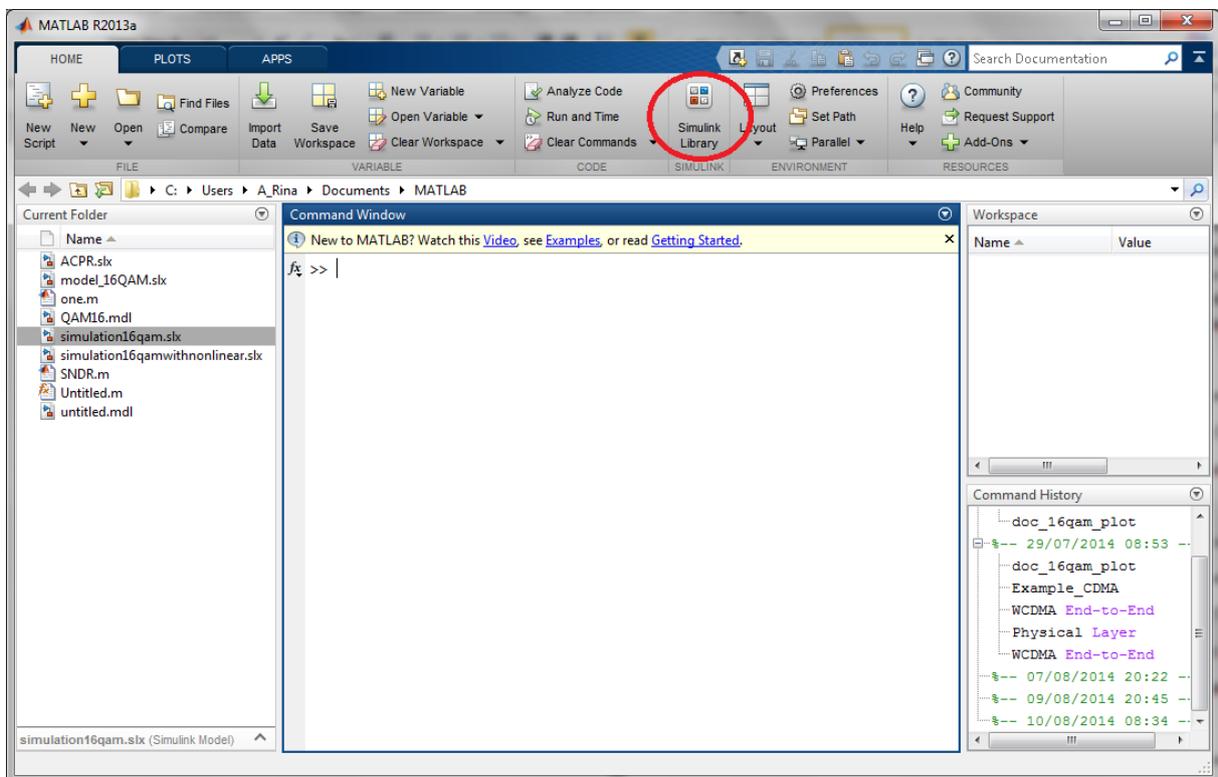
Dans le présent travail, plusieurs modèles mathématiques sont présentés ; les plus utilisés sont les modèles de base de Volterra et de Wiener afin de représenter les systèmes non-linéaires. Pour la modélisation de la distorsion non-linéaire, on applique à ces modèles la méthode d'orthogonalisation utile pour la prédiction de la distorsion non linéaire dans les systèmes de communication sans fil ou l'objectif est d'extraire la composante non-corrélée de la sortie non linéaire qui est responsable de la dégradation de la performance du système. Cependant, dans la partie simulation, Simulink propose le modèle de Saleh pour représenter la non-linéarité dans un système de communication sans fil. La dégradation du système est flagrante.

Nombreux sont les avantages des systèmes de communications sans fil, mais la distorsion non-linéaire fait partie des inconvénients ; le mieux serait de chercher une solution pour réduire cette distorsion non-linéaire.

ANNEXES

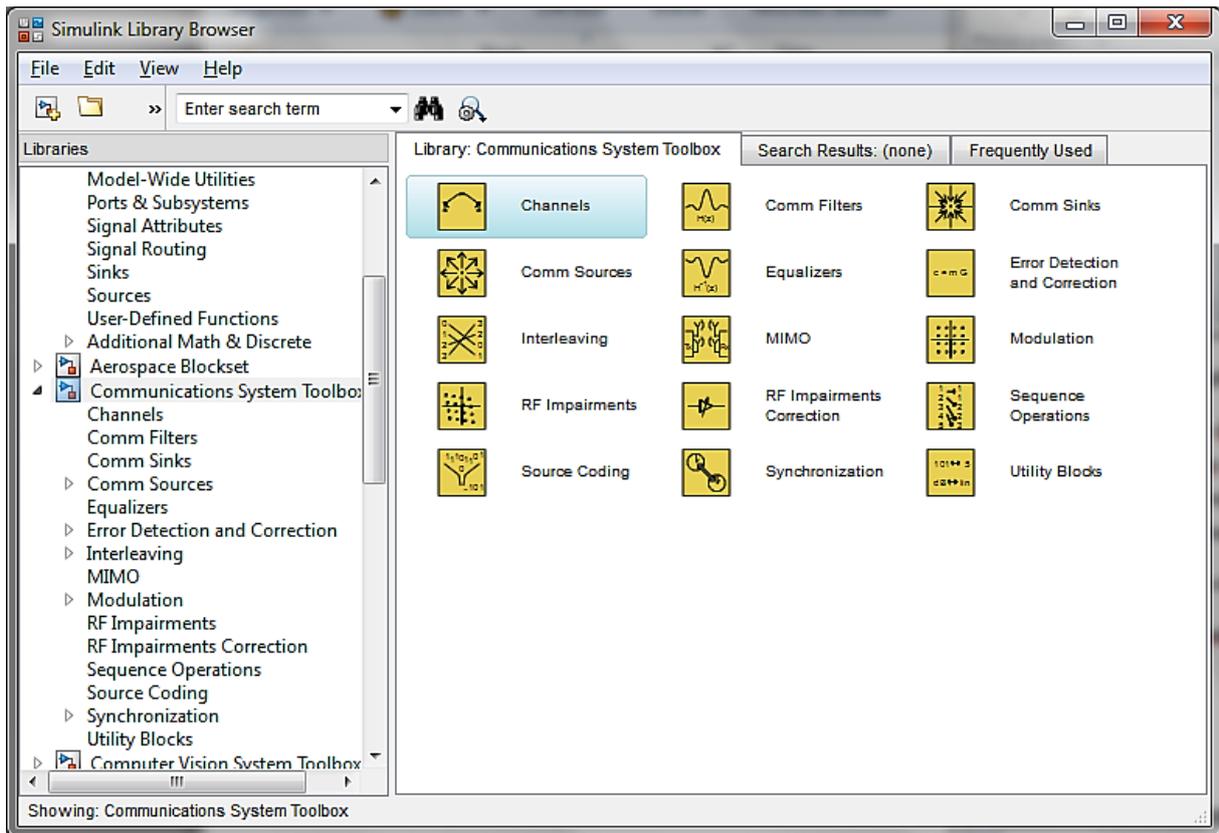
A .1 : MATLAB et Simulink

MATLAB est présenté comme un outil d'évaluation de la performance des systèmes de communication. Pour la simulation présentée dans le chapitre précédent, la version de MATLAB utilisée est la version R2013a. Simulink est inclus dans MATLAB. Dans cette version de MATLAB, les bibliothèques de Simulink peuvent être accédées par simple clic, du fait est que l'interface graphique de cette version est plus interactive que les versions précédentes :



A .2 : Les différents blocs de Simulink utilisés

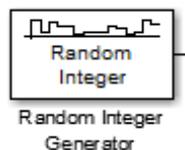
Dans Simulink, des différents blocs et modèles sont déjà inclus dans sa bibliothèque pour simuler les systèmes de communications : le bloc « Communications System Toolbox » présente presque tous les blocs d'un système réel, en partant des sources passant par les modulateurs, les canaux, etc., dont les paramètres pouvant être variés selon les besoins.



Les blocs RF des systèmes de communication sont également inclus dans Simulink. Ils contiennent de nombreuses bibliothèques pour modéliser les systèmes RF, tels que les filtres, les amplificateurs, les mélangeurs. Dans cette bibliothèque, quelques modèles non-linéaires sont présentés, comme le modèle de Saleh utilisé dans notre simulation.

A.3 : Les différents blocs utilisés dans la simulation, et leur configuration

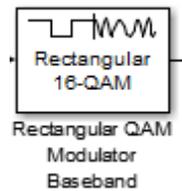
A.3.1 Random Integer Generator :



Le bloc « Random Integer Generator » génère uniformément des entiers aléatoires dans la plage $[0, M-1]$, où M est le nombre M -aire défini en changeant les paramètres. Dans notre cas, $M=16$.

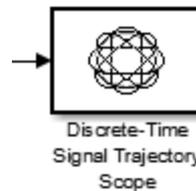
M-arynumber	16
Initial seed	37
Sample time	10^{-5}

A.3.2 *Réctangular QAM Modulator Baseband*



M-ary	16
Input type	Integer
Constellation ordering	Binary

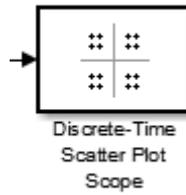
A.3.3 *Discrete-Time Signal Trajectory Scope*



Ce bloc est utilisé pour afficher la constellation du signal modulé.

Samples per symbol	8
Symbol displayed	64
New symbol display	64

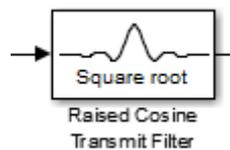
A.3.4 Discrete-Time Scatter Plot Scope



Ce bloc est utilisé pour afficher la constellation du signal modulé.

Samples per symbol	1
Ponts displayed	64
New points per display	64

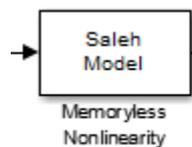
A.3.5 Raised Cosine Transmit Filter



Filtre le signal d'entrée

Group delay (number of symbols)	5
Rolloff factor	0.3
Unsampling factor	8

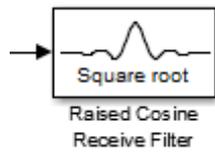
A.3.6 Saleh Model



Ajoute de la non-linéarité au système.

AM/AM paramètres	[2.1587 1.1517]
AM/PM paramètres	[4.0033 9.1040]

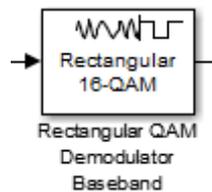
A.3.7 Raised Cosine Receive Filter



Filtre le signal a la sortie du canal

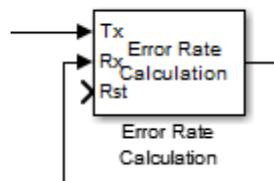
Input samples per symbol	8
Group delay (number of symbols)	5
Rolloff factor	0.3
Downsampling	8

A.3.8 Rectangular QAM Demodulator Baseband



M-arynumber	16
Constellation ordering	Binary

A.3.9 Error Rate Calculation



Calcule le taux d'erreur des données reçues.

Receive delay	0
Computation delay	0
Output data	Port

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A BOYER, «*Canaux de transmissions bruités*», Institut national des sciences appliquées de Toulouse, 01/10/2010.
- [2] A M'SIR, «*Stratégies de codage canal, Partie I*», Université de Metz, 2003/2004.
- [3] S.TRAVERSO, «*Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence*», Université de Cergy-Pontoise, 01/09/2009.
- [4] L.RABEHERIMANANA, «*Techniques avancées de communication* », Cours I5-TCO, Dép.TCO- ESPA,AU 2012-2013.
- [5] N. D. RAVONIMANANTSOA, «*Les réseaux de deuxième génération*», Cours L3-TCO, Dép.TCO- ESPA,AU 2009-2010.
- [6] F. LEMAINQUE, «*Tout sur les Réseaux sans fil*», Comment ça marche.net,01/04/2009.
- [7] I BURCIU, «*Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bande simultanée* », Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 01/01/2011.
- [8] J. OSWALD, «*Théorie de l'Information ou Analyse Diacritique des systèmes* », Ed. Masson, 1986.
- [9] C. RATSIHOARANA, «*Faisceaux hertziens*», Cours I4-TCO, Dép.TCO- ESPA,AU 2008-2009.
- [10] A. POLI, LI. HUGUET, «*Théorie et applications*» ; Ed Masson, 1986.
- [11]P.ESCOLANO, «*Approche concrète des télécommunications*», Lycée Fourcade Aix Marseille, 2005.
- [12]B. RIHAWI, «*Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes*», Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, 01/01/2009.
- [13]G. LISSORGUES, «*Transposition et synthèse de fréquences Mélangeurs – Oscillateurs – PLL*», 27/06/1995.
- [14]C.ALGANI «*Circuits actifs non linéaires* », 27/06/1995.

[15]P. KADIONIK « *Bases de transmissions numériques - Les modulations numériques*», ENSEIRB, 2000.

[16]P. KADIONIK « *Les intermodulations*», Cogisys, Fevrier 2007.

[17]K M GHARAIBEH, KGARD, M B STEER « *Estimation of Co-Channel Nonlinear Distortion and SNDR in Wireless System* », IET Microwave Antenna and Propagation 1, 2007.

[18]K M GHARAIBEH, K GARD, M B STEER « *Characterization of in-band distortion in RF front-ends using multisine excitation*», IEEE Radio Wireless Symp, 2006.

RENSEIGNEMENTS

Nom : ANDRIANAIVOMANANA

Prénoms : Rinasoa Harilalaina

Adresse de l'auteur : Lot IAH 76 bis Avaratsena

Ambohitrapeto Antananarivo 102

Tél : +261 32 44 781 73 / +261 34 17 171 75

E-mail : rinasoaharilalaina@gmail.com



Titre du mémoire :

**«PERFORMANCE DES SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FIL, ETUDE DE
LA DISTORSION NON-LINEAIRE»**

Nombre de pages : 83

Nombre de tableaux : 13

Nombre de figures : 40

Mots clé : Non-linéarité, communication sans fil, distorsion, amplificateur, mélangeur.

Directeur de mémoire :

Nom : RANDRIAMITANTSOA

Prénoms : Paul Auguste

Tél : +261 34 10 342 58

e-mail : rpauguste@gmail.com

RESUME

Les systèmes de communication sans fil présentent parfois des imperfections atteignant leur performance. Ces imperfections peuvent provenir du canal mais aussi des dispositifs utilisés dans la conception de ces systèmes comme tel est le cas de notre étude. La présence des équipements non-linéaire affecte la qualité du système en dégradant la forme du signal, le taux d'erreur, ainsi que la performance des canaux adjacents. Tout ceci a été étudié dans ce mémoire afin de montrer les effets néfastes de la distorsion non-linéaire. Ceci dit, nous pouvons améliorer notre étude en essayant de réduire cette distorsion non-linéaire.

ABSTRACT

A wireless communication system presents sometimes imperfections reaching the performance of these systems. These imperfections may come from the channel but also from the devices used in the design of that kind of systems as presented in this book. The presence of none linear devices affects the quality of the system by degrading the wave form, the error rate, and the performance of the adjacent channels. All of this has been studied in this statement in order to show the bad effect of nonlinear distortion. We can improve this work by trying to reduce this nonlinear distortion.