

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOU MAMMERRI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention

du Diplôme de Master en Electronique

Option : Réseaux et Télécommunications

Thème :

**Filtrage par réseaux de neurones des non linéarités dans
une transmission OFDM**

Dirigé par :

Mr S.HADDAB

Présenté par :

M^{elle} BACHATENE Amel

Promotion 2013/2014

REMERCIEMENTS

Toute notre reconnaissance et remerciement à Allah, le tout puissant qui nous a donné la force, le courage et la volonté pour élaborer ce travail.

Nous remercions également nos chers parents pour les sacrifices qu'ils ont fait pour arriver au terme de ce modeste travail qui est le fruit de plusieurs années d'études.

C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que je remercie mon promoteur Mr HADDAB. En effet, sans son aide, ce travail n'aurait été entrepris. Ses encouragements et sa disponibilité ont été pour moi une source constante de motivation à poursuivre et à achever ce travail, merci encore une fois.

Nous adressons de chaleureux remerciements à tous les enseignants qui ont contribué notre formation.

DEDICACES

Je dédie ce travail :

***A mes très chers parents, source d'amour, de
tendresse et de sacrifice, auxquels revient tout le
mérite,***

***A mes sœurs Mina, Ouarda, Zoulikha, Salima,
Rezika et Zina, à mes beaux frères Ahmed et
Abdelhamid, Yazid***

***A mes neveux Abdeldjalil, Mirale et Meriame ,Ali,
Yasmine, Nesrine et Ania***

A toute ma famille,

Tous mes amis,

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : L'évolution des télécommunications mobiles	
Introduction.....	3
I.1. Définition d'un réseau GSM.....	3
I.2. Concept cellulaire	4
I.3. Concept de la mobilité	5
I.4. Architecture d'un réseau GSM.....	5
I.4.1. Station mobile (MS – Mobile Station).....	5
I.4.2. Le sous-système radio : BSS (Base Station Subsystem).....	6
I.4.2.1. station de base (BTS - Base Transceiver Station)	6
I.4.2.2. Base Station Controller (BTC).....	6
I.4.3. Le sous-système réseau NSS (Network Station Sub-System).....	6
I.4.4. Le sous-système opération OSS (Operation Sub-System).....	7
I.5. L'évolution des systèmes cellulaires.....	8
I.5.1. Première génération (1G).....	8
I.5.2. Deuxième génération (2G)	9
I.5.3. La troisième génération (3G).....	9
I.5.4. La quatrième génération (4G) (au LTE).....	10
I.6. La structure de la trame LTE	10
I.6.1. La trame LTE de type 1.....	11
I.6.2. La trame LTE de type 2.....	12
I.7. Interface radio LTE	13
I.7.1. Les techniques d'accès	14
I.7.1.1. OFDM.....	14
I.7.1.2. OFDMA.....	15
SC-FDMA.....	15
I.7.2. Les techniques multi-antennes MIMO	16
I.7.2.1. Généralités.....	16
A- Définition	16
B- Diversité	16
C- Multiplexage spatial.....	17
D- Modulation et codage adaptatif.....	17
I.8. Système MIMO-OFDM	18

I.8.1. Transmetteur MIMO-OFDM.....	18
I.8.2. Récepteur MIMO-OFDM.....	19
Conclusion	20

Chapitre II : La modulation multiporteuses OFDM

Introduction.....	21
II.1. Rappels sur la transmission numérique.....	21
II.2. Les caractéristiques de la transmission numérique	22
II.2.1. La probabilité d'erreur P_e par bit transmis	22
II.2.2. La rapidité de la modulation R	22
II.2.3. Le débit binaire	23
II.2.4. L'efficacité spectrale.....	23
II.2.5. La fréquence intermédiaire (FI).....	23
II.2.6. Interférence inter-symbole.....	24
II.3. La modulation numérique.....	24
I.3.1. Définition.....	24
I.3.2. Les différents types de modulation.....	24
I.3.2.1. Les modulations MDP-M.....	25
a- La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying).....	25
b- La modulation QPSK(Quadrature Phase Shift Keying).....	27
I.3.2.2. Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ).....	28
a- Les constellations MAQ-M.....	29
b- Modulation et démodulation.....	30
c- Efficacité spectrale	30
II.4. La modulation multi porteuses OFDM	31
II.4.1. Canal à trajets multiples	31
II.5. La notion d'orthogonalité.....	34
II.6. Le principe de la modulation et la démodulation OFDM	36
II.6.1. Principe de la modulation.....	36
II.6.2. Principe de la démodulation.....	38
II.6.3. Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation.....	39
II.7. Implémentation numérique du modulateur	39
II.8. Implémentation numérique du démodulateur.....	40
II.9. Intervalle de garde	40
II.10. Interférence entre symboles (IES).....	42
II.11. Interférence entre porteuses (IEP).....	43
II.12. Egalisation	43
II.13. Décision	43
II.14. Chaîne complète d'une transmission OFDM.....	44
II.15. Les avantages et les inconvénients de l'OFDM	44
Conclusion	45

Chapitre III : OFDM et non linéarité

Introduction	46
III.1. Les caractéristiques d'un dispositif non linéaire	46

III.1.1. Définition de Dispositif Non-Linéaire.....	46
III.1.2 .Les Harmonique.....	48
III.1.3. Le Point de Compression à 1 dB.....	48
III.1.4. Les Produits d'Intermodulation.....	50
III.1.5. Les points d'interception d'ordre	51
III.1.6. Facteur de crête et éléments non linéaires.....	53
III.2.L'amplificateur de puissance (PA).....	57
III.3.Les différentes méthodes de réduction des effets de non- linéarité	61
III.3.1.Limitation de l'amplitude du signal OFDM temporel.....	61
III.3.2. Modification du codage.....	62
III.3.4. Prédistorion.....	65
III.3.5. Correction à la réception.....	65
Conclusion.....	67

Chapitre IV : Les réseaux de neurones artificiels

Introduction.....	68
IV.1.Définitions.....	68
IV.1.1.Le neurone biologique	68
IV.1.1.1.Définition	68
IV.1.1.2. Les éléments constitutifs d'un neurone biologique.....	69
IV.1.1.3.Fonctionnement	70
IV.1.2.Le neurone artificiel	71
IV.1.2.1.Définition d'un neurone artificiel	71
IV.1.2.2.Principes de fonctionnement d'un neurone artificiel.....	72
IV.1.2.3.La fonction d'activation	73
IV.1.2.4.Les réseaux de neurones artificiels	75
a-Définition	75
b-Classification des réseaux de neurones artificiels.....	76
b.1.Réseaux de neurones non bouclés	77
b.2.Réseaux de neurones bouclés	77
C.Connexions du réseau de neurones	78
C1.Les Connexions Directes	78
C2.Les Connexions Récurrentes	79
IV.2.Apprentissage des réseaux de neurones artificiels.....	79
IV.2.1.Définition	79
IV.2.2.Types d'apprentissage	80
IV.2.2.1.Apprentissage supervisé.....	80
IV.2.2.2.Apprentissage non supervisé.....	80

IV.2.2.3.Apprentissage renforcé	81
IV. 3.Algorithme d'apprentissage de retro-propagation	81
IV.3.1.Algorithme du gradient	82
IV.3.2.Algorithme de Gauss-Newton	82
IV.3.3.Algorithme de Lavenberg Marquardt	83
IV.4. Règles d'apprentissage.....	83
IV.4.1. Règle de correction d'erreurs	83
IV.4.2. Apprentissage de Boltzmann.....	83
IV.4.3. Règle de Hebb.....	84
IV.4.4. Règle d'apprentissage par compétitions.....	84
IV.5.Les étapes d'utilisation d'un réseau de neurones.....	84
IV.5.1.Collecte des données.....	84
IV.5.2.Analyse des données	84
IV.5.3.Séparation des données	85
IV.5.4. Choix des réseaux de neurones.....	85
IV.6.Mise en œuvre des réseaux de neurones	85
Etape 1 : Fixer le nombre de couches	85
Etape 2 : Déterminer le nombre de neurones par couches.....	85
Etape 3: Choisir l'algorithme d'apprentissage	86
IV.7.Considérations pratiques.....	86
IV.8.Propriétés et application des réseaux de neurones artificiels.....	86
IV.8.1.Propriétés des réseaux de neurones artificiels	
IV.8.2.L'approximation universelle.....	87
IV.8.3.La parcimonie	87
IV.8.4.La généralisation et le sur-apprentissage	88
Conclusion	89

Chapitre V : Simulation d'une transmission OFDM sous MATLAB

Introduction	90
V.1.Le schéma synoptique de la phase « transmission » dans une chaine OFDM....	90
V.2. Implémentation de la chaine OFDM.....	91
V.2.1.Génération du signal OFDM.....	91
V.2.2.Les paramètres utilisés	92

V.3. Les paramètres du réseau de neurones artificiels utilisés dans notre application	92
.....	
V.4. Les étapes suivies	93
V.5. Résultats de la simulation sous MATLAB	95
Interprétation	110
Conclusion générale	111

Liste des figures

Figure I.1 : Architecture cellulaire.....	4
Figure I.2 : Architecture d'un réseau GSM.....	8
Figure I.3 : Une trame LTE.....	11
Figure I.4 : Structure de la trame type 1.....	11
Figure I.5 : Trame LTE type 2.....	12
Figure I.6 : Technique OFDM.....	14
Figure I.7 : Différence entre OFDMA et SC-FDMA pour l'allocation des porteuses...	15
Figure I.8 : Modèle d'un système MIMO à quatre antennes émettrices / réceptrices...	16
Figure I.9 : modulations LTE.....	17
Figure I.10 : Transmetteur MIMO-OFDM.....	18
Figure I.11 : Récepteur MIMO-OFDM.....	19
Figure II.1 : Schéma d'un système de transmission numérique.....	21
Figure II.2 : constellation de la modulation de phase BPSK.....	25
Figure II. 3 : Modulateur BPSK.....	26
Figure II.4 : Démodulateur BPSK.....	26
Figure II.5 : Constellation de la modulation de phase QPSK	27
Figure II.6 : Modulateur QPSK.....	27
Figure II.7 : Démodulateur cohérent QPSK.....	28
Figure II.8 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64.....	29
Figure II.9 : Modulateur MAQ-M.....	30
Figure II.10 : Trajet multiple dans un canal radio.....	32
Figure II.11 : Inter Symbole Interférence (ISI), causé par le délai du trajet.....	32
Figure II.12 : Réponse fréquentielle du canal radio.....	34
Figure II. 13 : Spectre d'un ensemble orthogonal.....	35
Figure II. 14 : Exemple d'un spectre en sortie du modulateur OFDM.....	35
Figure II.15 : Schéma de principe du modulateur OFDM.....	37
Figure II. 16 : Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM.	37
Figure II.17 : Schéma de principe du démodulateur OFDM	38
Figure II. 18 : Modulateur OFDM numérique.....	40
Figure II. 19 : Démodulateur OFDM numérique	40
Figure II. 20 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique).....	41
Figure II.21 : Intégration du signal avec intervalle de garde.....	42
Figure II.22 : Chaîne de transmission OFDM.....	44
Figure III.1 : Caractéristique Non-Linéaire de Transfert, $f[\cdot]$	47
Figure III.2 : Point de Compression à 1 dB.....	49
Figure III.3 : Produit d'intermodulation.....	51
Figure III.4 : Point d'interception d'ordre 3 (IP3).....	52
Figure III.5 : Signaux gaussien (haut) et uniforme (bas).....	54
Figure III.6 : Caractéristique typique d'un amplificateur SSPA (échelle linéaire).....	54

Figure III.7 : Point de compression à 1 dB.....	55
Figure III.8 : Caractéristique d'un limiteur.....	56
Figure III.9 : Modèle utilisé pour le calcul de l'expression de la non-linéarité dans le domaine fréquentiel.....	57
Figure III.10 : Impulsions gaussiennes pour limiter l'amplitude du signal.....	58
Figure III.11 : Exemples de décompositions PTS.....	61
Figure III.12 : Principe d'un modulateur PTS.....	63
Figure III.13 : Principe de la prédistorsion.....	65
Figure III.14 : Principe d'une postdistorsion OFDM.....	66
Figure VI.1 : Le neurone biologique.....	69
Figure VI.2 : Neurone artificiel.....	71
Figure VI.3 : Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel.....	72
Figure VI.4 : Graphe de la fonction Sigmoidé.....	73
Figure VI.5 : Exemple d'un réseau de neurones.....	76
Figure VI.6 : Réseau de neurones non bouclé.....	77
Figure VI.7 : Réseau de neurones bouclé.....	78
Figure VI.8 : Connexions directes	79
Figure VI.9 : Connexions récurrentes.....	79
Figure VI.10 : Connexions partielles	79
Figure VI.11 : Connexions totales.....	79
Figure VI.12 : Schéma bloc de l'apprentissage supervisé.....	80
Figure VI.13 : Schéma bloc d'apprentissage non supervisé.....	81
Figure VI.14 : Schématisation de l'erreur en fonction du nombre d'époques lors de la phase d'apprentissage.....	88
Figure V.1 : Chaîne d'émission OFDM.....	90
Figure V.2 : Réponse temporelle du signal porteur.....	95
Figure V.3 : Réponse fréquentielle du signal porteur	96
Figure V.4 : Forme d'onde $g(t)$ pour les 20 échantillons.....	97
Figure V.5 : Réponse temporelle du signal après l'interpolation par $g(t)$	98
Figure V.6 : Réponse fréquentielle du signal après la forme d'onde.....	98
Figure V.7 :Réponse fréquentielle du filtre d'émission (Butterworth).....	99
Figure V.8 : Réponse temporelle du signal après le filtrage	99
Figure V.9 : Réponse fréquentielle du signal après filtrage.....	100
Figure V.10 : Réponse temporelle du signal OFDM $S(t)$ individuel avant amplification	100
Figure V.11 : Réponse fréquentielle du signal OFDM $S(t)$ individuel avant amplification.....	101
Figure V.12 : Réponse temporelle du signal OFDM total $S(t)$ avant amplification ...	101
Figure V.13 : Réponse fréquentielle du signal OFDM total avant amplification ...	102

Figure V.14 : Réponse temporelle du signal $S00(t)$ après amplification	102
Figure V.15 : Réponse fréquentielle du signal $S00(t)$ après amplification	103
Figure V.16 : Réponse temporelle du signal $S01(t)$	103
Figure V.17 : Réponse fréquentielle du signal $S01(t)$	104
Figure V.18 : Réponse temporelle du signal $S0(t)$	104
Figure V.19 : Réponse fréquentielle du signal $S0(t)$	105
Figure V.20 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 45 et un pas de 0.05.....	106
Figure V.21 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 85et un pas de 0.05.....	107
Figure V.22 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 95 et un pas de 0.05.....	107
Figure V.23 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 100et un pas de 0.06.....	108
Figure V.24 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 45 et un pas de 0.09.....	108
Figure V.25 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 80 et un pas de 0.1.....	109
Figure V.26 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 100 et un pas de 0.1.....	109
Figure V.28 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itération égale à 120et un pas de 0.1.....	101

Liste des tableaux

Tableau I.1: Les bandes de FDD.....	13
Tableau I.2: Les bandes de TDD.....	13
Tableau II.1 : Débit binaire et efficacité spectrale pour différentes modulations MAQ	31
Tableau IV. 1 : Différents types de fonction d'activation.....	75

Liste des abréviations

1G	1 ère Génération
2G	2 ème Génération
3G	3 ème Génération
4G	4 ème Génération
5G	5 ème Génération
A	
AMC	Adaptive Modulation & Coding
AuC	Authentication Center
B	
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Transceiver Station
BTC	Base Station Controller
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C	
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	cyclic prefix
CF	Crest Factor
D	
DCS 1800	Digital communication system
DwPTS	Downlink Pilot Time Slot
DFT	Transformation de Fourier Discrète
E	
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
eNodeB	evolved NodeB
F	
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FDD	Frequency Division Duplexing
FFT	Fast Fourier Transform
G	
GSM	Global System for Mobile Communications
GP	Guard Period
H	

HLR	Home Location Register
HSDPA	High-Speed Downlink Packet Access
I	
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbole Interférence
ICI	Inter Code Interference
IEP	Interférence entre porteuses
IMD	InterModulation Distortion
Input Back-Off	IBO
IDFT	Transformées de Fourier Discrète Inverse et Directe
L	
LTE	Long Terme Evolution
M	
MRF	Multiplex par répartition en fréquence
MSE	
MCS	Modulation & Coding Scheme
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MSC	Mobile Services Switching Center
MS	Mobile Station
NSS	Network Station Sub-System
O	
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplex Access
OSS	Operation Sub-System
P	
PCS 1900	Personal Communications Services
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PUCCH	Physical Uplink Control Channel
PA	Amplificateur de Puissance
PMEPR	Peak-to-Mean Envelope Power Ratio
Q	
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
R	

RTCP	Real-time Transport Control Protocol
RNIS	Réseau Numérique à Intégration de Services
RTC	Réseau Téléphonique Commuté
RNA	Réseau de Neurones Artificiels
S	
SIM	Subscriber Identity Module
SC-FDMA	Single Frequency Division Multiple Access
SSPA	Solid-State Power Amplifier
T	
TEB	Bit Error Rate
TDD	Fréquence Division-Duplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
U	
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot
UE	user equipment
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
V	
VLR	Visitor Location Register
W	
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

Introduction générale

Les réseaux de communication sans fil constituent un domaine émergent qui fait l'objet d'une course contre la montre, suite à la concurrence solide des entreprises et aux exigences des clients qui ne cessent de s'accroître. Au cours de cette dernière décennie, ces technologies ont donc connu un développement remarquable touchant la qualité de service offert ainsi que sa diversité. Cependant, les ressources de la bande passante restent limitées devant le nombre d'utilisateurs en croissance exponentielle. En sus, ces consommateurs se sont habitués à une réduction des frais de communications, et prévoient recevoir plus de services à prix bas. Par conséquent, il doit y avoir une double approche pour les réseaux de l'avenir : Offrir des services de qualité supérieure tout en réduisant le coût.

Plusieurs générations successives de réseaux de télécommunications ont vu le jour essentiellement dédiés à la téléphonie 1G, 2G et 3G ouvrant ainsi la porte à la 4ème génération du mobile (4G) qui permet un débit sans précédent allant de 1Mbps jusqu'à les 2Gbps. Atteindre un tel débit nécessite une technique de modulation assez développée.

Parmi ces techniques dédiées aux réseaux de mobiles, nous trouvons la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'idée de base de l'OFDM réside dans le fait de répartir un train binaire haut débit en une multitude de trains modulés à bas débits d'où l'appellation Division Multiplexing. Chacune de ces sous porteuses est modulée par une fréquence dont l'espacement reste constant constituant une base orthogonale d'où l'appellation Orthogonal Frequency. Il y a donc une répartition d'un débit important sur une série de sous porteuses modulées à bas débits et une orthogonalité de ces sous porteuses.

Notre travail consiste d'abord à présenter, expliquer cette technique et à proposer une solution pour réduire l'un de ses grands inconvénients qui est l'effet de non linéarité causé par les amplificateurs de puissance utilisés dans ce type de modulation.

Ce travail comporte cinq chapitres organisés de la manière suivante :
Dans le premier chapitre nous présenterons d'une façon générale l'évolution des différentes générations des systèmes mobiles (1G, 2G, 3G, 4G), puis la trame LTE (4G) qui utilise la modulation OFDM qui fait partie de notre travail.

Dans le deuxième chapitre, nous donnerons un bref aperçu sur les différents types de modulations numériques, parmi lesquelles la modulation en quadrature de phase MAQ qui sera utilisée dans notre travail, puis nous détaillons le principe de la modulation et la démodulation OFDM.

Nous verrons ensuite dans le troisième chapitre que la modulation OFDM présente des inconvénients. Parmi ces inconvénients c'est sa sensibilité aux effets de non linéarités dues aux amplificateurs de puissance utilisés dans cette modulation. Nous commencerons par décrire les principaux éléments caractérisant un dispositif non linéaire, puis les caractéristiques d'un amplificateur (PA) et nous terminerons par une présentation de quelques méthodes utilisées pour réduire ces effets de non linéarité.

Dans le chapitre IV, nous allons proposer une méthode pour la réduction des effets de non linéarité qui consiste à utiliser un réseau de neurones artificiel à l'émission. Pour cela nous allons réaliser une simulation sous MATLAB, on commençant d'abord par la chaîne d'émission OFDM puis par la conception du réseau.

Dans le chapitre V, nous allons présenter et interpréter les résultats obtenus.



Introduction

Depuis plusieurs années le développement des réseaux mobiles a connu une grande évolution. Plusieurs générations ont vu le jour (1G, 2G, 3G, 4G et prochainement la 5G en cours de mise en œuvre) et connu une évolution remarquable, en apportant un débit exceptionnel qui ne cesse d'augmenter, une bande passante de plus en plus large permettant d'augmenter le nombre d'utilisateurs pouvant être supporté.

Nous nous intéresserons, dans la première partie de ce chapitre, à l'évolution de ces différentes générations de la 1^{ère} (1G) jusqu'à la 4^{ème} (4G).

La deuxième partie consiste à approfondir la version 4G qui utilise le système OFDM, objet de notre travail.

I.1. Définition d'un réseau GSM

Le réseau GSM (Global System for Mobile Communications) est une norme de téléphonie mobile qui autorise un débit maximal de 9,6 kbps, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (SMS) ou des messages multimédias (MMS).

Il présente un fonctionnement cellulaire : au cœur de chaque cellule, qui désigne une zone géographique plus ou moins étendue, il y a une antenne relai qui permet de faire le lien entre le téléphone mobile et le réseau. Le réseau permet de passer d'une cellule à une autre sans interrompre la communication et sans que l'utilisateur ne s'en rende compte.

Le réseau GSM utilise les fréquences situées dans la bande 890-960 MHz. On parle alors du 'GSM 900'.

D'autres réseaux, connus sous un nom différent, sont aussi des réseaux GSM, mais utilisent d'autres bandes de fréquences :

-Le « DCS 1800 » utilise les fréquences comprises entre 1710-1880 MHz.

-Le GSM 900 et le DCS 1800 en Europe et notamment en France.

Aux Etats-Unis et au Canada, les versions utilisées sont :

-Le GSM 850, utilisant les fréquences situées entre 824 et 894 MHz.



-Le GSM 1900(appelé PCS 1900), utilisant les fréquences entre 1850et 1990 MHz.

I.2. Concept cellulaire

L'introduction à concept cellulaire a contribué le grand progrès et la nouvelle technique pour remédier aux inconvénients de la téléphonie classique. La téléphonie cellulaire rassemble tous les postes radio à deux canaux, l'un pour l'émission et l'autre pour la réception en évitant les interférences probables.

Le concept cellulaire permet aussi d'atteindre des capacités importantes illimitées au moyen d'un grand nombre des stations radio dont chacune couvre une surface géographique appelée « *cellule* ».

Ce concept consiste à diviser un territoire en cellules chacune d'elles étant couverte par une station radio ou station de base (BTS) du réseau. Ceci permet la réutilisation d'une même fréquence que celle des cellules différentes, c'est-à-dire qui sont adjacentes ou sécantes afin d'éviter les phénomènes d'interférences sur le signal utile reçu par le terminal mobile pour la station de base.[1]

Une cellule est en général de forme circulaire mais dépend, en réalité, de la topographie de la région qui est servie par l'antenne de la cellule. Pour plus de clarté, on peut les illustrer par des hexagones. Au centre d'une cellule on retrouve un ou un ensemble d'émetteurs-récepteurs correspondant à une bande de fréquences.

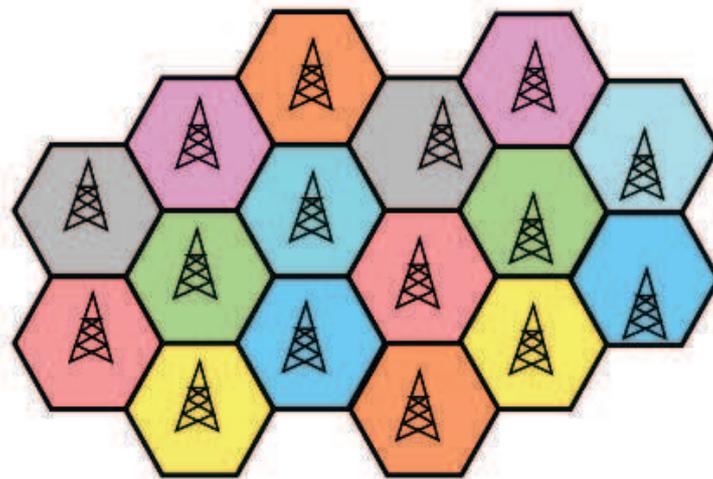


Figure I.1 : Architecture cellulaire [2]



I.3. Concept de la mobilité

La mobilité dans les réseaux de communication est définie comme la capacité d'accéder, à partir de n'importe où, à l'ensemble des services disponibles normalement dans un environnement fixe et câblé.

I.4. Architecture d'un réseau GSM [4]

Un réseau GSM compte une (ou plusieurs) station de base par cellule. La station mobile choisit la cellule selon la puissance du signal. Une communication en cours peut passer d'une cellule à l'autre permettant ainsi la mobilité des utilisateurs.

On peut diviser le réseau GSM en quatre parties principales :

- La station mobile : MS (Mobile Station)
- Le sous-système radio : BSS (Base Station SubSystem)
- Le sous-système réseau : NSS (Network Subsystem)
- Le sous-système opération : OSS (Operation SubSystem)

I.4.1. Station mobile (MS – Mobile Station)

La station mobile est composée d'une part du terminal mobile, et d'autre part du module d'identité d'abonné (SIM – Subscriber Identity Module).

Le terminal mobile est l'appareil utilisé par l'abonné. Différents types de terminaux sont prescrits par la norme en fonction de leur application (fixé dans une voiture, portatif) et de leur puissance (de 0.8W à 20W). Chaque terminal mobile est identifié par un code unique IMEI (International Mobile Equipment Identity). Ce code est vérifié à chaque utilisation et permet la détection et l'interdiction de terminaux volés.

Le SIM est une carte à puces qui contient, dans sa mémoire, le code IMSI (International Mobile Subscriber Identity) qui identifie l'abonné de même que les renseignements relatifs à l'abonnement (services auxquels l'abonné a droit). Cette carte peut être utilisée sur plusieurs appareils. Il est à noter que l'utilisateur ne connaît pas son IMSI mais il peut protéger sa carte à puce à l'aide d'un numéro d'identification personnel à 4 chiffres. [2]



I.4.2. Le sous-système radio : BSS (Base Station Subsystem)

Le sous-système radio comprend deux parties. La première, appelée station de base (BTS -Base Transceiver Station) et la seconde partie est le contrôleur de station de base (BSC – Base Station Controller).

I.4.2.1. station de base (BTS - Base Transceiver Station)

La BTS (Base Transceiver Station) relie les stations mobiles à l'infrastructure fixe du réseau. La BTS est composée d'un ensemble d'émetteurs / récepteurs. Elle assure :

- La gestion du multiplexage temporel (une porteuse est divisée en 8 slots dont 7 sont alloués aux utilisateurs), et la gestion des sauts de fréquence.
- Des opérations de chiffrement.
- Des mesures radio permettant de vérifier la qualité de service ; ces mesures sont transmises directement au BSC.
- La gestion de la liaison de données (données de trafic et de signalisation) entre les mobiles et la BTS.
- La gestion de la liaison de trafic et de signalisation avec le BSC.

La capacité maximale typique d'une BTS est de 16 porteuses, soit 112 communications simultanées. En zone urbaine où le diamètre de couverture d'une BTS est réduit, cette capacité peut descendre à 4 porteuses soit 24 communications. [3]

I.4.2.2. Base Station Controller (BSC)

Un BSC gère un ou plusieurs BTS et n'est relié qu'à un seul MSC. Pour le trafic abonné venant des BTS, le BSC joue le rôle de concentrateur. Pour le trafic venant du commutateur, il joue le rôle d'aiguilleur vers la BTS dont dépend le destinataire.

Un BSC utilise les mesures radio des BTS pour gérer la signalisation des "Handover" entre les cellules dont il a la responsabilité. [3]

I.4.3. Le sous-système réseau NSS (Network Station Sub-System)

Il assure principalement les fonctions de commutation et routage. C'est donc lui qui permet l'accès au réseau public RTCN ou RNIS.



En plus des fonctions indispensables de commutation, on y retrouve les fonctions de gestion de la mobilité, de la sécurité et des confidentialités qui sont implantées dans la norme GSM.

- **Le MSC (Mobile Services Switching Center)**

C'est la partie centrale du NSS. Il prend en charge l'établissement des communications de et vers les abonnés GSM. Du fait de la mobilité, l'implantation de la seule fonction de commutation n'est pas suffisante. Le MSC gère la mobilité et les fréquences et enregistre la localisation des abonnés visiteurs (base de données VLR).

- **Le HLR (Home Location Register)**

C'est la base de données qui gère les abonnés d'un PLMN donné. Elle contient toutes les informations relatives à l'abonnement et aux droits d'accès. D'autre part, le HLR est une base de données de localisation. Il mémorise pour chaque abonné le VLR où il est enregistré.

- **Le VLR (Visitor Location Register)**

C'est la base de données qui gère les abonnés présents dans une certaine zone géographique. Ces informations sont une copie de l'original conservé dans le HLR.

- **L'AuC (Authentication Center)**

Il mémorise, pour chaque abonné, une clé secrète utilisée pour authentifier les demandes de services et pour le chiffrement des communications. Un AuC est en général associé à chaque HLR.

I.4.4. Le sous-système opération OSS (Operation Sub-System)

Ce sous-système est branché aux différents éléments du sous-système réseau de même qu'au contrôleur de station de base (BSC). Par une vue d'ensemble du réseau, le OSS contrôle et gère le trafic au niveau du BSS.

Il assure la gestion et la supervision du réseau. La supervision du réseau intervient à de nombreux niveaux :

- Détection de pannes.
- Mise en service de sites



- Modification de paramétrage.
- Réalisation de statistiques. [4]

La figure I.2 suivante illustre l'architecture d'un réseau GSM.

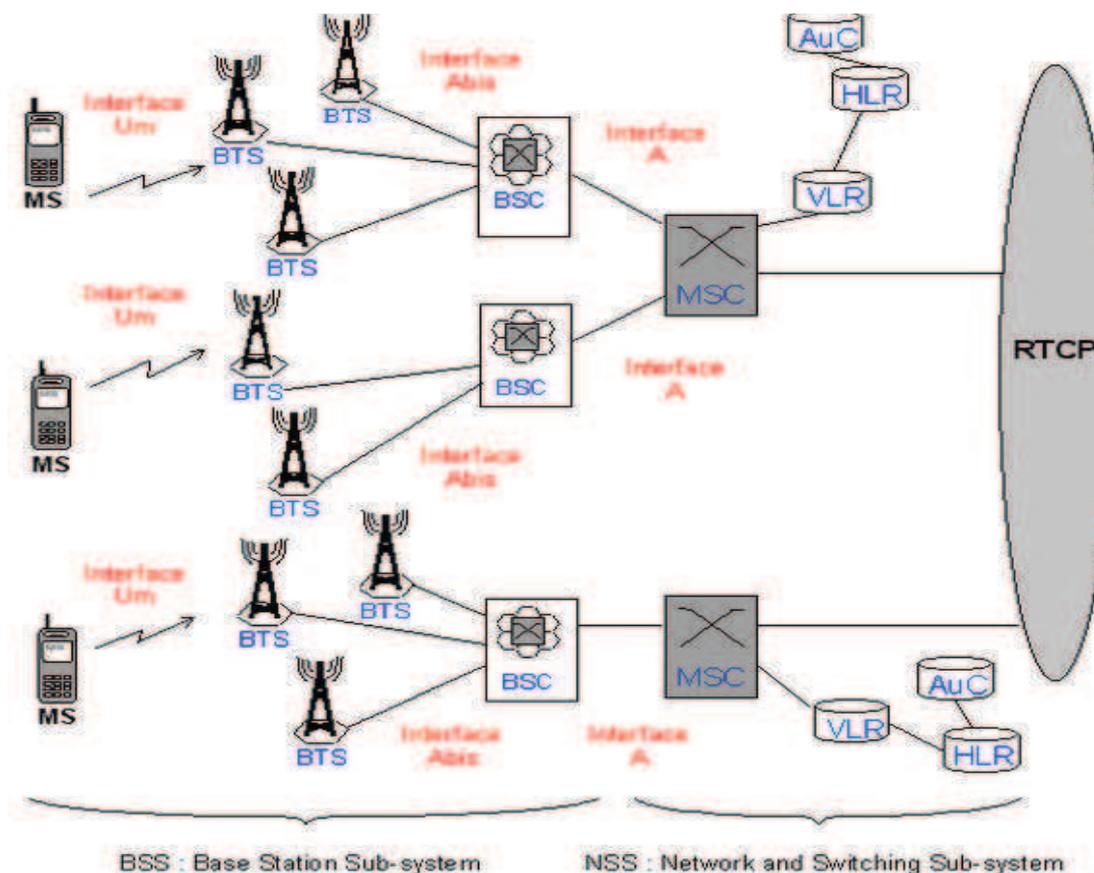


Figure I.2: Architecture d'un réseau GSM [4]

I.5.L'évolution des systèmes cellulaires

Les réseaux mobiles et sans fil ont connu un essor sans précédent ces dernières années, nous allons présenter leurs évolution de la 1G jusqu'à la 4G.

I.5.1. Première génération (1G)

La première génération des téléphones mobiles est apparue dans le début des années 80 en offrant un service médiocre et très coûteux de communication mobile. La 1G avait beaucoup de défauts, comme les normes incompatibles d'une région à une autre, une



transmission analogique non sécurisée (possibilité d'écouter les appels), pas de roaming vers l'international (le roaming est la possibilité de conserver son numéro sur un réseau d'un autre opérateur). [5]

Les différents problèmes de la 1G sont :

- Capacité limitée, car le système est basé sur le FDMA.
- Mobilité limitée particulièrement entre réseaux de fournisseurs différents.
- Fraude, absence de mécanismes de sécurité.

I.5.2. Deuxième génération (2G)

La deuxième génération (2G) de systèmes cellulaires repose sur une technologie numérique. Ces systèmes cellulaires utilisent une technologie numérique pour la liaison ainsi que pour le signal vocal. Ce système apporte une meilleure qualité ainsi qu'une plus grande capacité à moindre coût pour l'utilisateur.

La deuxième génération de Systèmes cellulaires (2G) utilise essentiellement les standards suivants :

-GSM

-CDMA

-TDMA

-GPRS (2.5G) ,2.5G est un système mobile intermédiaire entre la 2G et la 3G (débits inférieurs à 100 kbits /s).

-EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution ,2.75 G).

I.5.3. La troisième génération (3G)

La 3G a été impulsée pour permettre des applications vidéo sur le mobile et améliorer la QoS du Multimédia. Les applications visées étaient la possibilité de regarder des vidéos sur internet, de la visiophonie,... Outre l'augmentation de débit, un point complexe à résoudre était de passer d'un service de téléphonie (à connexion circuit) vers un service DATA (connexion paquets).



L'idée était d'ajouter des amplificateurs avant chaque antenne, et d'amplifier le signal pour que celui-ci puisse être reçu par une autre antenne, en changeant les techniques de modulation.

Pour cela il a fallu améliorer les terminaux (Smartphone, Tablette...) de telle sorte à ce qu'ils permettent un usage plus confortable de la connexion haut débit. [5]

Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G utilisée en Europe s'appelle UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), utilisant un codage W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). La technologie UMTS utilise la bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbps à 2 Mbps. La technologie HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé « 3.5G » permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s. La technologie HSDPA utilise la bande de fréquence 5 GHz et utilise le codage W-CDMA.

I.5.4. La quatrième génération (4G) (au LTE)

LTE : Long Term Evolution (connu sous le nom de la 4G), est la dernière technologie sans fil apparue. La 4ème génération vise à améliorer l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi d'offrir des débits élevés en situation de mobilité et à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise à rendre le passage entre les réseaux transparent pour l'utilisateur, à éviter l'interruption des services durant le transfert intercellulaire, et à basculer l'utilisation vers le tout-IP.

Le LTE est basé sur des techniques radios telles que l'OFDM que nous allons présenter dans le chapitre suivant et le MIMO permettant le transfert de données à très haut débit, avec une portée plus importante, un nombre d'appels par cellule supérieur et une latence plus faible.

I.6. La structure de la trame LTE

Les structures de trames pour la LTE-Advanced diffèrent entre les modes duplex TDD (Fréquence Division-Duplexing) duplexage en fréquence et FDD (Time Division-Duplexing) duplexage en temps, car il y a des exigences différentes sur la séparation des données transmises. [6]



Une trame LTE dure 10 ms. Elle est découpée en 10 sous- trames d'une durée de 1 ms. Chaque sous trame est divisée en deux slots de 0.5 ms. Un lot dure donc 0.5 ms, durée pendant laquelle sont transmis 7 symboles par bande OFDM. Or, nous avons vu qu'il y avait 12 bandes.

Par conséquent, 7 symboles *12 bandes =84 symboles sont transmis en 0.5 ms.

1 symbole peut transmettre 1 bit à 6 bits selon la modulation choisie (QPSK à 128QAM).

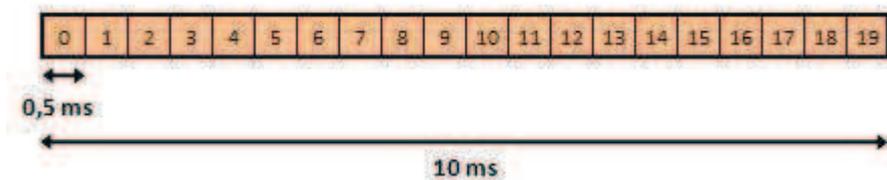


Figure I.3 : Une trame LTE

Il existe 2 types de trames LTE-A :

- Type1 : utilisé par les systèmes opérant en mode LTE FDD.
- Type2 : utilisé par les systèmes opérant en mode LTE TDD.

I.6. 1.La trame LTE de type 1[6]

La trame LTE de type 1 a une longueur de 10 ms. Celle-ci est divisée en 10 sous-trames de longueur de 1ms. Chaque sous-trame est divisée en 2 slots de 0.5ms. Un slot correspond à un ensemble de symboles de modulation, 7 pour le cas d'un préfixe cyclique de taille normale et 6 pour le cas d'un préfixe cyclique étendu.

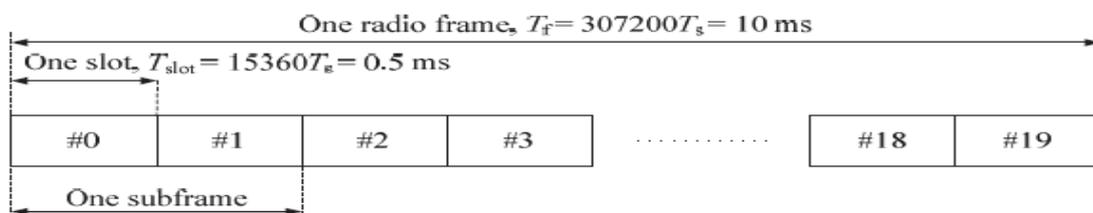


Figure I.4: Structure de la trame type 1



I. 6.2. La trame LTE de type 2 [6]

Tout comme la trame FDD, la trame TDD est de longueur $T=10$ ms divisée en deux demi-trames, chacune de 5ms. Les demi-trames LTE sont divisées en 5 sous-trames. Chaque sous-trame est divisée en sous-trames spéciales. Ces dernières sont composées de trois champs :

- DwPTS (Downlink Pilot Time Slot), utilisé pour la synchronisation en DL.
- GP (Guard Period), assure la transmission de UE sans avoir des interférences entre UL et DL.
- UpPTS (Uplink Pilot Time Slot), utilisé par eNodeB pour déterminer le niveau de puissance reçu de l'UE.

La figure suivante montre la structure de trame LTE Type 2 :

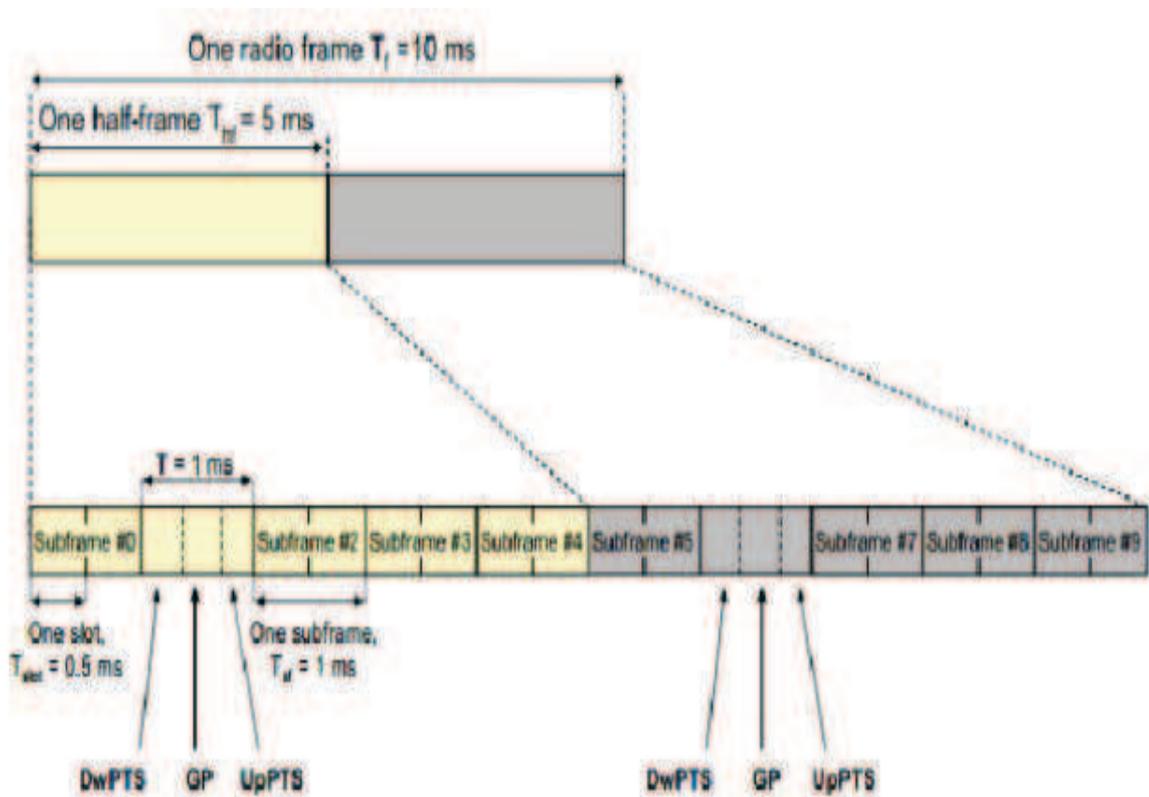


Figure I.5 : Trame LTE type 2[6]



Les tableaux I.2 et I.3 suivant présentent, respectivement, les bandes de fréquences utilisées pour le FDD ainsi que pour le TDD.

Bandes	Fréquences UL/DL (MHz)
1	1920-1980/2110-2170
2	1850-1910/1930-1990
3	1710-1785/1805-1880
4	1710-1755/2110-2155
5	824-849/869-894
6	830-840/875-885
7	2500-2570/2620-2690
8	880-915/925-960
9	1750-1785/1845-1880
10	1710-1770/2110-2170
11	1428-1453/1476-1501
12	698-716/728-746
13	777-787/746-756
14	788-798/758-768
15	704-716/734-746

Tableau I.1 : Les bandes de FDD

Bandes	Fréquences UL/DL (MHz)
33.34	1900-1920 2010-2025
35.36	1850-1910 1930-1990
37	1910-1930
38	2570-2620
39	1880-1920
40	2300-2400

Tableau I.2 : Les bandes de TDD

I.7. Interface radio LTE

La LTE a introduit un certain nombre de nouvelles technologies, permettant l'emploi efficace du spectre et fournissant des débits beaucoup plus élevés. Ainsi, la LTE a utilisé la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) en tant que porteur du signal et les régimes d'accès associés, OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplex Access), SC-FDMA (Single Frequency Division Multiple Access) et MIMO (Multiple Input Multiple Output).



I.7.1. Les techniques d'accès

Pour tout système radio mobile, il faut définir une technique d'accès qui permet une gestion des ressources radio disponibles. Pour les réseaux LTE-Advanced, la technique OFDMA est utilisée dans le sens descendant et la technique SC-FDMA est appliquée dans le sens montant.

I.7.1.1. OFDM

C'est une technique de transmission très performante pour les réseaux sans fil à hauts débits numériques, qui s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations. [7]

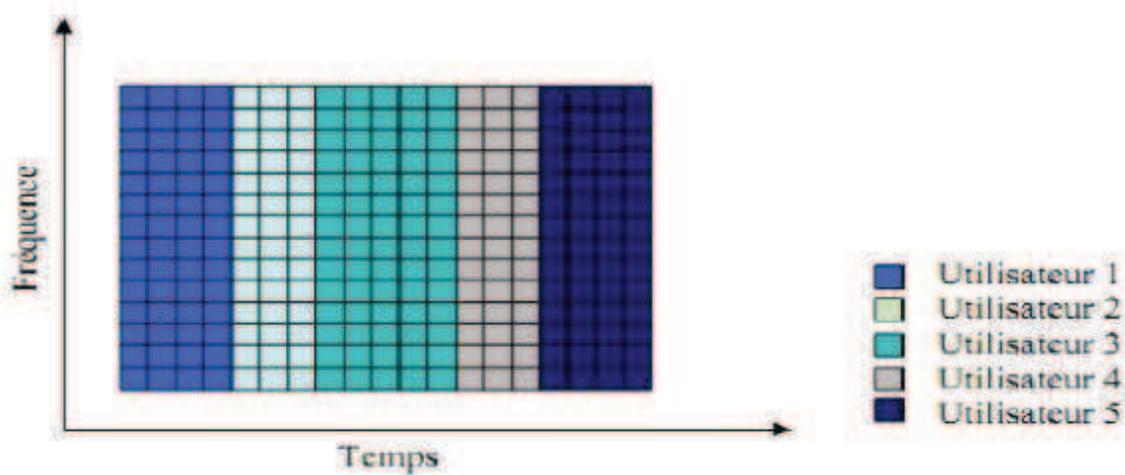


Figure I.6: Technique OFDM [7]

Principe

La technique de multiplexage OFDM consiste à subdiviser la bande de transmission en plusieurs sous canaux, conduisant à une augmentation de la durée symbole. Cela revient à diviser le flux de données à transmettre en plusieurs sous flux de données parallèles, qui seront modulés et transmis sur des sous bandes orthogonales différentes. Par la suite, la transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT), véhicule le signal par le biais des différents sous-canaux et s'occupe de la recomposition du message chez le récepteur. L'augmentation de la durée symbole accroît la robustesse de l'OFDM face au temps de propagation dû aux trajets multiples. Cette modulation apparaît alors comme une solution aux problèmes de : Trajet-multiple, Multi-retard, Effet Doppler. [7]



I.7.1.2.OFDMA

OFDMA est une extension de la technique de modulation OFDM pour permettre à plusieurs utilisateurs de transmettre simultanément sur un seul symbole OFDM.

Cette technique d'accès est largement utilisée dans les réseaux sans fils à large bande car elle résout le problème de sélectivité en fréquence du canal, en le découpant en sous canaux de largeur inférieure à la bande de cohérence. Ainsi, l'information est transmise via plusieurs sous-porteuses orthogonales. Ces sous-porteuses sont générées grâce à l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) et leur nombre total qui dépend de la bande spectrale.

L'espacement entre sous-porteuses en LTE est fixé à 15 KHz, et le symbole OFDM est celui constitué de la totalité des symboles informations transmis via les sous porteuses. [8]

I.7.1.3.SC-FDMA

C'est une technique d'accès similaire à l'OFDMA où les symboles de données du domaine temporel sont transformés au domaine de fréquence par DFT (Discret Fourier Transform). Cette transformation permet de répartir le SNR sur la totalité de la bande. L'affaiblissement du PAPR est dû à la transmission en série avec la mono-porteuse au niveau de cette technique. Ce dernier avantage rend possible l'utilisation de l'amplificateur de puissance du système dans sa zone proche du point de compression, maximisant ainsi son rendement sans risquer l'apparition des distorsions .La figure I.7 montre la différence entre les deux méthodes d'accès OFDMA et SC-FDMA :

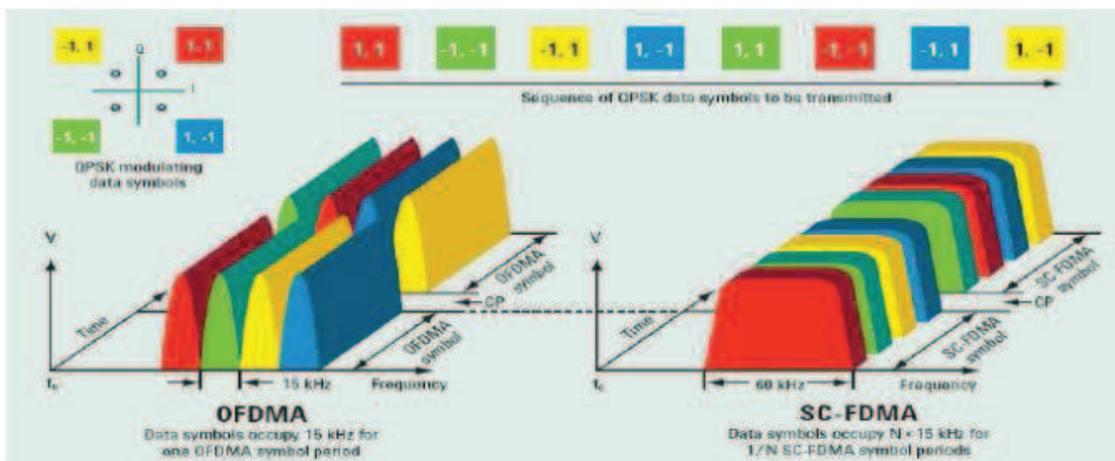


Figure I.7: Différence entre OFDMA et SC-FDMA pour l'allocation des porteuses [9]



I.7.2. Les techniques multi-antennes MIMO

I.7.2.1. Généralités

A-Définition

La technique MIMO consiste en l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Le but de la technique MIMO était d'améliorer le débit, d'augmenter l'efficacité spectrale, de diminuer la probabilité de coupure du lien radio, etc.

Vu que les progrès en codage se sont rapprochés de la limite de capacité de Shannon pour les liens radio, des progrès significatifs en efficacité spectrale sont effectués à travers l'augmentation du nombre d'antennes à la fois à l'émetteur et au récepteur.

En effet, MIMO répond au besoin de la norme LTE-Advanced en termes de capacité de transmission. Cette dernière limite le nombre d'antennes à utiliser en raison de contraintes technologiques exigées. La figure suivante illustre un modèle MIMO à quatre antennes émettrices et quatre antennes réceptrices.[6]

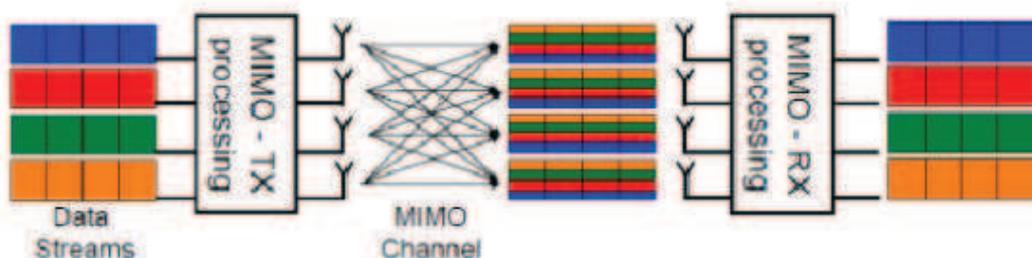


Figure I.8: Modèle d'un système MIMO à quatre antennes émettrices / réceptrices [6]

B- Diversité

La diversité est une technique utilisée pour éliminer l'évanouissement, son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux avec puissance comparable et évanouissement indépendant, donc à la réception il y aurait au moins un ou plusieurs signaux non atténués, et bien sur sans négliger la probabilité d'avoir une transmission de faible qualité. Il existe deux principales catégories de diversité : explicite et implicite. La première transmettant d'une manière ou une autre plusieurs répliques du même message, et la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tels que les multi parcours pour dupliquer le signal envoyé. Pour la diversité spatiale, il faut que la distance entre antennes soit plus grande que la distance cohérente. Pour la diversité



fréquentielle, il faut une séparation fréquentielle supérieure à la cohérence de la bande passante (BP). A la réception, il y a plusieurs antennes, ce qui implique la nécessité d'avoir une combinaison des signaux reçus.

C- Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial n'est pas destiné à rendre la transmission plus robuste, mais plutôt à augmenter le débit de données. Pour le réaliser, les données sont divisées en catégories distinctes, les différentes parties sont transmises indépendamment via des antennes séparées. Il existe deux modes de multiplexage spatial :

- MIMO à boucle fermée (Closed Loop MIMO) : L'UE, après l'estimation du canal, envoie un message feedback vers l'eNodeB à travers le canal PUCCH.
- MIMO à boucle ouverte (Open Loop MIMO) : Dans ce cas, l'eNodeB ne considère aucun feedback de la part de l'UE, ce mode est recommandé pour les scénarios des mobiles à vitesses élevées.

D- Modulation et codage adaptatifs [10]

La modulation et le codage adaptatif (AMC Adaptive Modulation & Coding), est une approche opportuniste qui tend à adapter la technique de modulation et de codage en fonction de l'état du canal. Pour les transmissions DL en LTE, l'UE envoie le feedback de CQI(Quantification du SNR) vers l'eNodeB pour que cette dernière lui sélectionne un MCS(Modulation & Coding Scheme), un schéma de modulation et de codage qui maximise l'efficacité spectrale tout en gardant le BER (taux d'erreurs par bloc) inférieur à un certain seuil. L'ensemble de modulation systèmes pris en charge pour la DownLink LTE correspondant à : QPSK, 16QAM, 64QAM comme montre la figure suivante :

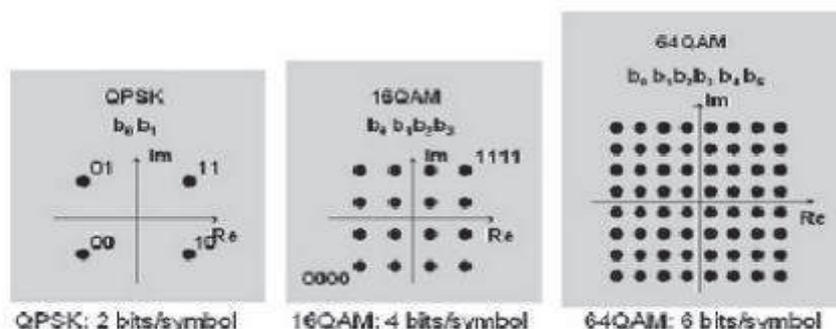


Figure 1.9: modulations LTE [9]



Les hauts ordres de modulation (64QAM-16QAM) offrent des débits de données plus rapides et d'une efficacité spectrale plus élevée. Mais ils sont beaucoup moins résistants au bruit et aux interférences. [9]

I.8. Système MIMO-OFDM

Maintenant que nous avons exploré les concepts de systèmes MIMO et OFDM, nous pouvons approfondir dans notre sujet, c'est-à-dire ceux qui combinent ces deux notions: les systèmes MIMO-OFDM. Il s'agit en fait simplement d'un système OFDM appliqué sur plusieurs antennes qui transmettent des informations parallèles. Le grand défi auquel nous faisons face est donc de retrouver les données envoyées, à partir du mélange d'informations reçues. Nous aborderons les techniques de réception permettant d'y arriver au prochain chapitre.

Nous commencerons d'abord par définir les principales composantes du système MIMO-OFDM. Comme tout système de télécommunications, celui-ci est constitué d'un transmetteur, d'un canal, et d'un récepteur, qui sont eux-mêmes composés de différents éléments.

I.8.1. Transmetteur MIMO-OFDM

Mentionnons qu'il existe deux types principaux de transmission MIMO. Ces deux choix mettent en évidence un problème courant en télécommunications: choisir entre un débit plus élevé ou bien en une meilleure qualité de transmission. En effet, dans un système MIMO, nous pourrions choisir d'envoyer, avec chaque antenne, la même information, afin d'augmenter encore la diversité des canaux. Toutefois, cette technique est peu utilisée, et il n'en sera pas question dans ce travail. Nous considérons donc que les antennes de transmission envoient des informations différentes, que nous voudrions reconstruire avec le récepteur. Nous pouvons voir sur la figure I.12 les différentes parties du transmetteur MIMO-OFDM. [10]

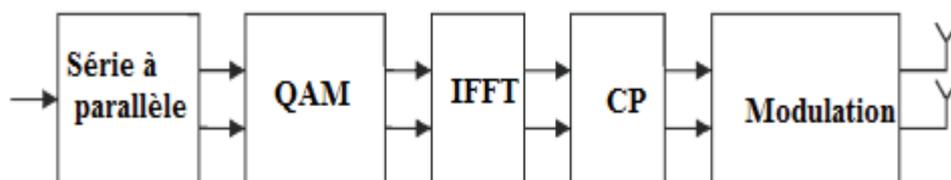


Figure I.10 : Transmetteur MIMO-OFDM [10]



La forme générale est très semblable au transmetteur OFDM. Nous la représentons ici différemment pour mettre en évidence les éléments MIMO. Le schéma illustre deux antennes de transmission, mais ce nombre pourra varier.

La chaîne de données d'entrée est, à l'origine en série. La première étape sera donc de faire passer ces données en parallèle, afin de les répartir sur autant de séries qu'il y aura d'antennes de transmission.

Les données ainsi mises en parallèle seront ensuite encodées selon une constellation QAM. À ce point, nous avons, à l'entrée de ce bloc, des valeurs de $[0, \dots, N_{QAM} - 1]$, où N_{QAM} est le nombre de symboles possibles dans la constellation que nous avons choisie (64 pour du 64-QAM, par exemple). Celles-ci sont ensuite associées à leur valeur complexe correspondante de la constellation.

Nous appliquons ensuite l'IFFT sur ces valeurs, donnant pour sortie des valeurs complexes. Un préfixe cyclique (cyclic prefix; CP) est apposé au début de chaque groupe de données OFDM, contenant une copie des dernières données. C'est à ce point que le signal est réparti sur les antennes de transmission et pour être envoyé.

I.8.2. Récepteur MIMO-OFDM

Voici maintenant à quoi ressemble un récepteur MIMO-OFDM (**Figure I.11**) :

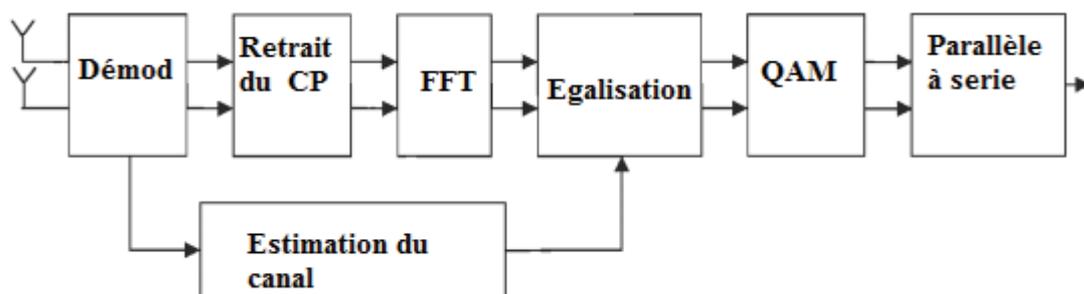


Figure I.11 : Récepteur MIMO-OFDM [10]

Le signal reçu est d'abord démodulé, afin de retrouver des données numériques.

Ensuite, nous retirons le CP qui a été apposé, car il n'a aucune valeur en tant qu'information.

Puis nous appliquons la FFT pour retourner dans le domaine fréquentiel.

C'est ensuite que l'égalisation a lieu. Par contre, pour la plupart des techniques, il est nécessaire de connaître le canal pour pouvoir procéder à la détection.



C'est pourquoi nous retrouvons, dans ces systèmes, un estimateur de canal. Cette estimation peut se faire avec des pilotes ajoutés aux signaux, par exemple. La détection donne donc une estimation des données qui ont été envoyées à l'origine. Pour terminer, celles-ci se font attribuer leur valeur réelle en fonction de la constellation qui avait été choisie au départ. C'est ainsi que se déroule, en résumé, le trajet du signal.

Nous venons donc de nous familiariser d'avantage avec les concepts de MIMO et d'OFDM. Cette connaissance nous a permis d'enchaîner avec une présentation du système MIMO-OFDM qui sera utilisé dans le reste de ce travail. [10]

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, d'une façon générale, les principales caractéristiques d'un réseau cellulaire et les différentes générations de téléphones mobiles.

Par la suite nous avons donné un aperçu sur la trame LTE (quatrième génération) ainsi que ces techniques d'accès : OFDMA, SC-FDMA et aussi l'OFDM qui a fait ses preuves dans le domaine de la communication sans fil permettant aux technologies actuelles d'atteindre un débit de transmission élevé.



Introduction

Nous allons présenter dans ce qui suit les techniques de modulations multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), et en particulier les notions qui serviront à la bonne compréhension de notre travail.

Ces techniques consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide (FFT).

Cette méthode de modulation est utilisée pour ses propriétés intéressantes, particulièrement pour les systèmes de transmission mobiles à haut débit de données tels que de WLAN, WIMAX et bien sûr le 4G LTE.

II.1. Rappels sur la transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou, encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image ...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure (II.1) où l'on se limite aux fonctions de base.

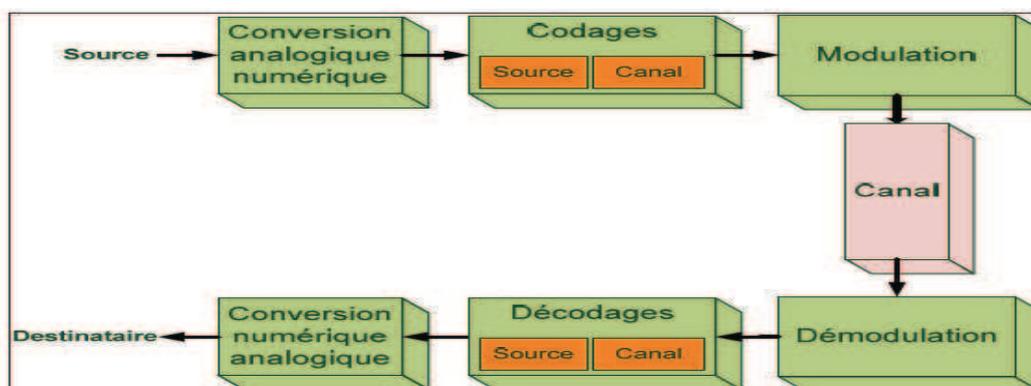


Figure II.1 : Schéma d'un système de transmission numérique



La source : émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.

Le codeur : englobe en général deux fonctions fondamentalement différentes. La première, appelée codage en ligne, associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. La seconde, appelée codage correcteur d'erreurs, consiste à introduire de la redondance dans le signal émis en vue de le protéger contre le bruit et les perturbateurs présents sur le canal de transmission.

La modulation : a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.

Le récepteur : du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

II.2. Les caractéristiques de la transmission numérique

Les caractéristiques principales permettant de comparer entre les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

II.2.1. La probabilité d'erreur P_e par bit transmis

Pour mesurer ou simuler les performances d'un système de transmission numérique, on utilise un estimateur de la probabilité erreur-bit P_e appelé TEB (ou BER, Bit Error Rate), défini par :

$$\text{T.E.B} = \frac{N_e}{N} \quad \text{II.1}$$

Où N_e est le nombre de bits erronés et N est le nombre total de bits transmis.

II. 2.2. La rapidité de la modulation R

La rapidité de modulation R (exprimée en bauds) mesure le nombre maximum de symboles (éléments de modulation) transmis par seconde.

Un message est constitué d'une succession de signaux (analogiques ou numériques) de durée égale Δ (moment élémentaire). Ces signaux se propagent sur une voie de transmission à la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s dans le vide, pratiquement la même valeur dans une fibre optique, 2.10^8 m/s environ dans des voies filaires métalliques). On peut donc déjà concevoir que la vitesse de propagation n'est pas un facteur contraignant. Le facteur contraignant est la cadence avec laquelle on met le signal sur la ligne. Cette cadence est définie par la rapidité de modulation :

$$R = 1/\Delta \text{ (en bauds)} \quad \text{II.2}$$



II.2.3. Le débit binaire

Lors de la transmission d'un signal numérique, un paramètre important pour le caractériser est la quantité de données qu'il véhicule par unité de temps. On définit alors le débit binaire, qui correspond au nombre de bits transmis par seconde.

Pour une transmission de n bits pendant un temps (en seconde), le débit binaire D est :

$$D = \frac{n}{\Delta t} \quad \text{II.3}$$

Il est exprimé en bit par seconde, ce qui se note bit/s ou bps. On dispose également des multiples : kilobit par seconde (kbit/s), mégabit par seconde (Mbit/s), gigabit par seconde (Gbit/s), téra-bit par seconde (Tbit/s).

II.2.4. L'efficacité spectrale

La notion d'efficacité spectrale est importante en transmission numérique. Elle compare la bande passante de la représentation analogique du signal d'information numérique au débit véhiculé dans ce canal.

L'efficacité spectrale est définie comme le flux binaire par Hz. Soit le débit divisé par la bande passante du canal de transmission.

La valeur de l'efficacité spectrale pour des systèmes de transmission mobiles avoisine 1 [b/s/Hz]. Pour des liaisons point à point ou des connexions câblées, elle peut atteindre 6 [b/s/Hz]. Concrètement, cela signifie qu'il est possible de transmettre 48 [Mb/s] dans un canal large de 8 [MHz], soit l'équivalent de presque 10 signaux de télévision numérique de qualité PAL dans un canal de transmission qui ne transporte qu'un unique signal PAL analogique. C'est bien là que se trouve le principal intérêt d'un passage au numérique: transmettre plus de signaux pour une même largeur de canal.

$$\eta = \frac{D}{B} \quad \text{II.4}$$

B : est la largeur de la bande occupée par le signal modulé.

II.2.5. La fréquence intermédiaire (FI)

Fréquence interne à l'émetteur et au récepteur servant de support à la modulation. Le signal modulé FI est ensuite transposé à une fréquence HF porteuse pour émission réception hertzienne.



Pour des questions de simplicité, la fréquence intermédiaire est de 455KHz dans la manipulation proposée. En réalité sa valeur peut être de 70 ou 140 MHz voir plus dans les faisceaux hertziens numériques. Plus cette fréquence est élevée, plus le débit binaire transmissible sera important.

II.2.6. Interférence inter-symbole

Elle caractérise la qualité de la liaison et l'aptitude du récepteur à discriminer les 0 et les 1 après une transmission qui a altéré et déformé les bits.

Exemple : $A = \{0,1\}^b$ donc $M = 2^b$

II.3. La modulation numérique

Parmi les différents blocs représentés dans le schéma synoptique d'un système de transmission numérique (Figure II.1), on retrouve le bloc « Modulation » qui est essentiel pour le fonctionnement du système.

I.3.1. Définition

La modulation peut être définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission, par exemple en faisant varier les paramètres d'amplitude et d'argument (amplitude/phase) d'un signal haut fréquence appelé porteuse. Le dispositif qui effectue cette modulation, en général électronique, est un modulateur et l'opération inverse permettant d'extraire le signal utile de la porteuse est la démodulation.

Le but des modulations numériques est d'assurer un débit maximum de données binaires, avec un taux d'erreur acceptable par les protocoles et correcteurs.

En modulation numérique, les paramètres de la porteuse, amplitude ou angle (argument), sont commutés entre plusieurs valeurs discrètes selon les codes binaires à transmettre.

I.3.2. Les différents types de modulation [11]

Un grand nombre de types de modulation peut être utilisé pour une transmission numérique. Nous allons nous intéresser aux deux catégories suivantes :

- Les modulations MDP-M
- Les modulations MAQ-M



I.3.2.1. Les modulations MDP-M

Elles correspondent à des symboles M-aires et sont appelées MDP-M. On y retrouve deux méthodes de modulations dites BPSK et QPSK.

Dans ce type de modulation on répartit les symboles c_k sur un cercle de rayon unité et l'on peut concevoir plusieurs MDP-M pour une même valeur de M.

On pose : $c_k = e^{j\varphi_k}$

$$\text{On a } \varphi_k \begin{cases} M = 2, & \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \\ M > 2, & \varphi_k = (2k + 1) \frac{\pi}{M} \end{cases} \quad \text{avec } k=0,1,\dots,M-1$$

Donc :

$$S(t) = \text{Re} [Ae^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}] \implies S(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad \text{II.5}$$

La phase de la porteuse varie en fonction de l'argument φ_k de chaque c_k , d'où le nom de la modulation par déplacement de phase à donné ce type de modulation.

On peut distinguer dans cette modulation deux types :

- La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying)
- La modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

a-La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) [12]

La modulation BPSK est une modulation à deux états de phase donc elle est équivalente à la MDP 2 (M=2).

Les deux états de phase sont $\varphi_k = 0$ ou $\varphi_k = \pi$

c_k prend ses valeurs dans [-1 ; 1]

$$S(t) = \mp A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{II.6}$$

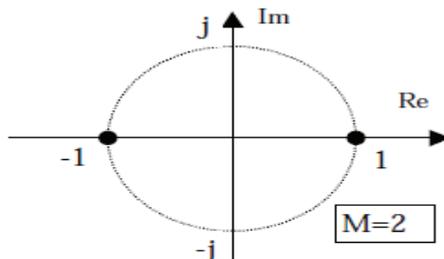


Figure II.2: constellation de la modulation de phase BPSK [12]



▪ Modulateur et démodulateur BPSK

Le modulateur représenté par la figure est constitué d'un multiplicateur qui effectue le changement de fréquence sur un train numérique codé en NRZ.

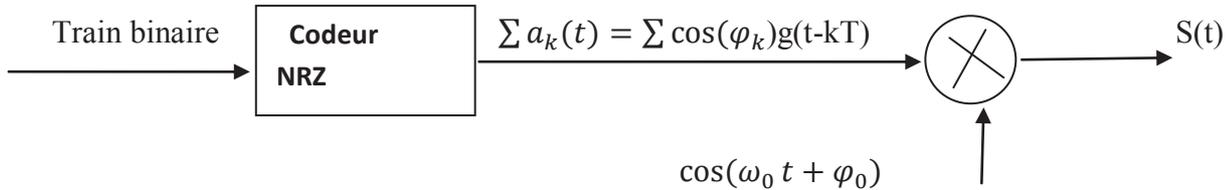


Figure II. 3 : Modulateur BPSK [12]

Le récepteur requiert l'utilisation d'une démodulation cohérente. La figure II.4 représente le synoptique simplifié du modulateur BPSK.

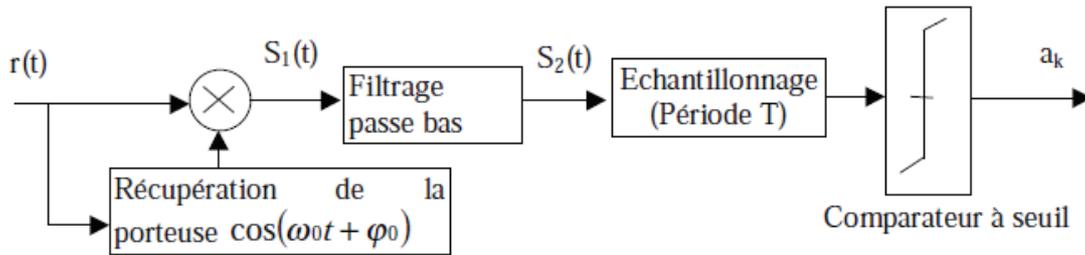


Figure II.4 : Démodulateur BPSK [12]

Soit $r(t)=B.\cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$ le signal non bruité reçu par récepteur dans l'intervalle de temps $[kT,(k+1)T]$.

Après multiplication avec la porteuse récupérée, on obtient :

$$S(t)=B.\cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k).\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{II.7}$$

Soit après filtrage pour éliminer la composante $2f_0$: $S_2(t) = \frac{B}{2}.\cos(\varphi_k)$ II.8

Le récepteur doit encore récupérer le rythme des symboles transmis, puis échantillonner le signal $S_2(t)$ au milieu de chaque période. Suivant le symbole émis -1 ou 1, φ_k prend la valeur π ou 0 et le signe de $S_2(t)$ devient négatif ou positif mettant en évidence la donnée binaire reçue 0 ou 1.



b- La modulation QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)

C'est une modulation à quatre états de phase soit MDP-4

$M= 2^2 \Rightarrow b=2 \Rightarrow$ deux bits sont transmis par période T_s .

De façon pratique, c'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des deux porteuses en quadrature.

Les quatre états de phases sont : $\varphi_k = (2k + 1)\frac{\pi}{4} \Rightarrow \varphi_k \in \{\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}\}$

La constellation QPSK est représentée sur la figure II.5 .Elle montre que l'affectation des bits aux points de la constellation se fait en général selon le codage Gray.

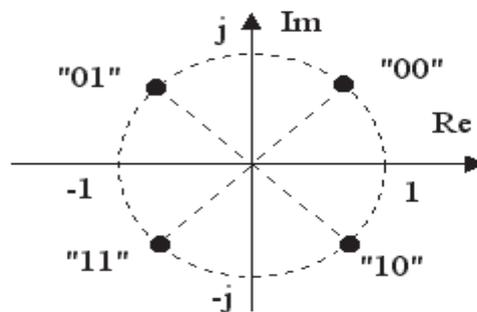


Figure II.5 : Constellation de la modulation de phase QPSK

▪ **Modulation et démodulation QPSK**

Le schéma synoptique du modulateur qui est présenté par la figure II.6 montre le démultiplexage du train binaire à l'entrée du modulateur en deux trains binaires sur les voies en phase et en quadrature .La suite du schéma représente la relation :

$m(t)=a(t).\cos (\omega_0t + \varphi_0) - b(t).\sin (\omega_0t + \varphi_0)$ et fait donc appel à deux multiplieurs.

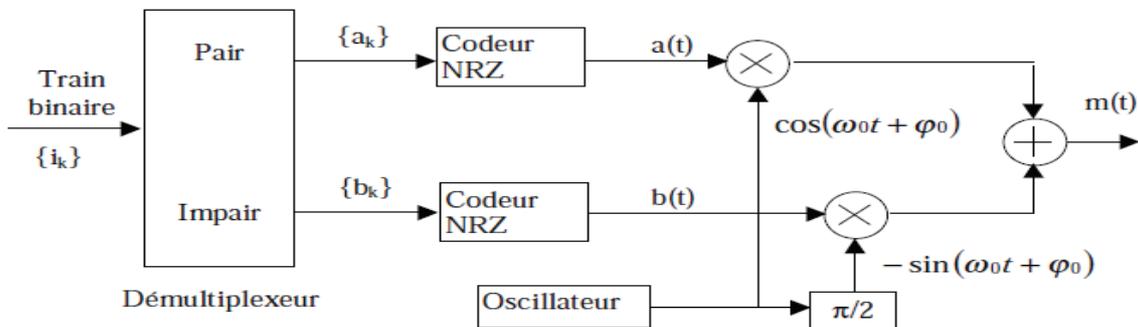


Figure II.6 : Modulateur QPSK [12]



La démodulation cohérente est applicable lorsque le récepteur a une connaissance exacte de la fréquence et de la phase de la porteuse .Le schéma synoptique d'un démodulateur cohérent pour la MDP-4 est présenté à la figure II.7.

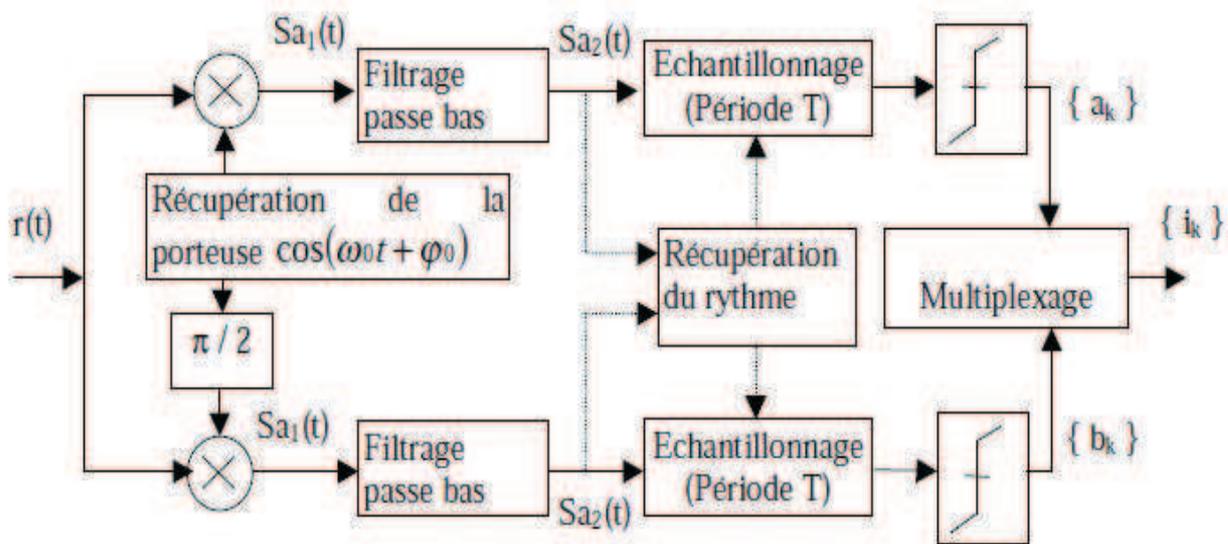


Figure II.7 : Démodulateur cohérent QPSK [12]

I.3.2.2.Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

Par exemple la MDP ne constitue pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.[13]

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t)=a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{II.9}$$

et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t)=\sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT) \quad \text{II.10}$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.



a-Les constellations MAQ-M

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$.

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants.

De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\mp d, \mp 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée par la figure II.8. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{d, \mp 3d, \mp 5d, \dots, \mp (M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256. [13]

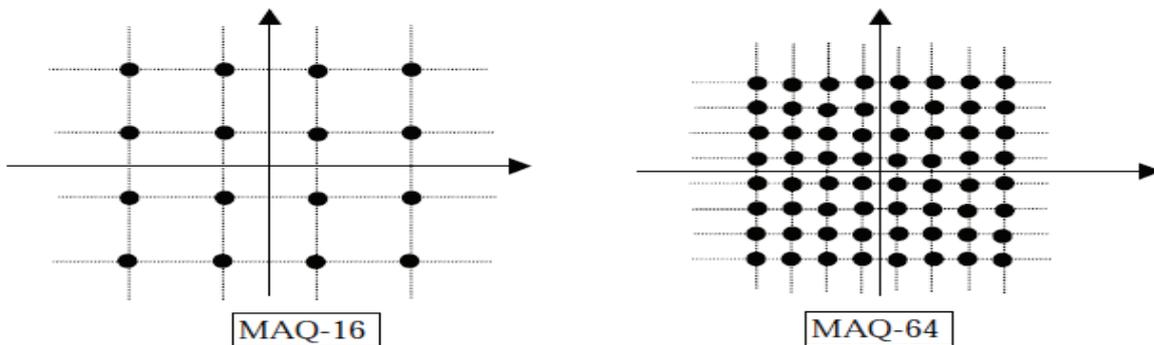


Figure II.8 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64 [13]

**b-Modulation et démodulation**

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

En effet, pour le modulateur le train binaire entrant $\{i_k\}$ est facilement divisé en deux trains $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$ (voir figure II.9).

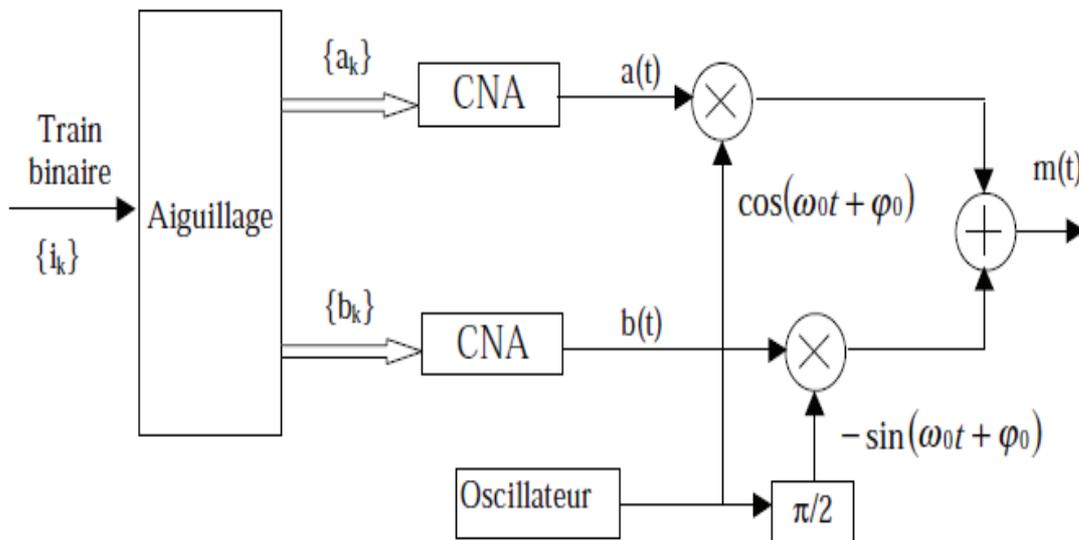


Figure II.9 : Modulateur MAQ-M

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux CAN, puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus. Le synoptique du démodulateur MAQ-M est très voisin de celui proposé pour la démodulation MDP.

c-Efficacité spectrale

Pour une même rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$, le débit binaire $D = \frac{1}{T_b}$ de la MAQ-M est multiplié par $n = \log_2 M$ par rapport à celui de la MAQ-2. Autrement dit, pour une largeur de bande donnée, l'efficacité spectrale $\eta = \frac{D}{B}$ est multipliée par $n = \log_2 M$.



N	M=2 ⁿ	Modulation	Débit binaire : D	Efficacité spectrale : η
1	2	MAQ-2	D	η
2	4	MAQ-4	2. D	2. η
4	16	MAQ-16	4. D	4. η
6	64	MAQ-64	6. D	6. η
8	256	MAQ-256	8. D	8. η

Tableau II.1 : Débit binaire et efficacité spectrale pour différentes modulations MAQ

Le tableau ci-dessus montre le gain obtenu sur le débit binaire et sur l'efficacité spectrale pour diverses modulations MAQ-M, ceci pour une même rapidité de modulation. L'intérêt d'augmenter M, même au prix d'une complexité accrue, est évident.

Les modulations QPSK, MAQ sont la base dans les modulations multi porteuses {OFDM} que nous allons étudier par la suite dont chaque porteuse est modulée indépendamment en utilisant une d'entre elles.

II.4. La modulation multi porteuses OFDM

Avant d'exposer le principe des modulations multiporteuses, nous allons donner les caractéristiques du canal pour lequel ce type de modulation est intéressant.

II.4.1. Canal à trajets multiples

Transmettre un train numérique par voie hertzienne est délicat et c'est la raison pour laquelle c'est la technologie qui a demandé le plus de temps pour émerger.

Le canal peut être perturbé par plusieurs phénomènes physiques :

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible. On va donc recevoir le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos figure II.10.

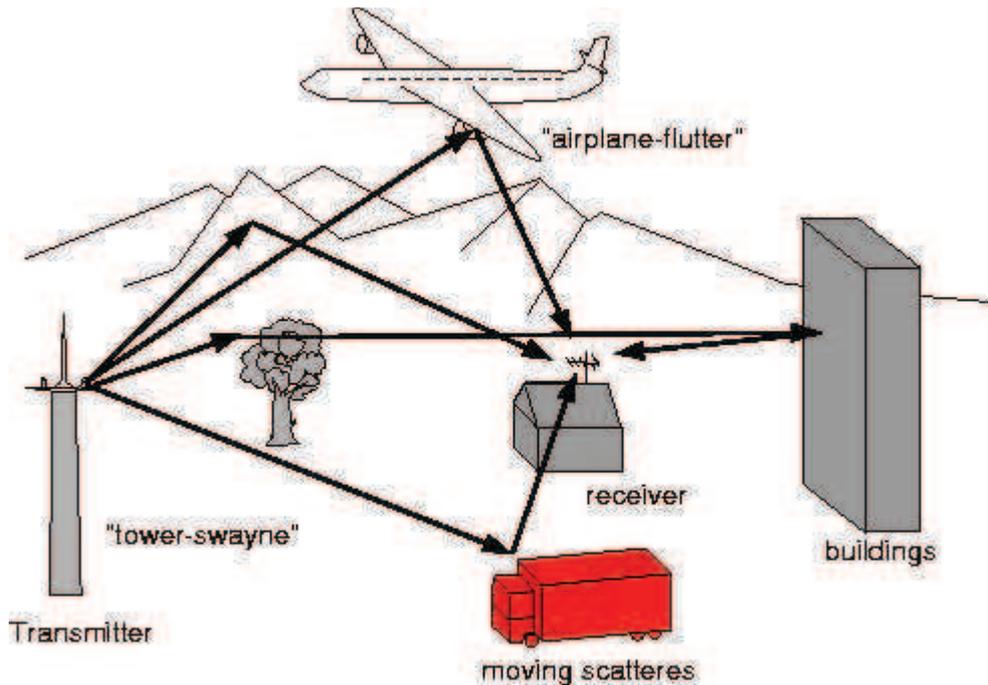


Figure II.10: Trajet multiple dans un canal radio [14]

Comme le passage du signal vers sa destination prend plusieurs trajets avec un délai entre eux, on aura à la réception, le symbole affecté par d'autres symboles en retard. Supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis n comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole n .

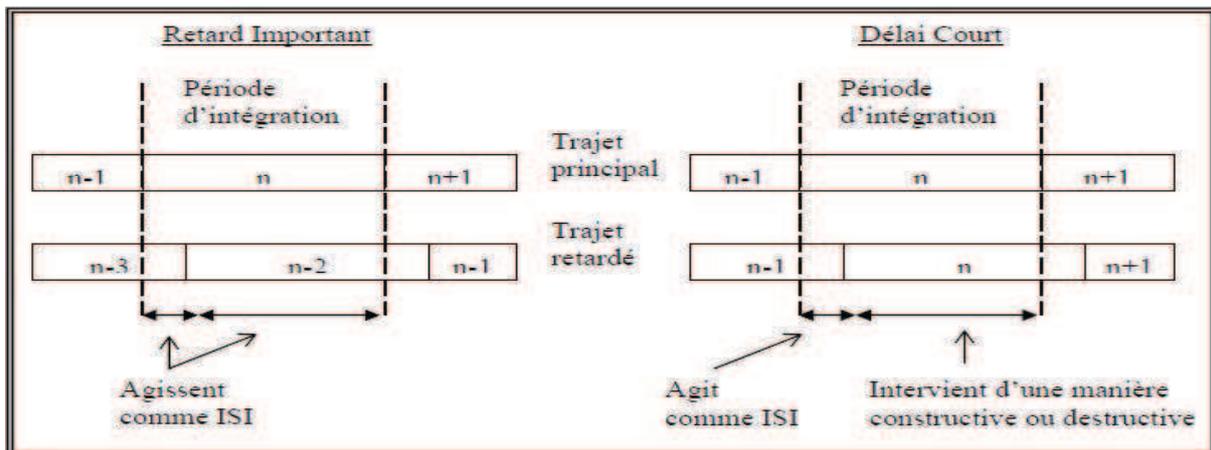


Figure II.11 : Inter Symbole Interférence (ISI), causé par le délai du trajet [14]

Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole (Figure II. 11 à gauche), le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symbole(s) précédent(s).



Un tel brouillage inter symbole (ISI) implique que le signal retardé ne peut avoir qu'un niveau très faible car ce dernier a subi trop d'atténuations (le niveau exact dépendant de la constellation utilisée et de la perte de marge de bruit acceptable).

Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole (Figure II.11 à droite), seule une partie du signal transmis sur ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

Il s'ensuit que, pour répondre à un niveau non négligeable des signaux retardés, il faut réduire le débit de symboles pour que la gamme des retards (entre le premier trajet reçu et le dernier) ne représente qu'une partie minimale de la période de symbole. Les informations susceptibles d'être acheminées par une porteuse unique sont dès lors limitées en cas de trajets multiples. Si une porteuse ne peut transporter le débit de symboles nécessaire, on arrive tout naturellement à diviser ce débit de données élevé en plusieurs flux parallèles de débit moins élevé, acheminés chacun par sa propre porteuse.

Leur nombre peut être élevé. Il s'agit d'une forme de MRF (Multiplex par répartition en fréquence), première étape vers l'OFDM.

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate, mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur.

Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante.

Le canal est dit, alors, sélectif en fréquence. 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 canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être récupérées grâce à un codage convolutif. On utilise des porteuses orthogonales qui présentent l'avantage de pouvoir retrouver leur phase et amplitude indépendamment les unes des autres.

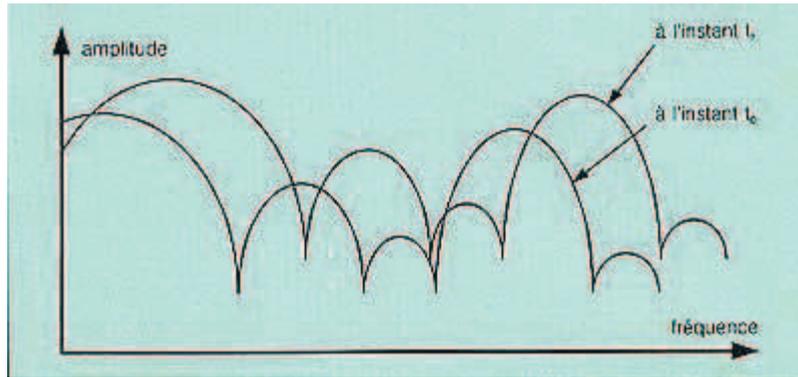


Figure II.12 : Réponse fréquentielle du canal radio [14]

D'autre part, lors du déplacement d'un récepteur dans le cas d'une réception mobile, plusieurs ondes parviennent au récepteur, ayant chacune un décalage de phase variable dans le temps. Cela engendre, sur le signal résultant, des variations permanentes dans l'amplitude du signal. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux s'appelle l'effet Doppler. [14]

II.5. La notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les techniques classiques de modulation multiporteuses et l'OFDM réside dans le fait que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les sous porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

L'utilisation d'un très grand nombre de sous porteuses est une alternative contraignante car nécessitant beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulé de $f_u = \frac{1}{T_u}$ entre sous porteuses, où T_u est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les sous porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

En considérant d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence,

la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad \text{II.19}$$



Avec $\omega_u = \frac{2\pi}{T_s}$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité, en l'occurrence

$$\int_t^{t+T} \Psi_k(t) \Psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0 & k \neq m \\ T_u & k = m \end{cases} \quad \text{II.20}$$

Les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps –fréquence, ce qui permet de récupérer facilement les symboles.[14]

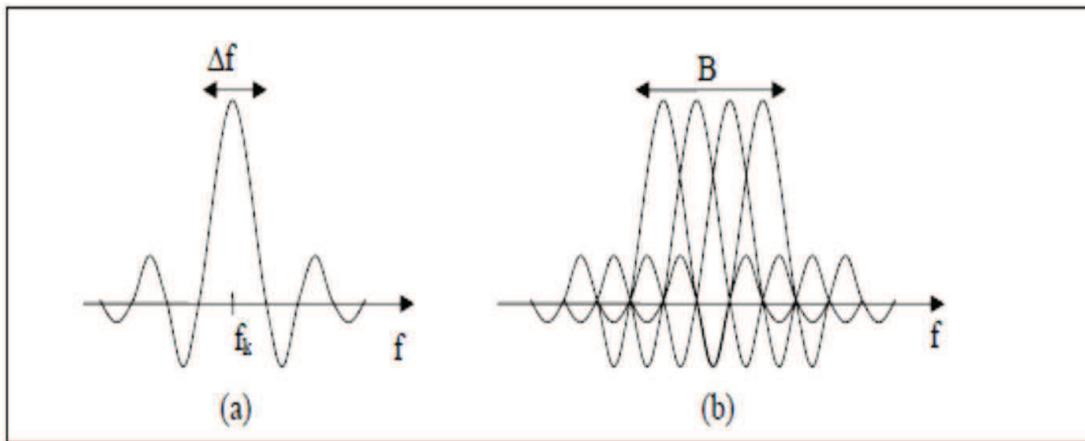


Figure II. 13 : Spectre d'un ensemble orthogonal

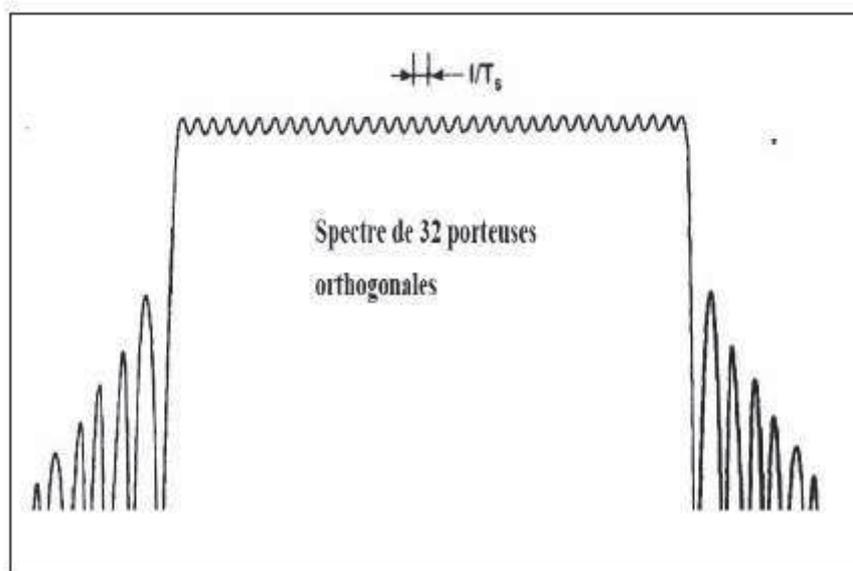


Figure II. 14 : Exemple d'un spectre en sortie du modulateur OFDM



Il existe plusieurs techniques pour combattre la distorsion provoquée par le canal à trajets multiples, parmi ces techniques on a la modulation multiporteuses OFDM.

II.6.Le principe de la modulation et la démodulation OFDM

II.6.1.Principe de la modulation

La modulation multiporteuses OFDM consiste à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l’opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant toute la bande passante disponible.

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, les symboles c_k sont groupés par paquets de N. Les symboles $c_k(c_k = a_k + j b_k)$ sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de types MAQ à 4, 16, 64, 2n états.

La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} constitue un symbole OFDM. Le k^{ime} symbole moule un signal de fréquence f_k . Le signal résultant s’écrit sous la forme complexe $c_k e^{2\pi f_k t}$.

L’enveloppe complexe du signal $S(t) = S_1(t) + j S_0(t)$ correspondant à l’ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM figure II.13 :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad t \in [0, T] \quad \text{II.21}$$

Où T est la durée du symbole OFDM.

Les fréquences sont dites orthogonales si l’espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $\frac{1}{T}$. Cette orthogonalité se justifie mathématiquement en considérant le produit scalaire usuel dans l’espace vectoriel défini par la base des exponentielles complexes rectangulaire temporelle de durée T, son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s’annule tous les multiples de $\frac{1}{T}$ (figure II.14).

Dans ce cas, $f_k = f_0 + \frac{k}{T}$, $k=0,1,\dots, N-1$

$$\text{et } S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T})t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad \text{II.22}$$

Où f_0 représente la première fréquence de la bande du signal.



Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous- porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.[15]

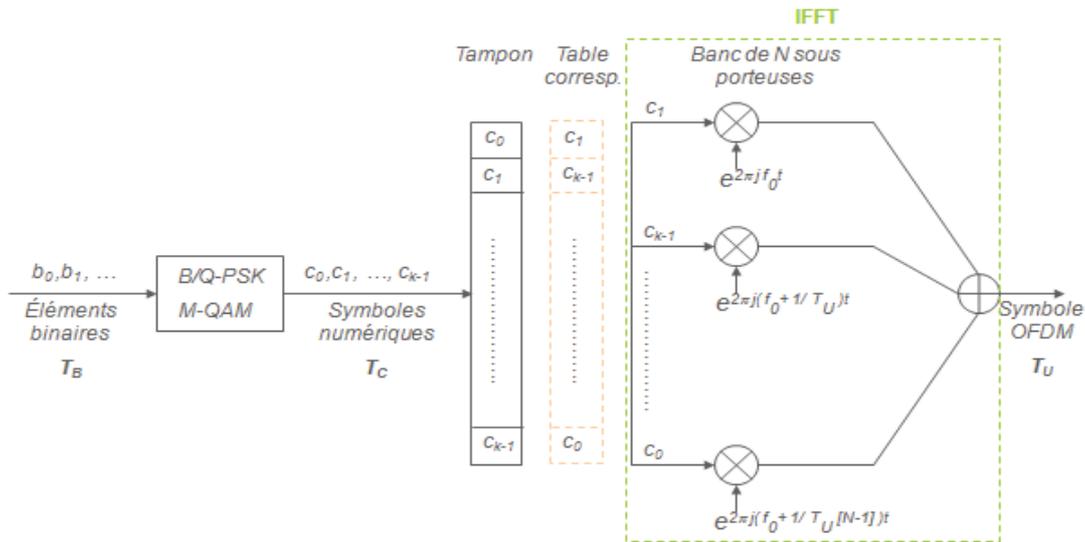


Figure II.15 : Schéma de principe du modulateur OFDM

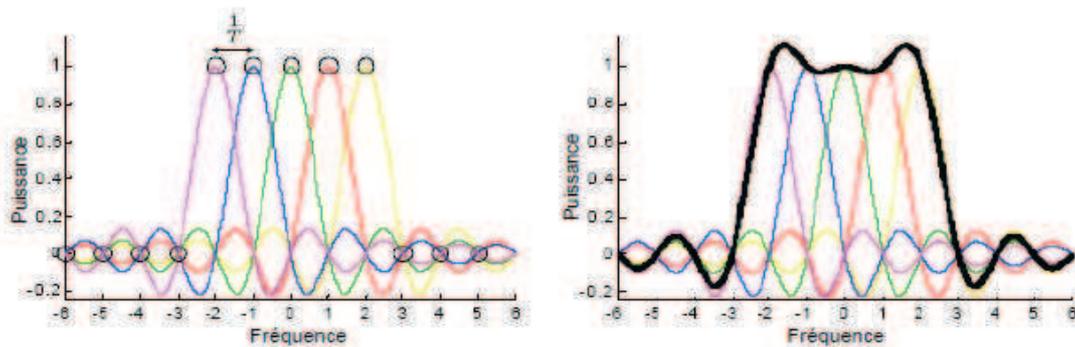


Figure II. 16 : Allure de l'ensemble des spectres des porteuses d'un symbole OFDM [15]

On déduit l'expression réelle du signal pour le symbole OFDM.

$$S(t) = \text{Re} [S(t)e^{2j\pi f_0 t}] = \text{Re} [\sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t}] \quad \text{II.24}$$

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{ a_k \cos[2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t] - b_k \sin[2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t] \} \quad \text{II.25}$$



Remarque :

Si le symbole c_k transporte q bits, le débit total est $qN/T_s=qB$. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses.

Si on augmente la durée des symboles T_s , le spectre de chaque porteuse $1/T_s$ devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

II.6.2.Principe de la démodulation

L'expression en bande de base du signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi f_k t} \quad \text{II.26}$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on la suppose constante sur la période T_s .

La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous porteuses suivant le schéma classique représenté sur la figure II.17.

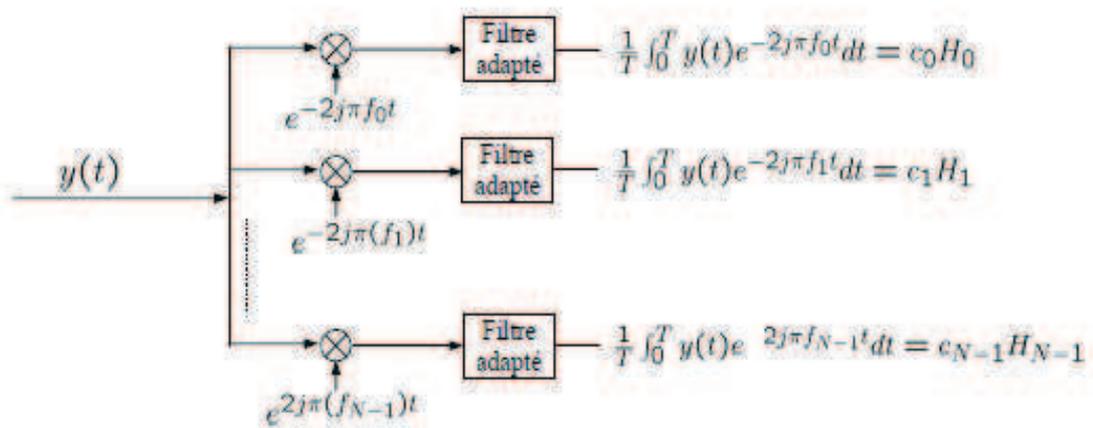


Figure II.17 : Schéma de principe du démodulateur OFDM [15]

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)/T_s} dt = c_i H_i \quad \text{II.27}$$

Car :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)t/T_s} dt = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq i \\ 1 & \text{si } k = i \end{cases} \quad \text{II.28}$$

**Remarque**

La réalisation suivant le schéma de principe nécessiterait N démodulateurs ce qui est coûteux et compliqué. Il a été constaté que l'expression mathématique exprimée en II.22 peut être considérée comme IFFT des symboles c_k .

II.6.3. Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger le signal des perturbations engendrées par le canal de transmission.

Cependant, la réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible de réaliser respectivement le modulateur et le démodulateur par des transformées de Fourier Discrètes Inverse et Directe (IDFT et DFT, via l'algorithme de l'IFFT(21) et FFT(22), si N est une puissance de 2). La complexité de ces opérations est de l'ordre de $N \log_2 N$ par symbole OFDM.

II.7. Implémentation numérique du modulateur

D'après (II.21), $s(t)$ est sous la forme :

$$S(t) = e^{2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T}} \quad \text{II.29}$$

En discrétisant ce signal (à une fréquence d'échantillonnage de Nyquist) et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie $s(n)$ sous la forme :

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{II.30}$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une Transformée de Fourier Inverse Discrète des c_k .

En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$ (où n est un nombre entier), le calcul de la Transformée de Fourier Inverse se simplifie et peut se réaliser avec une simple IFFT présenté sur la figure II. 18:

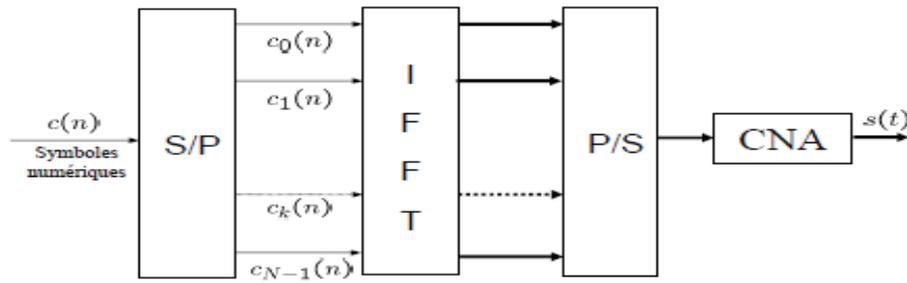


Figure II. 18 : Modulateur OFDM numérique [15]

II.8. Implémentation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$Z(t_n) = Z\left(\frac{nT}{N}\right) = z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{II.31}$$

Où z_n est la Transformée de Fourier Discrète Inverse de $c_k H_k$. La démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier Directe Discrète de $z = [z_0, \dots, z_{N-1}]$. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $N = 2n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe illustré dans la figure II. 19:

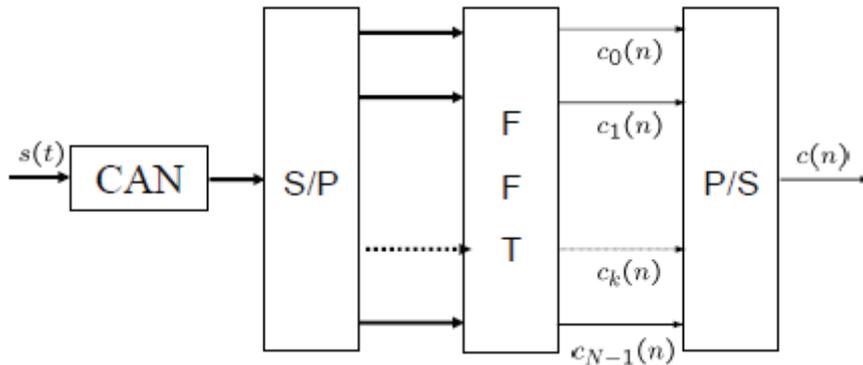


Figure II. 19 : Démodulateur OFDM numérique [15]

II.9. Intervalle de garde

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- *L'interférence intra symbole*: Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.



- *L'interférence inter symbole*: addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde.

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_s car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" T_g qui a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal).

Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaurent donc la relation :

$$T_s = T_u + T_g \quad \text{II.32}$$

Le temps de garde, s'il peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien, est plus généralement une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.

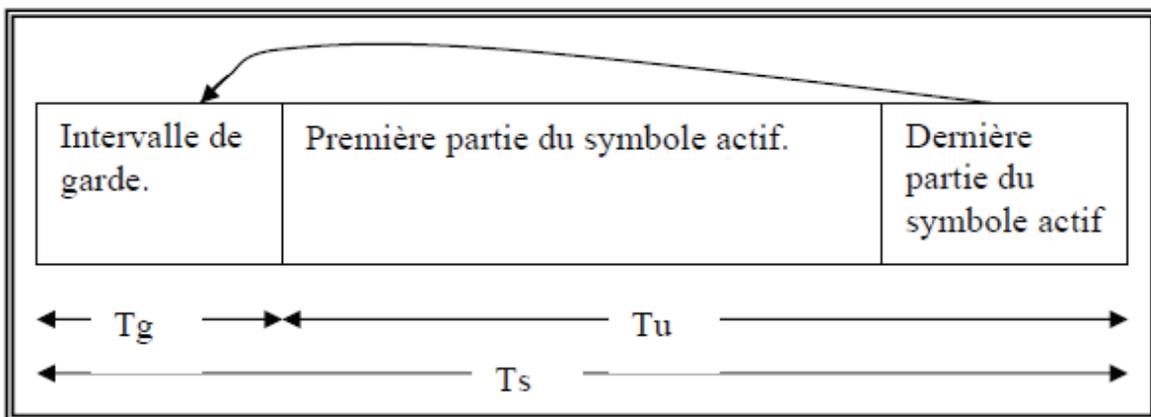


Figure II. 20. Intervalle de garde (Préfixe cyclique) [14]

La figure II. 18 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_s . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_u , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé.



Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : Le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI (Inter Code Interference) et ISI (Inter Symbol Interference) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.

La longueur de l'intervalle est choisie de manière à correspondre au niveau de trajets multiples prévus. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de T_u , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral).

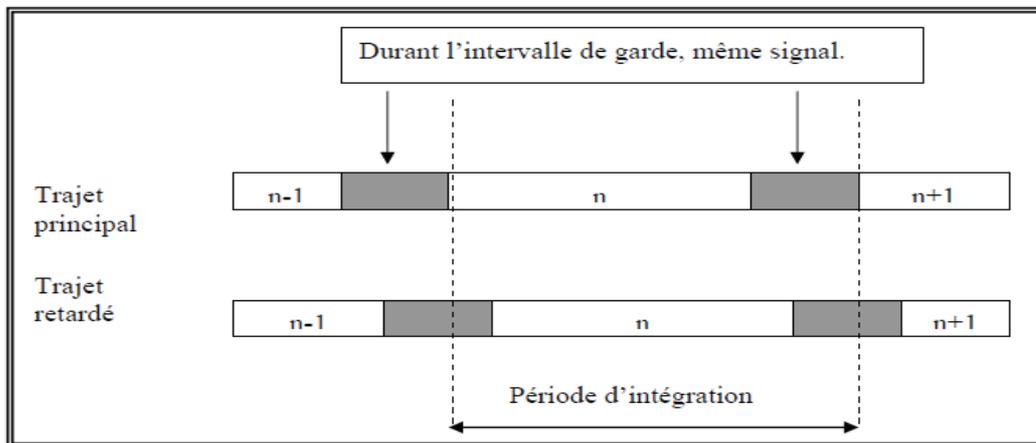


Figure II.21 : Intégration du signal avec intervalle de garde [14]

Les signaux, arrivant de différents trajets, peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. En fait, il est possible de montrer que le signal démodulé à partir d'une porteuse donnée est très similaire au signal émis : il est simplement multiplié par la réponse fréquentielle équivalente du canal (à propagation par trajets multiples) sur la même fréquence porteuse. [14]

II.10. Interférence entre symboles (IES)

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES).[16]



II.11. Interférence entre porteuses (IEP)

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls, et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes. [16]

II.12. Egalisation

Le fait que l'on ne connaisse pas le type de canal dans lequel on transmet les données ou que le canal soit toujours en changement, limite l'efficacité des filtres du système.

Dans ce cas, il est préférable de mettre au récepteur un filtre dont la réponse en fréquence est ajustée au canal. Ce filtre est appelé un filtre d'égalisation ou simplement un égaliseur. Il peut être fixe ou adaptatif.

II.13. Décision

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu d_k après le filtre de réception. Ce symbole peut être différentié du symbole qui avait été envoyé (c_k) à cause de perturbations introduites par le canal.

La détection par maximum de vraie semblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité. Pour cela on sélectionne le point de la constellation le plus proche du symbole reçu, et les bits qui sont associés à ce point de la constellation sont les bits qui ont été émis avec la plus grande vraie semblance.

Le plan complexe est ainsi partitionné en zones de décision, chacune correspondant à un symbole de la constellation, et donc à un ensemble de bits particulier. Sur une constellation particulière, on peut représenter les limites de ces zones par des traits pointillés (on suppose que tous les symboles sont équiprobables). [17]



II.14. Chaîne complète d'une transmission OFDM

La figure suivante montre les différents blocs utilisés dans une chaîne de transmission OFDM.

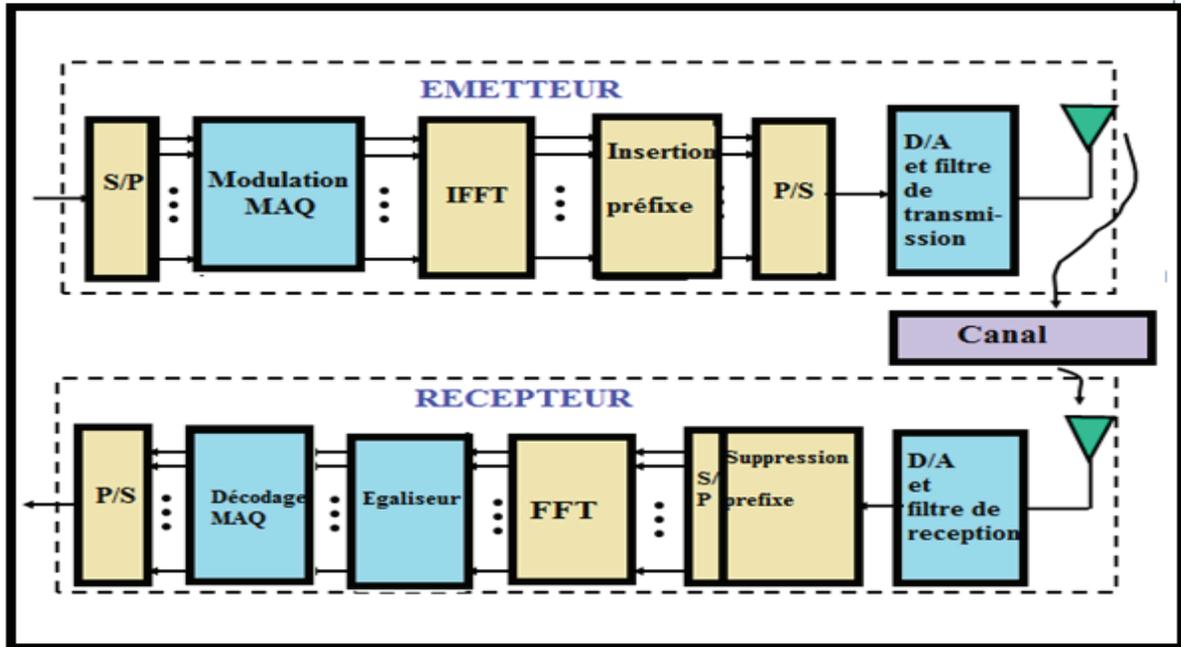


Figure II.22 : Chaîne de transmission OFDM

II.15. Les avantages et les inconvénients de l'OFDM

Contrairement aux transmissions mono porteuses, un des grands avantages de la modulation OFDM consiste en la simplicité de l'égalisation des distorsions. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les principaux avantages et inconvénients de la modulation l'OFDM sont nombreux, on peut en citer :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est principalement dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses, contrairement aux modulations monoporteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.



- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses.
- Plus les perturbations s'amplifient, plus la technologie perd de son intérêt car il faut alors mettre en place des méthodes de filtrages ou de codages qui réduisent grandement les débits.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation [5]. En effet, la fréquence offset engendre des interférences ICI qui peuvent détruire l'orthogonalité entre sous porteuses.

Conclusion

Nous avons tout d'abord présenté dans ce chapitre les modulations numériques QPSK, MAQ-16, MAQ-64, qui sont la base dans les modulations multiporteuses OFDM.

Ensuite, nous avons donné le principe de la modulation OFDM ainsi que son principe de démodulation.

Enfin, nous avons cité quelques avantages et inconvénients de cette modulation.

Cependant une telle mise en œuvre comporte également des inconvénients dont un majeur est sa sensibilité aux non linéarités dues aux amplificateurs, que nous détaillerons dans le prochain chapitre.



Introduction

Une chaîne de transmission se compose de différentes parties qui permettent à un signal quelconque d'être véhiculé de sa source à sa destination. Chacune de ces parties présente au niveau système une fonction qui la caractérise.

Nous retrouvons alors la source binaire, le codeur de canal, le modulateur numérique, le filtre, le convertisseur analogique/numérique, le mélangeur, l'amplificateur de puissance(PA), le canal bruité et avec fading, etc.....Les caractéristiques de ces fonctions sont souvent de type non linéaire introduisant donc des distorsions non linéaires sur le signal à traiter. Ces différents blocs (composants) sont alors définis comme les sources de non linéarités de la chaîne de transmission. Dans ce chapitre, notre attention se focalisera sur la non linéarité précisément dans l'amplificateur de puissance (PA) et en suite on verra les différentes méthodes proposées pour réduire ce problème.

III.1. Les caractéristiques d'un dispositif non linéaire

III.1.1. Définition de Dispositif Non-Linéaire

Un système quelconque est caractérisé par sa fonction de transfert qui est définie, dans le domaine fréquentiel, comme le rapport entre la grandeur de sortie $Y(j\omega)$ et celle d'entrée $X(j\omega)$:

$$\mathbf{H(j\omega)} = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = |\mathbf{H(j\omega)}| \exp[\mathbf{j}\Phi(\omega)] \quad \mathbf{III.1}$$

Cette fonction de transfert prend en compte les distorsions linéaires d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence. D'autres distorsions, liées à la présence d'éléments non-linéaires peuvent apparaître dans le système.

Cette fonction de transfert prend en compte les distorsions linéaires d'amplitude et de phase en fonction de la fréquence. D'autres distorsions, liées à la présence d'éléments non-linéaires peuvent apparaître dans le système.

Dans ce cas, une simple fonction de transfert $H(j\omega)$ ne sut plus pour décrire le comportement du système. Il est alors nécessaire d'exprimer le signal de sortie $y(t)$ comme une fonction $f[.]$ du signal d'entrée $x(t)$. Si la sortie à l'instant t ne dépend que de l'entrée au même instant, le système non-linéaire est alors défini sans mémoire et on peut écrire :

$$\mathbf{y(t) = f [x(t)]} \quad \mathbf{III.2}$$



Si les grandeurs d'entrée et sortie sont des tensions, alors l'équation (III.2) peut se réécrire comme suit :

$$v_s(t) = f[v_e(t)] \quad \text{III.3}$$

La fonction $f[.]$ représentée en figure III.1 est un exemple de caractéristique non-linéaire du système.

Focalisons alors notre attention sur le modèle polynomial représentant la non-linéarité du système. Dans ce cas précis, la fonction $f[.]$ peut donc s'écrire sous la forme d'un polynôme d'ordre n tel que,

$$v_s(t) = a_1 v_e(t) + a_2 v_e^2(t) + a_3 v_e^3(t) + \dots + a_n v_e^n(t) \quad \text{III.4}$$

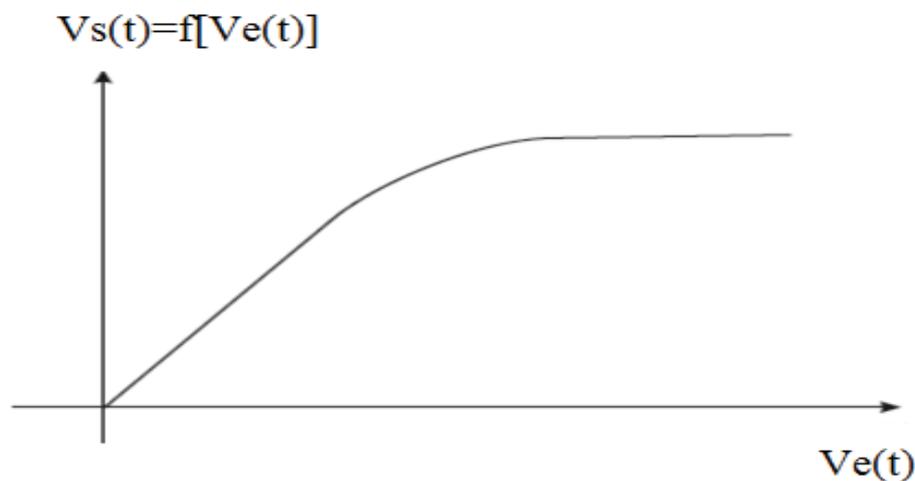


Figure III.1. Caractéristique Non-Linéaire de Transfert, $f[.]$

De manière générale les coefficients a_i peuvent s'écrire comme $\alpha_i + j\beta_i$. On dit alors que la non-linéarité de la fonction $f[.]$ introduit juste une distorsion d'amplitude si les coefficients a_i sont réels, $f(\alpha_i)$, tandis que la distorsion est d'amplitude et de phase s'ils sont complexes, $f(\alpha_i, \beta_i)$. En outre, les principales grandeurs caractérisant un dispositif non-linéaire sont les suivantes:

- Les harmoniques
- Le point de compression à 1 dB
- Les produits d'intermodulation
- Les points d'interceptions d'ordre n

Même si ces grandeurs sont liées à la tension et donc au signal de sortie, elles caractérisent le comportement non-linéaire intrinsèque au dispositif en question.



III.1.2 .Les Harmoniques

Supposons que la non-linéarité est toujours représentable par une fonction $f [.]$ de type polynomial comme dans l'équation (III.4).

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{a}_1 \mathbf{v}_e + \mathbf{a}_2 \mathbf{v}_e^2 + \mathbf{a}_3 \mathbf{v}_e^3 + \dots \quad \text{III.5}$$

Considérons que les non-linéarités d'ordre supérieur à 3 sont négligeables et que le signal d'entrée v_e est à un seul ton, c. à d. une sinusoïde pure [cf. éq. (III.6)].

$$\mathbf{v}_e(t) = A \cos(\omega_1 t) \quad \text{III.6}$$

Alors nous pouvons en déduire que le signal à la sortie du dispositif non-linéaire et sans mémoire s'écrit, en remplaçant l'équation (III.6) dans la (III.5), sous la forme suivante :

$$\mathbf{v}_s(t) = \mathbf{a}_1 A \cos(\omega_1 t) + \mathbf{a}_2 A^2 \cos^2(\omega_1 t) + \mathbf{a}_3 A^3 \cos^3(\omega_1 t)$$

Qui peut s'écrire :

$$\mathbf{v}_s(t) = \mathbf{a}_1 A \cos(\omega_1 t) + \mathbf{a}_2 A^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) \right) + \mathbf{a}_3 A^3 \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_1 t) \right) \quad \text{III.7}$$

On peut décomposer le signal de sortie $\mathbf{v}_s(t)$ en plusieurs termes :

- | | | |
|--|-----------------------------|-------|
| ▪ $\frac{1}{2} \mathbf{a}_2 A^2$ | Composante continue | |
| ▪ $(\mathbf{a}_1 A + \frac{3}{4} \mathbf{a}_3 A^3) \cos(\omega_1)$ | Fondamental | |
| ▪ $\frac{1}{2} \mathbf{a}_2 A^2 \cos(2\omega_1 t)$ | 1 ^{ère} harmonique | III.8 |
| ▪ $\frac{1}{4} \mathbf{a}_3 A^3 \cos(3\omega_1)$ | 2 ^{ème} harmonique | |

Dans l'équation (III.8) nous retrouvons l'expression du fondamental ainsi que l'expression de la composante continue. Les termes dont la fréquence est un multiple de la fréquence du fondamental représentent les harmoniques du signal, générées par la non linéarité du dispositif.

III.1.3. Le Point de Compression à 1 dB

D'après l'équation (III.8) l'amplitude du fondamental du signal de sortie est égale à :

$$A_{fond} = \mathbf{a}_1 A + \frac{3}{4} \mathbf{a}_3 A^3 \quad \text{III.9}$$

Cette grandeur est inférieure à l'amplitude du signal amplifié linéairement ($a_1 A$) si $\mathbf{a}_3 < 0$ (compression de gain), et elle est supérieure à $a_1 A$ si $\mathbf{a}_3 > 0$ (expansion de gain). La plupart des dispositifs travaillent en compression, c. à d. avec $\mathbf{a}_3 < 0$. On définit alors le gain du dispositif à la fréquence fondamentale qui est donné par l'équation (III.10).



$$G_{fond} = 20 \log\left(\frac{a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3}{A}\right) = 20 \log\left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A^3\right) \quad \text{III.10}$$

Le gain linéaire G_{lin} vaut :

$$G_{lin} = 20 \log\left(\frac{a_1 A}{A}\right) = 20 \log(a_1) \quad \text{III.11}$$

D'où nous en déduisons le gain à 1 dB de compression défini comme la compression d'1 dB sur le fondamental par rapport au gain linéaire [cf. éd. (III.12)].

$$G_{1dB} = G_{lin} - 1dB \quad \text{III.12}$$

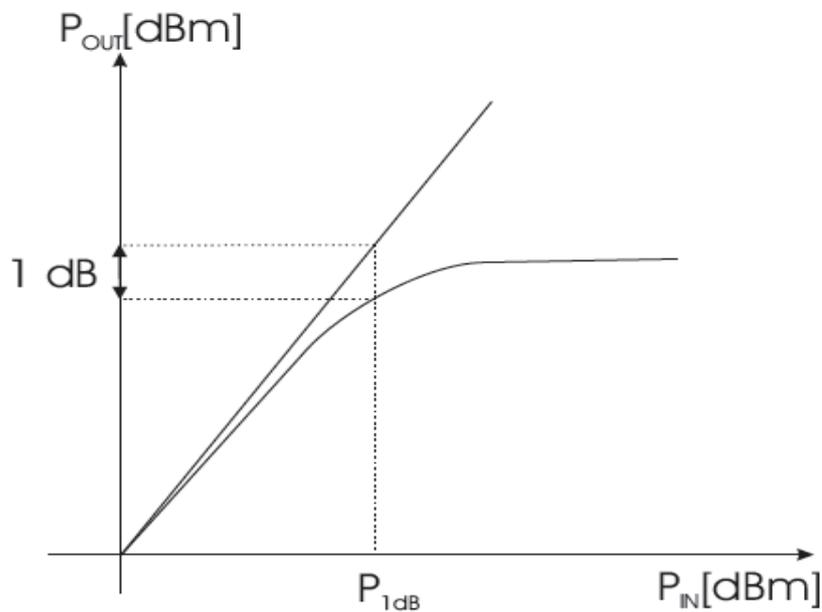


Figure III.2. Point de Compression à 1 dB

Au point de compression d'1 dB, l'équation (III.12) peut alors se réécrire comme suit :

$$20 \log\left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{1dB}^2\right) = 20 \log(a_1) - 1 dB \quad \text{III.13}$$

D'où l'on déduit la valeur du point de compression en tension :

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad \text{III.14}$$

Cette grandeur est une mesure du niveau maximal de signal d'entrée que le dispositif peut traiter. Au delà de cette valeur, le signal est de plus en plus compressé jusqu'à arriver à la saturation.



III.1.4. Les Produits d'Intermodulation

Lorsque le signal d'entrée d'un système non-linéaire est un signal à deux tons, c. à d. la somme de deux sinusoïdes, de nouveaux termes apparaissent en sortie. Ce ne sont ni le fondamental, ni les harmoniques du signal. Considérons maintenant un signal d'entrée à deux tons :

$$v_e(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad \text{III.15}$$

Si l'on insère le signal $v_e(t)$ dans l'équation (III.5), on obtient en sortie du système non-linéaire le signal suivant :

$$\begin{aligned}
 v_s(t) = & a_1 A_1 \cos(\omega_1 t) + a_1 A_2 \cos(\omega_2 t) && \text{fondamental} \\
 & + \frac{a_2 A_1^2}{2} + \frac{a_2 A_2^2}{2} && \text{composante continue} \\
 & + \frac{a_2 A_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{a_2 A_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t) && \text{2 ème harmonique} \\
 & + a_2 A_1 A_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] && \text{IM2} \\
 & + \left(\frac{3a_3 A_1 A_2^2}{2} + \frac{3a_3 A_1^3}{4}\right) \cos(\omega_1 t) + \dots && \text{III.16} \\
 & \dots + \left(\frac{3a_3 A_1^2 A_2}{2} + \frac{3a_3 A_2^3}{4}\right) \cos(\omega_2 t) && \text{fondamental} \\
 & + \frac{a_3 A_1^3}{4} \cos(3\omega_1 t) + \frac{a_3 A_2^3}{4} \cos(3\omega_2 t) && \text{3 ème harmonique} \\
 & + \frac{3a_3 A_1 A_2^2}{4} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \dots \\
 & \dots + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] && \text{IM3 termes d'ordre supérieur à 3} \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

Dans l'équation (III.16) nous voyons apparaître les termes du fondamental ainsi que d'autres termes appelés harmoniques et produits d'intermodulation (*IM*) dont la fréquence est multiple ou combinaison linéaire des fréquences fondamentales. Une non linéarité d'ordre 2 provoque le produit d'intermodulation d'ordre 2 (*IM2*) tandis qu'une non-linéarité d'ordre 3 génère un produit d'intermodulation d'ordre 3 (*IM3*).

Les amplitudes des produits d'intermodulation décroissent avec l'ordre de l'intermodulation et ceux qui se situent en fréquence à côté du fondamental seront les plus gênants.



La figure III.3 représente les termes d'intermodulation dans le domaine fréquentiel lorsque l'amplitude des deux composantes du signal d'entrée est la même ($A_1 = A_2 = A$).

Donc, nous pouvons en conclure que les produits d'intermodulation d'ordre impair sont les plus gênants, en particulier l'ordre 3 (IM_3), car ils sont les plus proches des fréquences fondamentales (f_1 et f_2). En revanche, les produits d'intermodulation d'ordre pair et les produits d'intermodulation d'ordre impair, somme des fréquences harmoniques, sont rejetés loin des signaux aux fréquences fondamentales. Ces derniers peuvent donc être éliminés par filtrage.

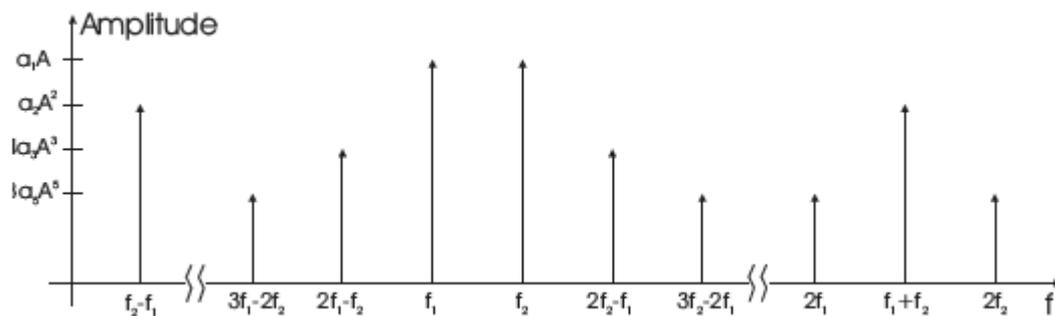


Figure III.3. Produit d'intermodulation

Dans ce contexte d'intermodulation, nous allons aussi introduire le concept de distorsion d'intermodulation (« InterModulation Distortion », « IMD »). L'« IMD » représente le rapport entre l'amplitude de l' IM_n et l'amplitude du fondamental à la sortie du système et elle s'exprime en dB, c- à -d en dB par rapport à la porteuse.

Nous venons de voir que l'intermodulation a des effets très gênants sur les systèmes RF. La détérioration du signal entraînée par les produits d'intermodulation de deux composantes fréquentielles du signal d'entrée est caractérisée par une mesure qu'on appelle le point d'interception.

III.1.5. Les points d'interception d'ordre n

Les non-linéarités du système génèrent des produits d'intermodulation d'ordre n, IM_n , et cet ordre dépend directement de l'ordre de l'équation polynomiale représentant cette non-linéarité. Le point d'interception d'ordre n (IP_n) est le point où l'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre n (IM_n) est égale à l'amplitude du fondamental, lorsque l'amplitude des signaux d'entrée interférents est la même $A_1 = A_2 = A$.



Sous l'hypothèse que A est suffisamment petit pour négliger les termes non-linéaires d'ordre supérieur à 3, on se limite à prendre en compte principalement le produit d'intermodulation d'ordre 3 qui est comme nous avons dit ci-dessus, le plus gênant et donc le plus représentatif pour la non-linéarité.

Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) peut être calculé graphiquement comme en figure III.4.

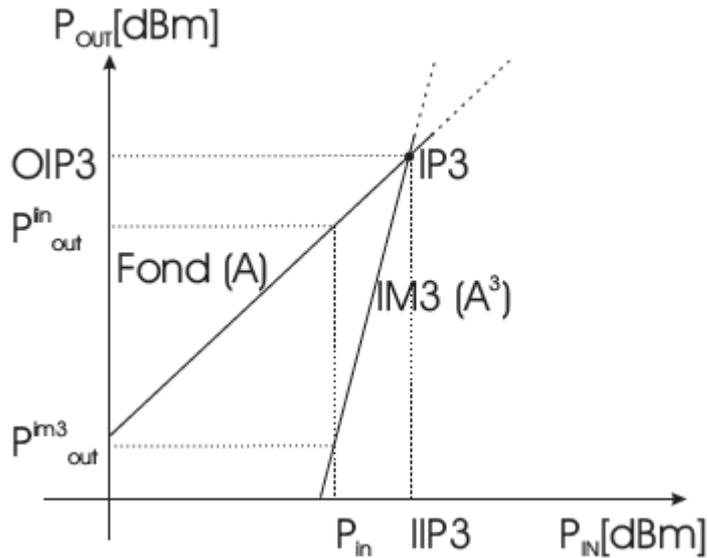


Figure III.4. Point d'interception d'ordre 3 (IP3)

À partir des amplitudes du signal fondamental (proportionnel à A) et de l'IM3 (proportionnel à A³) nous allons tracer, sur une échelle logarithmique, la puissance de sortie (P_{out}) en fonction de la puissance d'entrée (P_{in}). Le point d'interception d'ordre 3 est alors représenté par l'intersection de ces deux droites.

L'IP3 peut être défini en entrée comme IIP3 (« Input IP3 ») ou en sortie comme OIP3 (« Output IP3 »). En outre, le point d'interception est indépendant du niveau de puissance en entrée et il est donc très souvent utilisé pour caractériser les non-linéarités d'un dispositif.

D'après l'équation (III.16) et la figure III.4, nous pouvons écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} OIP3 = a_1 IIP3 \\ OIP3 = \frac{3}{4} a_3 IIP3^3 \end{cases} \quad \text{III.17}$$

Ce système à deux équations et deux inconnues, nous permet de calculer le IIP3 et le OIP3 en fonction de coefficients a₁ et a₃ de l'équation (III.5) :

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4a_1}{3a_3}}, \quad OIP3 = \sqrt{\frac{4a_1^3}{3a_3}} \quad \text{III.18}$$



Il est aussi intéressant de lier l' $IP3$ à l' $IM3$ d'une puissance donnée. Considérons que l'on se place au niveau d'entrée A_{in} , et appelons A_{out}^{lin} le niveau de sortie linéaire et A_{out}^{im3} le niveau de l' $IM3$ en sortie. La figure III.4 montre ces valeurs en puissance et on peut alors écrire que :

$$\frac{A_{out}^{lin}}{A_{out}^{im3}} = \frac{a_1 A_{in}}{\frac{3}{4} a_3 A_{in}^3} \quad \text{III.19}$$

et d'après l'équation (III.18),

$$\frac{A_{out}^{lin}}{A_{out}^{im3}} = \frac{IIP3^2}{A_{in}^2} \quad \text{III.20}$$

D'où

$$IIP3 = \sqrt{\frac{A_{out}^{lin}}{A_{out}^{im3}}} A_{in} \quad \text{III.21}$$

Un système est caractérisé par un point d'interception d'ordre 3 élevé. En effet, d'après l'équation (III.21), cela signifie que pour une puissance donnée en entrée, plus le point d'interception d'ordre 3 est élevé, plus la puissance du produit d'intermodulation est faible par rapport à la puissance de la réponse linéaire du système. Il faut donc toujours que la puissance du signal en entrée se trouve en dessous de l' $IIP3$ [dBm] qui représente la limite maximale pour laquelle la puissance du produit d'intermodulation d'ordre 3 est plus faible que la réponse linéaire du système.

III.1.6. Facteur de crête et éléments non linéaires

Dans une modulation monoporteuse, l'ensemble des valeurs prises par le signal modulé est fixé par les constellations, et la distribution des valeurs prises suit généralement une loi uniforme.

Le signal OFDM temporel quand à lui est la somme de N_p signaux modulés, où N_p est le nombre de porteuses. D'après le théorème de la limite centrale, $N_p \rightarrow \infty$, la distribution des valeurs prises par le signal OFDM temporel tend vers une variable aléatoire normale. En pratique, on peut constater par simulation que la distribution des valeurs prises par $u_e(t)$ est proche d'une loi gaussienne à partir de 4 porteuses.

Si l'on compare un signal à distribution uniforme et un signal à distribution gaussienne de même puissance, on constate des différences.



Le signal gaussien a une dynamique plus grande, et on peut remarquer la présence de 'pics' d'amplitude importante. Dans la figure III.5 suivante, les deux signaux ont une variance de 1. Le signal du haut est un signal à répartition gaussienne, et le signal du bas est un signal à répartition uniforme :

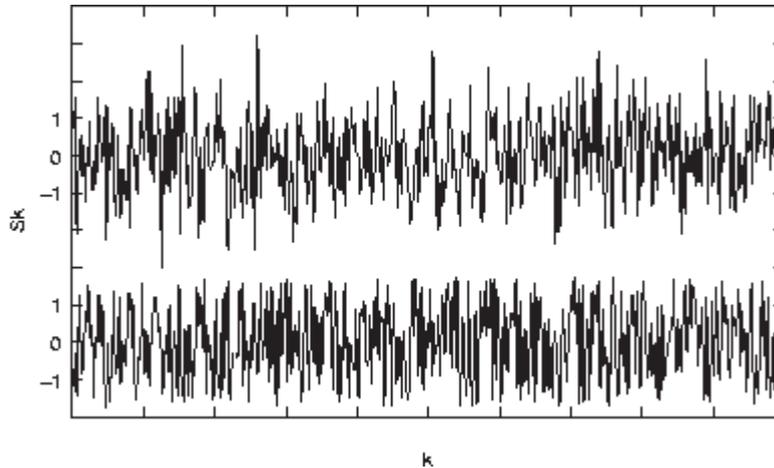


Figure III.5. Signaux gaussien (haut) et uniforme (bas) [17]

On peut quantifier cette caractéristique avec une grandeur appelée facteur de crête. On définit tout d'abord le PMEPR (Peak-to-Mean Envelope Power Ratio), qui est le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne d'un signal temporel. Si un signal non nul $s(t)$ et de moyenne nulle est défini sur $[0; T]$, son PMEPR sur cet intervalle est égal à :

$$PMEPR(s) = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad \text{III.22}$$

Le facteur de crête (CF, pour Crest Factor) est défini par $CF = \sqrt{PMEPR}$. Un facteur de crête élevé signifie que le signal possède une puissance maximale importante devant sa puissance moyenne, et donc que certaines valeurs prises par ce signal sont importantes par rapport aux valeurs moyennes. Autrement dit ceci signifie que des pics d'amplitude importante sont présents.

Dans le cas d'un signal $s_A(t)$ à distribution uniforme centrée d'amplitude A , la puissance maximale est égale à A^2 (car le signal prend des valeurs entre $-A$ et A) et on peut calculer sa puissance moyenne, qui est égale à $\frac{A^2}{3}$. Le PMEPR d'un signal uniforme est donc égal à 3. Pour un signal centré à distribution normale de variance σ^2 , la puissance maximale est infinie (car il n'y a aucune limite sur les valeurs prises par le signal) et la puissance moyenne est égale à σ^2 . Le PMEPR est donc infini.



Dans le cas d'un signal OFDM on montre que le PMEPR est majoré par :

$$PMEPR \leq N_p \frac{\max_{j,k} |c_{j,k}|^2}{\min_{j,k} |c_{j,k}|^2} \quad \text{III.23}$$

Où N_p est le nombre de porteuses et $c_{j,k}$ sont les symboles modulés sur chaque porteuse. On montre également que le PMEPR est exactement égal à N_p dans le cas d'une modulation de phase (c'est-à-dire lorsque tous les symboles c_k ont le même module). Plus on augmente N_p , plus le PMEPR est élevé. Comme la modulation OFDM devient avantageuse lorsque ce nombre de porteuses est grand, dans la plupart des standards mettant en application l'OFDM le PMEPR du signal temporel sera élevé.

L'évaluation du facteur de crête est importante pour le dimensionnement des composants non linéaires dans un système de communication. Un amplificateur est nécessaire afin de faire propager le signal sur le canal. Si la transmission est réalisée sur un canal radio, on utilise un amplificateur de puissance afin que l'onde radio ait une puissance suffisante. Or les amplificateurs radio utilisés en pratique, à semi-conducteurs, ou SSPA (Solid-State Power Amplifier) ont une caractéristique non linéaire. La courbe ci-dessous représente la courbe de réponse d'un amplificateur SSPA typique :

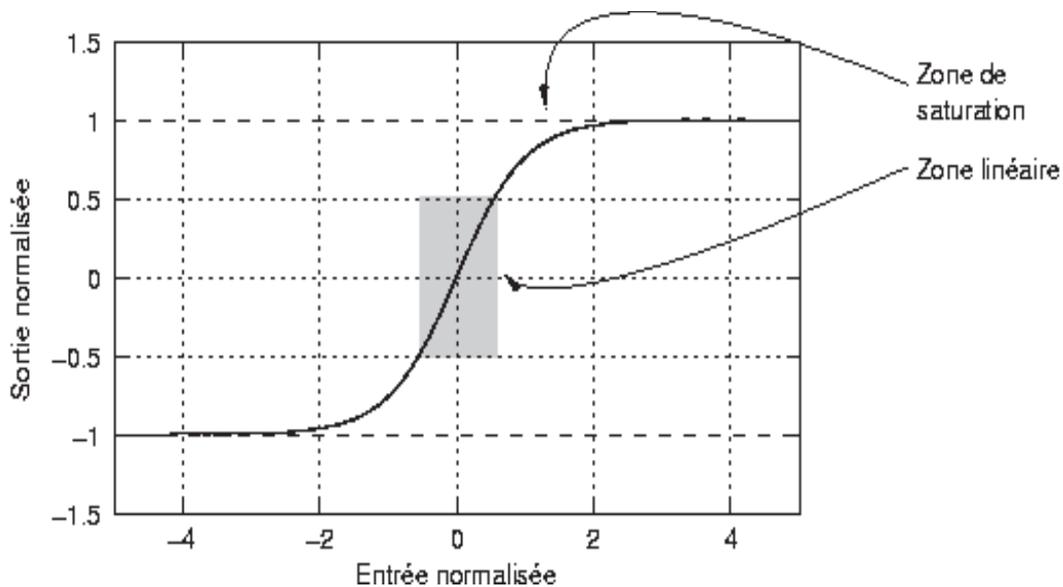


Figure III.6. Caractéristique typique d'un amplificateur SSPA (échelle linéaire)[17]

Dans la courbe de réponse de l'amplificateur, la sortie est normalisée de telle manière que la puissance de saturation corresponde à 0 dB (amplitude 1), et l'entrée de telle manière que le gain dans la zone linéaire soit de 1.



Sur une certaine plage de valeurs de l'entrée, l'amplificateur a un comportement très proche d'un système linéaire, et le signal en sortie sera tout simplement proportionnel au signal d'entrée, selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Cette plage est appelée zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur, et est indiquée en gris sur la caractéristique ci-dessus. Pour une amplitude plus grande de l'entrée la réponse de l'amplificateur s'éloigne de celle d'un système linéaire, et la sortie tend vers une valeur limite, appelée saturation en sortie. On peut définir la taille de la zone linéaire en utilisant la notion de point de compression à 1 dB, qui est le point de la caractéristique qui s'éloigne d'1 dB de la loi linéaire :

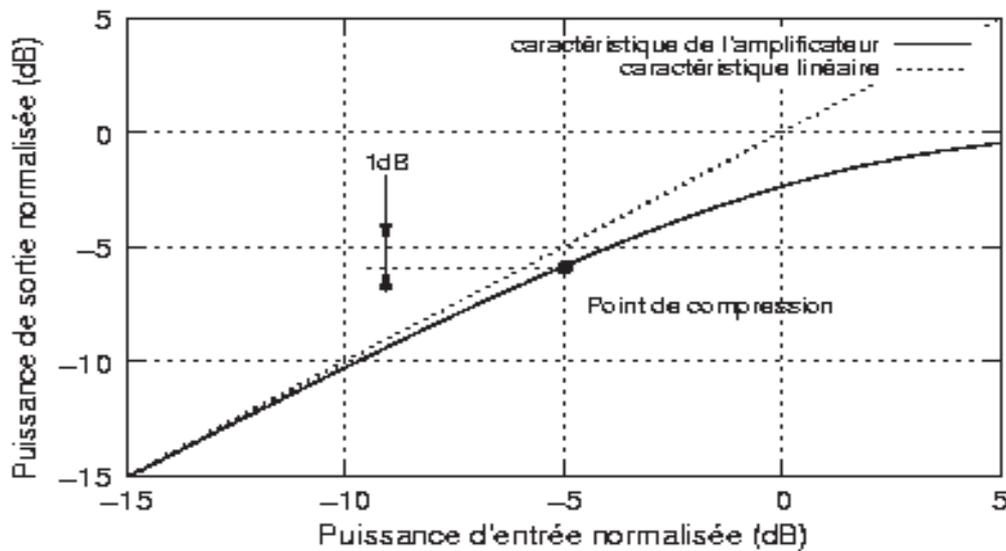


Figure III.7. Point de compression à 1 dB [17]

Pour que le signal ne subisse aucune distorsion dans l'amplificateur, il est nécessaire que celui-ci reste dans la zone de fonctionnement linéaire, et donc que sa puissance maximale soit inférieure à celle correspondant au point de compression. Si le facteur de crête est élevé, il sera nécessaire de surdimensionner l'amplificateur, c'est à dire de le choisir de telle sorte que la puissance de compression soit largement supérieure à la puissance moyenne du signal, le rapport entre les deux puissances étant égal au PMEPR. Donc pour deux signaux de puissance moyenne égale, celui qui a le PMEPR le plus élevé demandera un amplificateur avec une puissance de saturation plus élevée. Mais plus on augmente la puissance de saturation de l'amplificateur, plus on augmente son coût et sa consommation énergétique. Ainsi lorsque le signal transmis possède un facteur de crête élevé il est souvent nécessaire de trouver un compromis entre puissance de l'amplificateur et distorsion, et donc des perturbations dues à la non-linéarité vont apparaître. On définit une autre grandeur qui représente l'influence de la non-linéarité de l'amplificateur sur un signal donné, appelée recul d'entrée, ou Input Back-Off (IBO) en anglais.



Cette grandeur, généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l'entrée de l'amplificateur et la puissance moyenne du signal. Plus le recul d'entrée est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier, et moins il y a de distorsions non linéaires.

Dans le cas d'une liaison filaire, l'amplificateur n'a pas une puissance aussi importante, mais l'amplitude du signal temporel est tout de même limitée par la dynamique du convertisseur numérique/analogique, et souvent la puissance du signal émis doit être limitée pour éviter un rayonnement trop important. Le modèle de composant non-linéaire choisi dans ce cas est un amplificateur linéaire à saturation, ou clipping en Anglais. Dans le reste de ce mémoire, un amplificateur ayant une telle caractéristique sera appelé limiteur.

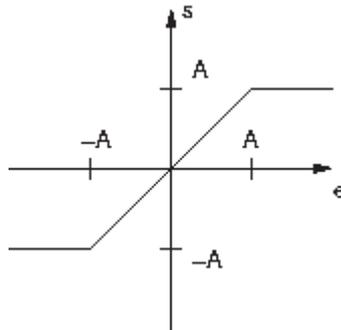


Figure III.8. Caractéristique d'un limiteur

$$s = \begin{cases} A & \text{si } e \geq A \\ e & \text{si } -A < e < A \\ -A & \text{si } e \leq -A \end{cases}$$

Équation III.24. Fonction réalisée par un limiteur

Les systèmes de transmission à grand débit et grande distance utilisent des amplificateurs de puissance à l'émission ce qui conduit à des effets de non linéarité et non négligeables, ces effets dégradent les performances quand les puissances véhiculées deviennent élevées. [17]

III.2. L'amplificateur de puissance (PA) [16]

Un signal transitant sur un système de télécommunication, après les différentes étapes de codage, modulation et translation en fréquence porteuse, est amplifié pour résister à l'atténuation provoquée par la propagation dans le canal.

L'amplification est une opération non linéaire caractérisée par la compression en amplitude AM/AM et par le déphasage du signal à la sortie de l'amplificateur AM/PM.



Le but de cette section n'est pas de calculer précisément la non linéarité dans le domaine fréquentiel, mais plutôt d'avoir une idée de l'expression de l'amplificateur.

Pour modéliser un amplificateur non linéaire on peut utiliser les conversions AM/PM et AM/AM, AM (amplitude modulation), et PM (phase modulation). Si on appelle $S(t)$ le signal à l'entrée de l'amplificateur et $S_0(t)$ celui à sa sortie, ces conversions sont définies par :

$$\begin{cases} S_0(t) = S(t) * g(|S(t)|) & \text{III.25} \\ g(r) = \frac{a(r)e^{i\phi(r)}}{r} & \text{III.26} \end{cases}$$

$a(r)$ est la conversion AM/AM ou non linéarité d'amplitude, il représente l'évolution du module de la sortie en fonction de celui de l'entrée, le cas linéaire correspondant à $a(r) = vr$ où v est le gain de l'amplificateur, $\phi(r)$ est la conversion AM/PM ou non linéarité de phase et il représente le déphasage en sortie en fonction du module de l'entrée, le cas linéaire correspondant à $\phi(r) = 0$. Un modèle d'amplificateur est utilisé, est un amplificateur à semi-conducteur SSPA ou (Solide State Power Amplifier).

Sa fonction de transfert est de :

$$\begin{cases} a(r) = \frac{vr}{(1 + (\frac{vr}{A_0})^{2p})^{1/2p}} & \text{III.27} \\ \phi(r) = 0 \end{cases}$$

P définit l'ordre de non linéarité, en général on choisit 1, 2 ou 3.

V est le gain dans le domaine linéaire.

A_0 est l'amplitude de saturation en sortie.

La non linéarité de phase est nulle avec ce modèle.

Pour l'étude de la non linéarité de l'amplificateur dans le domaine fréquentiel nous supposons que l'égalisation du canal est réalisée parfaitement, et donc nous allons retirer le canal de la modulation, ensuite nous cherchons à exprimer le symbole OFDM reçu après égalisation du canal en fonction du symbole OFDM émis.



Figure III.9. Modèle utilisé pour le calcul de l'expression de la non-linéarité dans le domaine fréquentiel [16]



Les composantes du symbole OFDM émis sont $c_j, j=0, \dots, N_p - 1$, et celle du symbole reçu $d_k, k=0, \dots, N_p - 1, N_p = N$: Etant le nombre de porteuses.

Le signal temporel $S(t)$ est la transformée de fourrier inverse OFDM :

$$S(t) = \frac{1}{N_p} \sum_{j=0}^{N_p-1} c_j e^{2i\pi(f' + \frac{1}{T_s})t} \tag{III.28}$$

Où T_s est la durée du système OFDM, afin de simplifier l'écriture on ne calcule que le premier symbole de l'OFDM et donc nous ne nous intéressons qu'aux valeurs de $S(t)$ pour $t \in [0, T_s]$.

De plus la fréquence de la première porteuse a été notée : $f' = f_0 + N_p / 2T_s$.

Le modèle de l'amplificateur non linéaire que l'on va utiliser est le modèle SSPA défini précédemment SSPA, alors :

$$S_0(t) = a(|S(t)|) S(t) \tag{III.29}$$

où $a(|S(t)|) = \frac{v}{(1 + (\frac{v|s(t)|}{A_0})^{2p})^{1/2p}}$

La fonction étant paire, son développement en série entière est de la forme :

$$A(|s(t)|) = \sum_{l=0}^{\infty} a_l |S(t)|^{2l} \tag{III.30}$$

a_l étant les coefficients du développement en série entière : $a_1 = a^{(1)}(0)/1!$

Finalement l'expression du signal en sortie de l'amplificateur non linéaire est :

$$S_0(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i |S(t)|^{2i} S(t) \tag{III.31}$$

Nous constatons qu'on ne peut pas calculer tous les termes de cette somme, mais il est possible de calculer les premiers. Nous posons

$$S_0(t) = \sum_{l=0}^{\infty} S_{0l}(t) \tag{III.32}$$

Où $S_{0l}(t) = a_l |S(t)|^{2l} S(t)$

Les deux premiers termes ont pour expression :

$$\begin{cases} S_{00}(t) = a_0 S(t) - a(0) S(t) - \frac{v}{N_p^2} \sum_{j=0}^{N_p-1} c_j e^{2i\pi(f' + \frac{1}{T_s})t} \\ S_{01}(t) = a_1 |S(t)|^2 S(t) = a'(0) |S(t)|^2 S(t) \end{cases} \tag{III.33}$$



La valeur de $|S(t)|^2$ est :

$$|S(t)|^2 = S(t)\overline{S(t)} = \frac{1}{N_p^2} \sum_{j=0}^{N_p-1} \sum_{j'=0}^{N_p-1} c_j \bar{c}_{j'} e^{2i\pi\left(\frac{j-j'}{T_s}\right)t} \quad \text{III.34}$$

Et donc :

$$S_{01}(t) = \frac{a_1}{N_p^3} \sum_{j=0}^{N_p-1} \sum_{j'=0}^{N_p-1} \sum_{j''=0}^{N_p-1} c_j \bar{c}_{j'} c_{j''} e^{2i\pi\left(\frac{j-j'+j''}{T_s}\right)t} \quad \text{III.35}$$

Après application de changement de variable nous obtenons :

$$S_{01}(t) = \frac{a_1}{N_p^3} \sum_{j=0}^{N_p-1} \sum_{j'=0}^{N_p-1} \sum_{n=j-j'}^{N_p-1+j-j'} c_j \bar{c}_{j'} c_{n-j+j'} e^{2i\pi\left(f'+\frac{n}{T_s}\right)t} \quad \text{III.36}$$

On remarque que n varie de $-N_p+1$ à $2N_p$ -suivant les valeurs de j et j' .

Si $n < j-j'$, l'indice $n-j+j'$ devient inférieur à 0, et si $n > N_p -1+j-j'$ il devient supérieur ou égal à N_p .

Donc si nous allons étendre la définition de c_j avec les coefficients nuls.

$$c_j = \begin{cases} 0 & \text{si } j < 0 \\ \text{Composante du symbole OFDM} & \text{si } j \in [0, N_p - 1] \\ 0 & \text{si } j \geq N_p \end{cases}$$

Nous pouvons donc écrire :

$$S_{01}(t) = \frac{a_1}{N_p^3} \sum_{n=-N_p+1}^{2N_p-2} \left(\sum_{j=0}^{N_p-1} \sum_{j'=0}^{N_p-1} c_j \bar{c}_{j'} c_{n-j+j'} \right) e^{2i\pi\left(f'+\frac{n}{T_s}\right)t} \quad \text{III.37}$$

$$\text{Donc : } S_0(t) = S_{00}(t) + S_{01}(t) \quad \text{III.38}$$

Ce qui nous permet de regrouper les termes par fréquence porteuse, les symboles d_k , sont calculés avec la transformée de Fourier de $S_0(t)$ et ils correspondent chacun à la porteuse de fréquence $f'+k/T_s$. Comme pour $S(t)$ nous pouvons décomposer chaque d_k en une somme :

$$d_k = \sum_{l=0}^{\infty} d_{k,l} \quad \text{III.39}$$

$$d_{k,l} = \sum_{j=0}^{N_p-1} S_{01}\left(\frac{j}{N_p} T_s\right) e^{2i\pi\left(f'+\frac{n}{T_s}\right)\frac{j}{N_p} T_s}$$

Chaque terme $d_{k,l}$ correspond à la contribution du terme S_{0l} de la décomposition de $S_0(t)$, les valeurs de $d_{k,0}$ et de $d_{k,1}$.

$d_{k,1}$ se déduisent facilement des équations précédentes. [18]



III.3. Les différentes méthodes de réduction des effets de non- linéarité

Plusieurs méthodes ont déjà été proposées pour limiter les effets de non-linéarité dans un système OFDM. Celles-ci peuvent être classées en plusieurs catégories.

III.3.1. Limitation de l'amplitude du signal OFDM temporel

M. Pauli et H.-P. Kuchenbacker proposent de limiter l'amplitude du signal temporel en multipliant ce dernier par une enveloppe. On fixe l'amplitude maximale voulue pour le signal OFDM, et un algorithme construit l'enveloppe à l'aide d'impulsions gaussiennes de telle sorte que ce seuil ne soit jamais dépassé. Les impulsions gaussiennes ont l'avantage d'être localisées à la fois dans les domaines fréquentiel et temporel, ce qui minimise les perturbations générées.

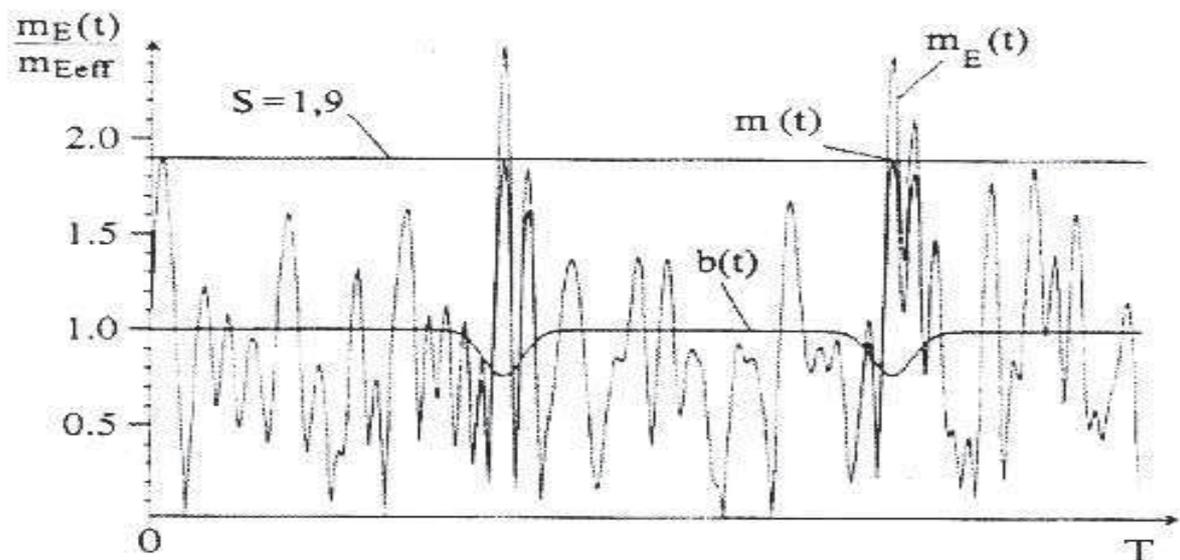


Figure III.10. Impulsions gaussiennes pour limiter l'amplitude du signal [18]

Dans la figure III.10, $m_E(t)$ est le signal d'origine (sur la courbe il est divisé par sa valeur efficace m_{Eeff}), et il est multiplié par $b(t)$ composé d'impulsions gaussiennes. Le résultat du produit est le signal $m(t)$, qui ne dépasse jamais le seuil fixé, ici $S = 1,9$.

Le signal ayant une amplitude plus faible, les influences des non-linéarités de l'amplificateur seront moindres. Le but de cette méthode n'est pas de réduire le nombre d'erreurs, mais de diminuer les intermodulations créées par l'amplificateur quand il est utilisé dans son domaine non-linéaire. En effet dans certaines applications de l'OFDM, comme la norme de réseau informatique radio HIPERLAN/2, le domaine radio alloué est séparé en plusieurs canaux très proches, et le signal OFDM doit être transmis dans un seul de ces canaux.



Cependant les intermodulations peuvent causer des perturbations dans un canal contigu, et nécessitent donc d'être contrôlées. Avec cette méthode les intermodulations sont fortement atténuées, avec une augmentation négligeable des erreurs sur le flux binaire.[18]

III.3.2. Modification du codage

Un codage détecteur ou correcteur d'erreurs est systématiquement utilisé dans un système de communication numérique, afin de protéger la transmission en réduisant les erreurs binaires. Les codes en blocs sont particulièrement adaptés à une communication multiporteuses. Dans un code en bloc on encode un mot de m bits (appelé mot d'information) en un autre mot de n bits (appelé mot de code). $n > m$ et $n - m$ est le nombre de bits de redondance par mot du code. Si l'on choisit pour n le nombre de bits représentés par un symbole OFDM, on a une correspondance directe entre un mot du code et un symbole OFDM. Or tous les symboles OFDM possibles n'ont pas le même PMEPR. Donc il est possible de sélectionner les mots de code qui génèrent des symboles OFDM avec un PMEPR faible, et ainsi diminuer le PMEPR global du signal temporel.

Il est possible de construire un nouveau code correcteur d'erreurs en choisissant systématiquement les mots de code ayant le PMEPR le plus faible. Cependant il n'a pas encore été trouvé d'algorithme permettant de déterminer ces mots, et il est donc nécessaire de calculer le PMEPR de tous les mots possibles avant de sélectionner ceux qui ont le facteur de crête le plus faible.

Quand le nombre de porteuses est important, le grand nombre de symboles possibles rend cette recherche très longue. Cependant on constate une chute importante du PMEPR avec des codes qui ont un bon rendement. Le décodage de ce type de codes est aussi extrêmement coûteux, car il faut comparer le mot reçu avec tous les mots du code.[16]

III.3.3. Modification des symboles OFDM

La méthode PTS (Partial Transmit Sequences) consiste à répartir les différentes porteuses en plusieurs blocs, puis en appliquant une rotation sur chaque bloc. Le symbole OFDM c_j est tout d'abord décomposé en une somme. Si l'on appelle $c_j^{(1)}$ chaque terme et si l'on note N_s le nombre de termes, on a :

$$c_j = \sum_{l=1}^{N_s} c_j^{(l)} \quad \text{III.40}$$



Sur chaque porteuse, le symbole $c_{j,k}$ transmis est placé dans un et un seul terme de la décomposition. Pour les autres termes, la composante correspondante sera à 0. On peut formaliser cette contrainte :

$$\forall k \in \{0 \dots N_p - 1\} \exists l \in \{1 \dots N_s\} \text{ tel que } c_{j,k}^{(l)} = \begin{cases} c_{j,k} & \text{si } l' = l \\ 0 & \text{si } l' \neq l \end{cases} \quad \text{III.41}$$

A titre d'exemple, on peut envisager une décomposition en deux termes ($N_s = 2$) dans laquelle le premier terme $c_{j,k}^{(1)}$ contiendrait les $\frac{N_p}{2}$ premières porteuses, et le symbole $c_{j,k}^{(2)}$ les $\frac{N_p}{2}$ suivantes. Ou encore un premier terme avec les porteuses de numéro pair, et un autre avec celles de numéro impair.

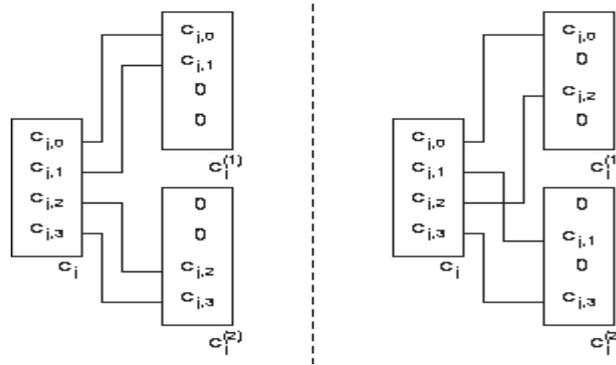


Figure III.11. Exemples de décompositions PTS

Dans un modulateur OFDM, une IFFT est réalisée pour obtenir le symbole OFDM temporel. Comme l'IFFT est linéaire, il est possible de calculer l'IFFT de chaque symbole $c_j^{(1)}$, et la somme des transformées sera également le symbole OFDM temporel. Dans un modulateur PTS, chaque transformée est multipliée par une valeur complexe α_k de module 1, ce qui cause une rotation du vecteur transformé. Un algorithme détermine le jeu de valeurs qui produit un symbole temporel avec PAPR le plus faible. Le récepteur réalisera la même recombinaison, et multipliera par l'inverse des valeurs α_k , et ainsi retrouvera le symbole OFDM original.

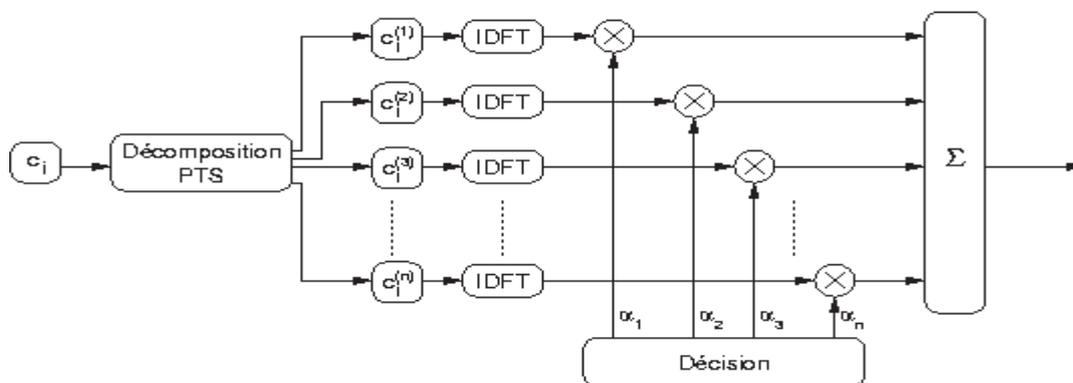


Figure III.12. Principe d'un modulateur PTS



Le récepteur doit connaître les coefficients α_k pour recombinaison des vecteurs correctement. Deux solutions sont proposées. On peut coder ces coefficients dans les symboles transmis, ou utiliser un codage différentiel. Dans les deux cas on constate une petite perte du débit utile, consacrée à ces coefficients. Cependant une baisse conséquente du PMEPR apparaît, lorsque le nombre de termes et la décomposition sont bien choisis.

Une autre méthode, dite "selected mapping", peut être vue comme un cas particulier de PTS, où chaque terme $c_j^{(1)}$ correspond à une et une seule porteuse. Dans un système "selected mapping", un certain nombre N_v de vecteurs p_1 sont définis et connus de l'émetteur et du récepteur. Ces vecteurs ont N_p composantes, toutes complexes de module 1.

Pour chaque symbole OFDM c_j on peut construire N_v symboles modifiés en multipliant terme à terme les vecteurs c_j et p_1 . C'est le symbole modifié qui génère un signal temporel avec le PMEPR le plus faible qui sera transmis. Si le récepteur connaît le vecteur p_1 qui a servi à modifier le symbole OFDM, il sera capable de retrouver le symbole original. Pour cela soit l'on transmet le numéro l du vecteur qui a fait la modification (au détriment d'une petite partie du débit utile), soit le récepteur effectue N_v décodages avec tous les vecteurs p_1 possibles et détermine le symbole qui a été envoyé avec la plus forte probabilité.

Il est également possible d'ajouter aux symboles OFDM transmis une séquence particulière qui va baisser le facteur de crête. Les séquences possibles font partie d'un code connu de l'émetteur et du récepteur, et un algorithme en treillis permet de choisir la séquence qui entraîne un facteur de crête faible. Cette méthode est appelée "trellis shaping».

Enfin deux méthodes proposent d'agir sur les symboles transmis sur chaque porteuse. Dans la première méthode, dite "tone reservation", certaines porteuses sont réservées et ne transmettent aucune information. Un algorithme détermine quels symboles transmettre sur ces porteuses pour minimiser le facteur de crête, mais le récepteur les ignore. On constate une baisse importante du facteur de crête, au détriment du débit utile d'informations.

Dans la seconde méthode, dite "tone injection", la constellation utilisée lors du codage binaire est étendue. Des points sont ajoutés autour de la constellation existante, et ainsi chaque symbole possible correspond à plusieurs points de la constellation. Un algorithme dans l'émetteur choisit les points qui minimisent le facteur de crête. Dans ce cas également le facteur de crête peut être réduit significativement, mais cette fois au détriment de la puissance moyenne du signal, qui augmente.



III.3.4. Prédistorsion

La prédistorsion consiste à ajouter un élément avant l'amplificateur qui va inverser la fonction non linéaire de celui-ci.

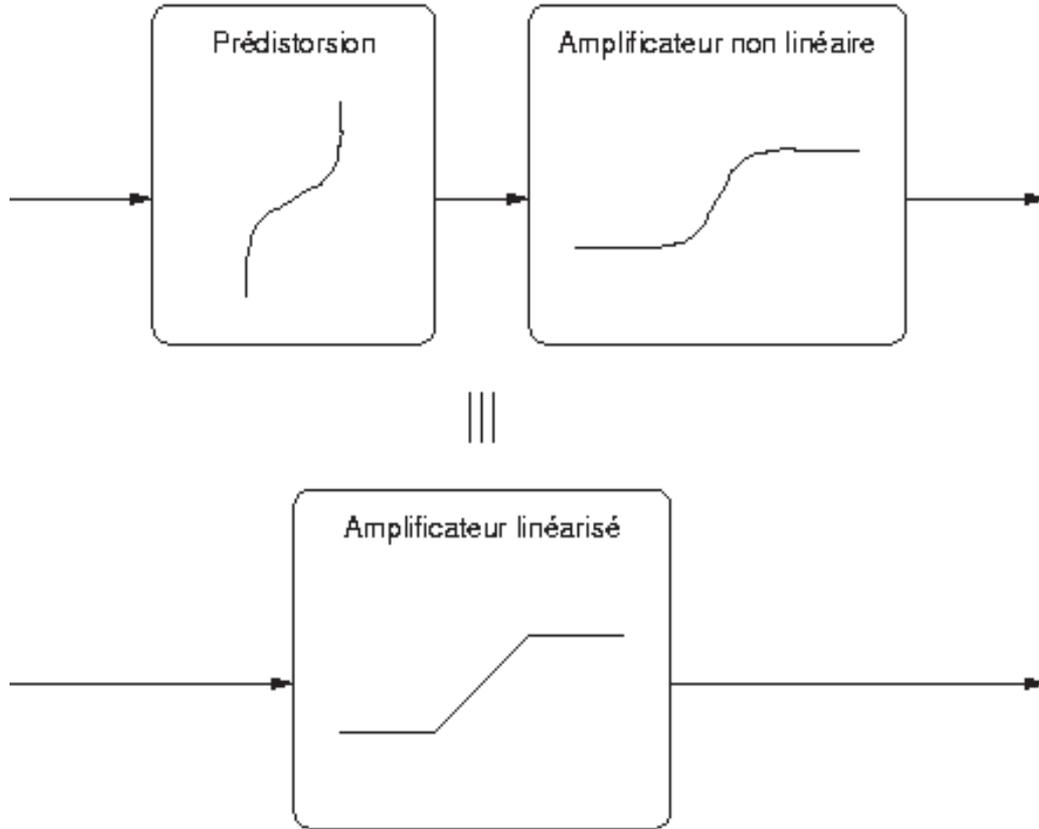


Figure III.13.Principe de la prédistorsion

Cette méthode a été mise au point pour des modulations mono-porteuses, mais peut également être appliquée à l'OFDM. Cependant l'amplitude de saturation de l'amplificateur demeure une limite infranchissable, et un émetteur radio muni de cet amplificateur linéarisé aura tout de même des saturations et donc des erreurs dues à des non linéarités. Plusieurs moyens de réaliser cette prédistorsion ont été étudiés, dont un modèle polynomial et un modèle qui sépare la distorsion en deux, une sur le module du signal et une autre sur sa phase.

III.3.5. Correction à la réception

Une dernière possibilité est de corriger les distorsions introduites par les non linéarités dans le récepteur. L'avantage de cette méthode est qu'elle peut être utilisée sur des systèmes existants car il n'est pas nécessaire de modifier le codage ou les composants de l'émetteur. Seul le récepteur doit être modifié pour faire fonctionner un algorithme supplémentaire au niveau de l'égalisation. Et aucune modification des normes et protocoles existants est nécessaire.



Un algorithme itératif est proposé et adapté au cas de l'OFDM en couches (layered OFDM). La modulation en couches consiste à séparer les porteuses en plusieurs catégories, dont certaines sont plus protégées contre les erreurs que les autres. Par exemple dans une application de télévision numérique, deux couches peuvent être présentes : une couche bas débit avec un fort pouvoir de correction, qui fournit une image de qualité moyenne, et une couche haut débit avec moins de correction, qui permet aux récepteurs recevant un signal de bonne qualité de fournir une meilleure image. L'algorithme présenté s'appuie sur les porteuses à fort pouvoir de correction pour corriger de manière itérative les distorsions non linéaires sur les porteuses à faible pouvoir de correction.

Les auteurs proposent une autre méthode appelée postdistorsion. Celle-ci peut s'appliquer à n'importe quel système OFDM, et consiste en un module placé dans le récepteur après l'égalisation du canal. Ce module simule la chaîne OFDM complète, teste la transmission de différents symboles OFDM, et compare le résultat avec le symbole reçu. Ainsi on peut déterminer le symbole qui a été émis avec la plus grande probabilité.

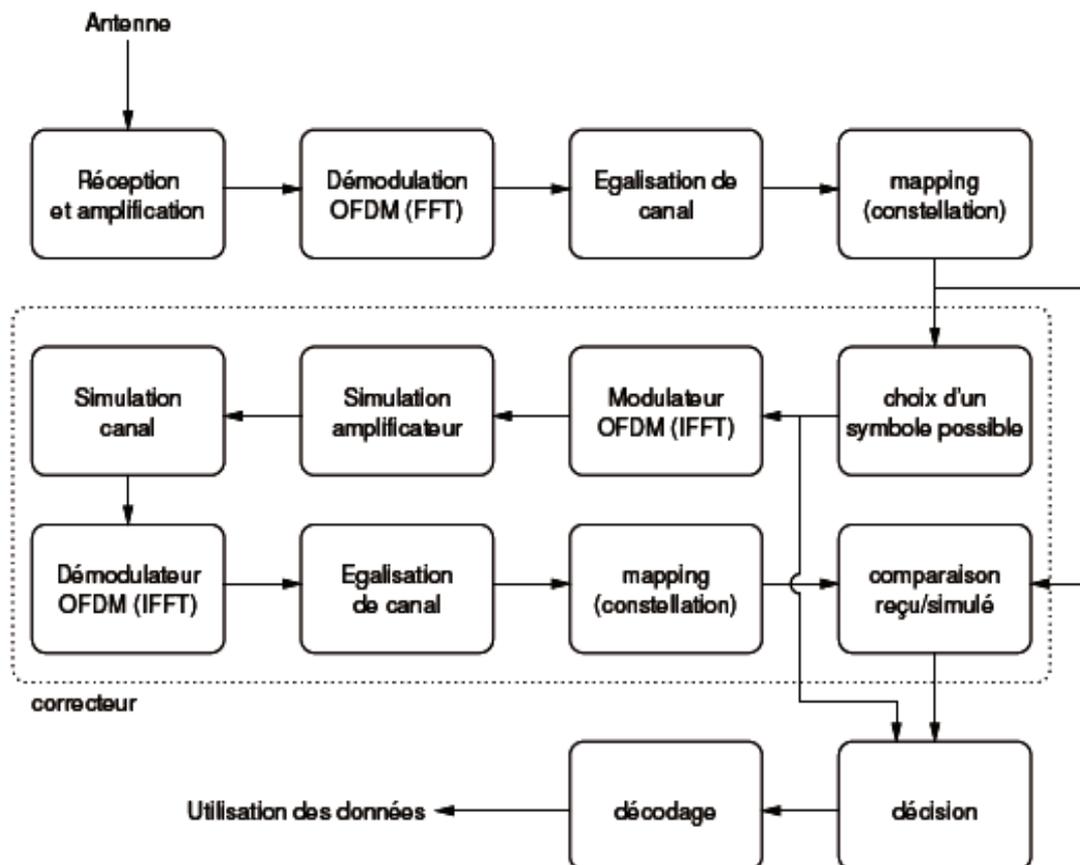


Figure III.14.Principe d'une postdistorsion OFDM



Il n'est pas possible de simuler tous les symboles OFDM possibles car cela demanderait trop de calcul, donc des algorithmes sont chargés de limiter le nombre de tests à réaliser en choisissant soigneusement les candidats potentiels. Ces algorithmes sont améliorés et permettent de réduire le nombre de tests, et donc de calculs, avec une augmentation négligeable de l'erreur. Par contre dans les deux cas, la postdistorsion suppose que l'on connaît parfaitement le modèle de l'amplificateur et du canal afin de les simuler correctement.

Conclusion

Ce chapitre se compose de deux parties. Une première partie concerne les rappels théoriques sur les dispositifs non-linéaires et sur les caractéristiques non-linéaires du signal de sortie. Une deuxième partie nous avons cité les différentes méthodes de réduction des effets de non- linéarité.

C'est dans ce dernier contexte que nous allons réaliser un correcteur basé sur un réseau de neurones artificiels .C'est la méthode que nous avons choisi pour implémenter un correcteur du signal émis.



Introduction

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur. Nous allons consacrer ce chapitre à l'étude des réseaux de neurones artificiels.

Dans un premier temps, nous rappellerons la définition d'un neurone biologique qui constitue l'origine à partir duquel le développement des réseaux de neurones s'est fait, et la définition d'un neurone artificiel et aussi celle d'un réseau de neurones artificiels.

Ensuite nous présenterons les différentes architectures des réseaux de neurones ainsi que leurs types d'apprentissage.

Nous terminerons ce chapitre par la représentation de quelques règles d'apprentissage et aussi quelques propriétés de ces réseaux de neurones.

IV.1. Définitions

Dans ce qui suit nous allons donner un bref rappel sur les réseaux de neurones biologiques qui nous permettra de mieux comprendre l'origine des réseaux de neurones artificiels.

IV.1.1. Le neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latérales reliées par le corps calleux et d'autres ponts axonaux, il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux.

IV.1.1.1. Définition

En biologie, un neurone est une cellule nerveuse dont la fonction est de transmettre un signal électrique dans certaines conditions. Il agit comme un relai entre une couche de neurones et celle qui la suit.

Les caractéristiques des neurones sont encore mal connues (et font l'objet de recherches) mais on connaît leur principe d'action.

Le corps d'un neurone est relié d'une part à un ensemble de dendrites (entrées des neurones) et d'autre part à un axone, partie étirée de la cellule, qui représentera pour nous sa sortie.



Le neurone étudié est connecté aux neurones qui l'environnent : il reçoit au niveau de ses dendrites les signaux électriques des neurones "en amont", propagés par les axones de ces derniers. Les charges électriques s'accumulent dans le neurone jusqu'à dépasser un certain seuil : à ce moment la transmission du signal électrique se déclenche via son axone vers d'autres neurones "en aval".

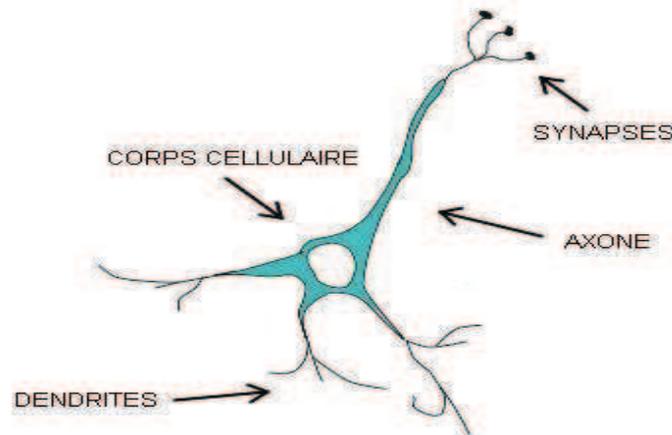


Figure IV.1: Le neurone biologique

IV.1.1.2. Les éléments constitutifs d'un neurone biologique

Le neurone est constitué de quatre grandes régions : le corps cellulaire, ou soma, les dendrites, les axones et les terminaisons pré-synaptiques. Chacune de ces différentes régions joue un rôle bien défini dans l'initiation et le transport de l'information.

- **Corps cellulaire** : est la partie du neurone qui contient le noyau cellulaire et le cytoplasme qui l'entoure. Son rôle est de combiner les informations reçues des autres neurones.
- **Dendrites** : les dendrites sont des prolongements du corps cellulaire des neurones. Elles se divisent par dichotomie, créant une arborescence du neurone sous forme de filaments courts et ramifiés.

Les dendrites ont pour fonction de recevoir et de conduire l'influx nerveux (signal) provenant d'autres cellules nerveuses, vers le corps cellulaire du neurone. S'il est excité, il enverra alors un influx nerveux par biais de l'axone, vers un autre neurone, vers un muscle ou un autre type tissulaire.



- **Axone** : l'axone est un long prolongement fibreux du neurone, qui conduit l'influx nerveux .
- L'axone est un long prolongement qui émerge du corps cellulaire du neurone. Sa longueur est variable et peut atteindre plus d'un mètre. Son extrémité se divise en branches qui se connectent à d'autres neurones par l'intermédiaire d'une structure particulière : synapse.

Le rôle de l'axone est de transmettre les messages de notre organe sous forme de signaux de nature électrique.

- **Les synapses** : Ce sont des zones de jonction entre les terminaisons axonales et les autres cellules. On peut les définir aussi comme des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Le rôle d'une synapse est de transmettre les informations entre les neurones ou entre un neurone et une cellule effectrice.

IV.1.1.3.Fonctionnement

Le fonctionnement classique d'un neurone, consiste en général à recevoir et émettre des signaux électriques, est cela comme suit :

Au niveau de chaque neurone on a une intégration des signaux reçus (qui parviennent des autres neurones) au cours du temps, c'est en quelque sorte une sommation des signaux reçus qui se produit au niveau de chaque neurone, quand cette somme dépasse un certain seuil, ce dernier émet à son tour un signal électrique. Ainsi les neurones communiquent en émettant des trains de potentiels rapides et très courts de l'ordre de quelques millisecondes.

En général, la membrane externe d'un neurone exécute cinq fonctions :

- Propagation des impulsions électriques le long de l'axone et des dendrites.
- Libération des médiateurs à l'extrémité de l'axone.
- Réagir à ces médiateurs chimiques au niveau des dendrites.
- Réagir au niveau du corps cellulaire aux impulsions électriques issues des dendrites pour générer ou non une nouvelle impulsion.
- Permettre au neurone de reconnaître ses voisins pour se situer au cours de la formation du cerveau et trouver à quelles autres cellules il doit se connecter.



Après avoir donné quelques généralités de neurone biologique, on va maintenant donner quelques généralités sur les réseaux de neurones artificiels.

IV.1.2. Le neurone artificiel

IV.1.2.1. Définition d'un neurone artificiel

Le neurone artificiel représente la brique de base des RNA. Tout comme le neurone biologique, le neurone artificiel est une unité de calcul simple.

Ce mini-processeur est simulé sur ordinateur ou réalisé sur circuit intégré, il calcule la somme pondérée des signaux en entrée et renvoie en sortie une fonction de cette somme.

Un neurone est donc avant tout un opérateur mathématique, dont on peut calculer la valeur numérique par quelques lignes de programme informatique (Figure IV.2).

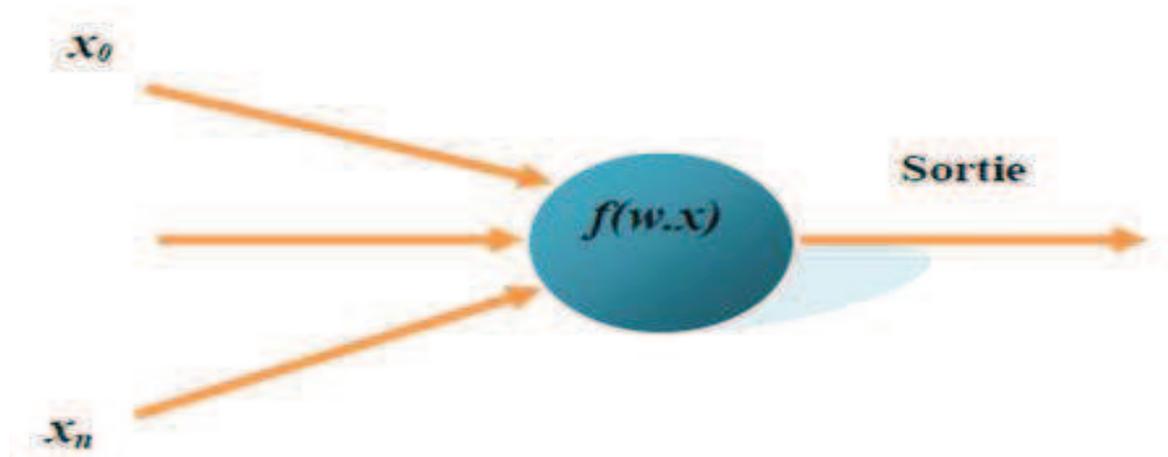


Figure IV.2 : Neurone artificiel

Comme, nous avons mentionné auparavant que les réseaux de neurones ont été inspirés du comportement des éléments de base du cerveau, la figure suivante schématise la correspondance entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

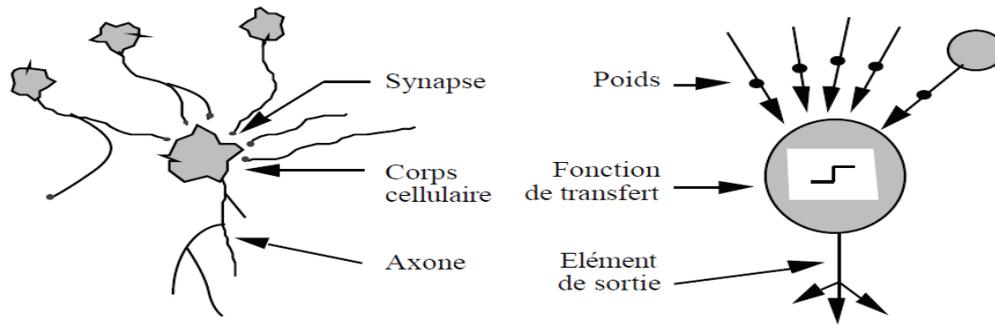


Figure IV.3: Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel

IV.1.2.2.Principes de fonctionnement d'un neurone artificiel

Chaque entrée est affectée d'un poids. Le passage des entrées dans le corps du neurone se fait en deux étapes. La première étape consiste à faire une somme pondérée des entrées par les poids respectifs des connexions sur lesquelles ces entrées se propagent. La seconde étape consiste à calculer l'image de cette somme pondérée par une fonction de transfert binaire. Le résultat obtenu provoque ou non le déclenchement d'un potentiel d'action suivant le dépassement d'un seuil, et sert à son tour d'entrée à d'autres neurones.

Le neurone réalise alors trois opérations sur ses entrées :

- Pondération : multiplication de chaque entrée par un paramètre appelé poids de connexion,
- Sommation : une sommation des entrées pondérées est effectuée
- Activation : passage de cette somme dans une fonction, appelée fonction d'activation.
- La valeur calculée est la sortie du neurone qui est transmise aux neurones suivants.

La première phase, appelée activation, représente le calcul de la somme pondérée des entrées selon l'expression suivante :

$$v_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} x_j + b_i \tag{IV.1}$$

Avec :

x_j : Entrée j du $i^{ème}$ neurone.

w_{ij} : Pondération ou poids associée à l'entrée j du neurone i .

b_i : Seuil interne ou biais du neurone i .



v_i : Sortie du neurone i .

A partir de cette valeur, une fonction de transfert calcule la valeur de l'état du neurone, par la relation suivante :

$$y_k = f_k(v_i) \quad \text{IV.2}$$

C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals.

IV.1.2.3. La fonction d'activation

La fonction d'activation (la fonction de transfert) joue un rôle très important dans le comportement du neurone. Elle retourne une valeur représentative de l'activation du neurone, cette fonction a comme paramètres la somme pondérée des entrées ainsi que le seuil d'activation.

En principe, toute fonction choisie croissante et impaire peut être utilisée, mais le plus souvent on fait appel à des fonctions ramenant le résultat à l'intérieur de bornes prédéfinies. Plusieurs fonctions répondant à cet impératif peuvent être envisagées, mais la plus communément utilisée est la fonction sigmoïde représentée sur la figure IV.4, et dont l'expression analytique est la suivante :

$$f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$$

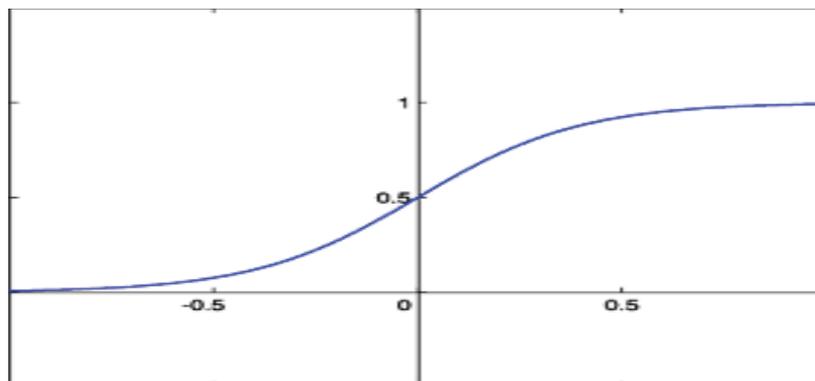


Figure IV.4: Graphe de la fonction Sigmoid

Il existe en pratique plusieurs types de fonctions d'activation classées suivant les valeurs manipulées par les neurones, dans ce tableau on donne quelques exemples de fonctions d'activation :



Nom		Valeur	Representation
Echelon	Unipolaire	$F(x) = 1$ si $x \geq 0$ Sinon $F(x) = 0$ si $x < 0$	
	Bipolaire	$F(x) = 1$ si $x \geq 0$ Sinon $F(x) = -1$ si $x < 0$	
Rampe	Unipolaire	$F(x) = 1$ si $x \geq 1$ Sinon $F(x) = x$ si $0 \leq x \leq 1$ $F(x) = 0$ si $x < 0$	
	Bipolaire	$F(x) = 1$ si $x \geq 1$ Sinon $F(x) = x$ si $-1 \leq x \leq 1$ $F(x) = -1$ si $x < -1$	



Sigmoïde	Unipolaire	$F(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$	
	Bipolaire	$F(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$	
La fonction gaussienne	$F(x) = e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}}$ Avec : m est la moyenne σ : la variance		

Tableau IV. 1 : Différents types de fonction d'activation

IV.1.2.4. Les réseaux de neurones artificiels

a-Définition

Par définition, un réseau de neurones est un assemblage d'éléments, d'unités ou de nœuds processeurs pour lequel un sous-groupe fait un traitement indépendant et passe le résultat à un deuxième sous-groupe. Les capacités de traitement du réseau sont stockées dans les forces (ou poids) des connections inter-unités qui sont obtenus par un processus d'adaptation ou d'apprentissage à un ensemble de patrons de référence. Ces réseaux sont un type d'intelligence artificielle qui tente d'imiter le fonctionnement d'un cerveau humain. Au lieu d'utiliser un modèle digital, dans lequel toutes les opérations manipulent des zéros et des uns, un réseau neuronique procède en créant des connections entre les nœuds de traitement - l'équivalent informatique d'un neurone. L'organisation et les poids déterminent les sorties.[18]

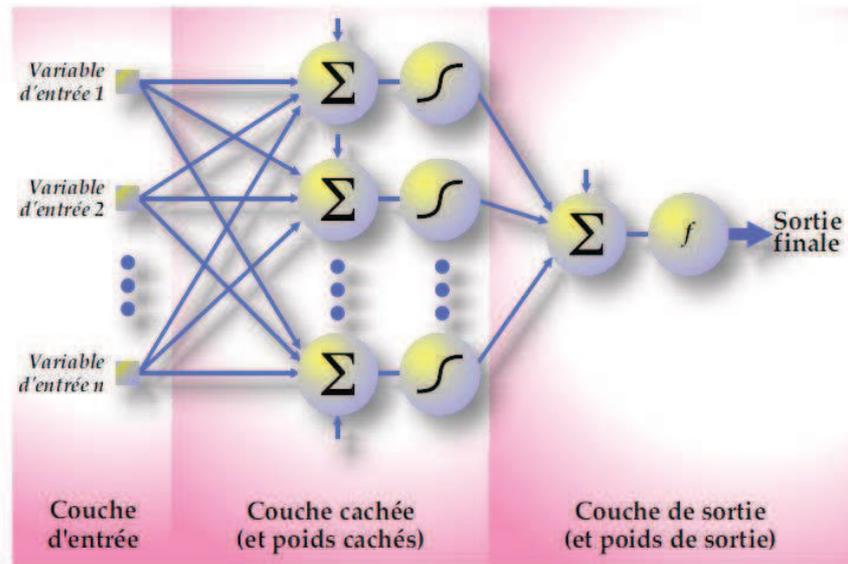


Figure IV.5 : Exemple d'un réseau de neurones

- **La couche d'entrée**

Elle reçoit les données que l'on veut traiter. Sa taille est donc directement déterminée par le nombre de variables d'entrées.

- **La couche cachée**

La seconde couche est la couche cachée, dans le sens qu'elle n'a pas de contact direct avec l'extérieur. Les fonctions d'activation sont en général non linéaire. Le choix de sa taille (nombre de neurones) doit être ajusté en fonction de l'application envisagée.

- **La couche de sortie**

La dernière couche est appelée couche de sortie, elle donne le résultat obtenu après introduction des données d'entrée dans la première couche cachée.

La taille de cette couche est directement déterminée par le nombre de formes (classe) désirés.

b-Classification des réseaux de neurones artificiels

On distingue deux structures de réseau, en fonction du graphe de leurs connexions, c'est-à-dire du graphe dont les nœuds sont les neurones et les arêtes les «connexions» entre eux-ci :

- Les réseaux de neurones non bouclés (statiques ou acycliques).



- Les réseaux de neurones bouclés (ou récurrents, ou dynamiques).

b.1. Réseaux de neurones non bouclés

Les réseaux non bouclés sont représentés graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux, dans lesquels l'information circule des entrées vers les sorties, sans bouclage (voir Figure VI.6) c'est à dire que l'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière, si l'on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ, les neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de fonctions sont les neurones de sortie ; ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés.

Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement.

Les réseaux de neurones non bouclés se sont des systèmes statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches de classification, ou de modélisation statique de processus ; l'opérateur réalisé par un réseau de neurones non bouclé (relation entrées-sorties) est une fonction algébrique.

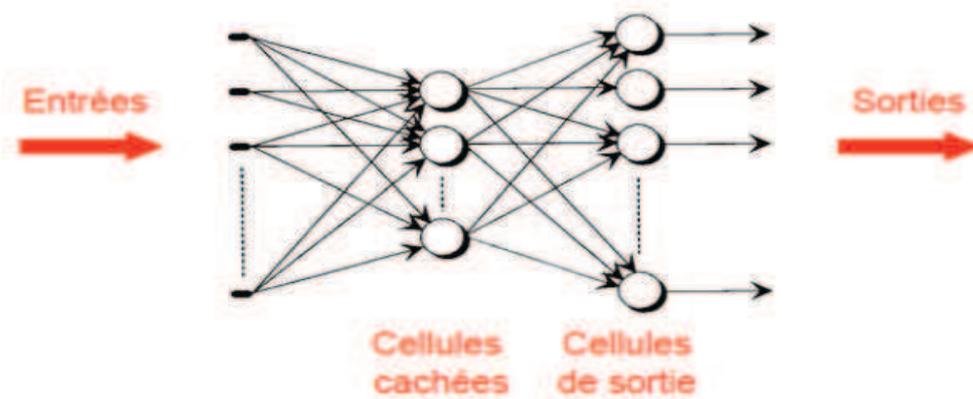


Figure IV.6 : Réseau de neurones non bouclé

b.2. Réseaux de neurones bouclés

L'architecture la plus générale pour un réseau de neurones est le « réseau bouclé », dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle »). La sortie d'un neurone du réseau



peut donc être fonction d'elle-même; cela n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération.

Ainsi, à chaque connexion d'un réseau de neurones bouclé (ou à chaque arête de son graphe) est attaché, outre un poids comme pour les réseaux non bouclés, un retard, multiple entier (éventuellement nul) de l'unité de temps choisie. Une grandeur, à un instant donné, ne pouvant pas être fonction de sa propre valeur au même instant, tout cycle du graphe du réseau doit avoir un retard non nul.

Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche. Ces connexions sont le plus souvent locales. Pour éliminer le problème de la détermination de l'état du réseau par bouclage, on introduit sur chaque connexion « en retour » un retard qui permet de conserver le mode de fonctionnement séquentiel du réseau (figure IV.7). [19]

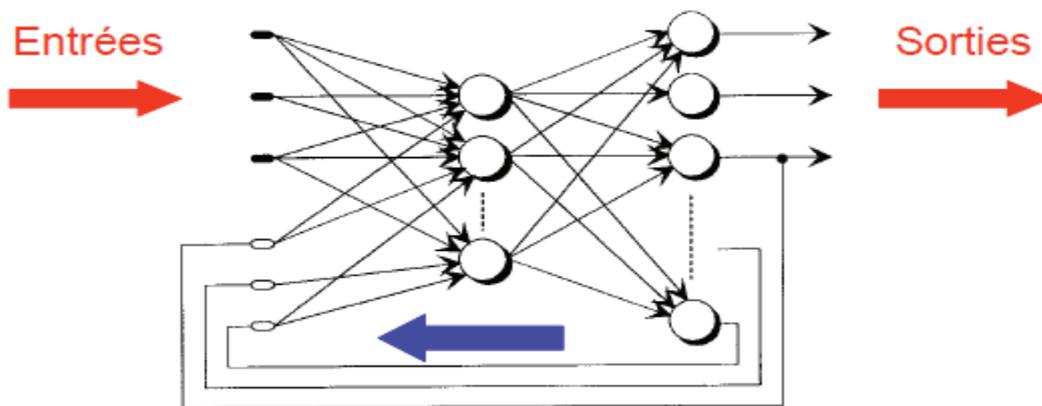


Figure IV.7 : Réseau de neurones bouclé

c. Connexions du réseau de neurones

La nature des connexions définit la manière dont sont interconnectés les neurones et le sens de transfert d'information dans le réseau, où on distingue :

- Les Connexions Directes.
- Les Connexions Récurrentes.

C1. Les Connexions Directes : celles dirigées d'une couche d'indice inférieur vers une couche d'indice supérieur (figure IV.8).



C2.Les Connexions Récurrentes : dont les sorties de neurones d'une couche sont connectées aux entrées d'une couche d'indice inférieur (figure IV.9).

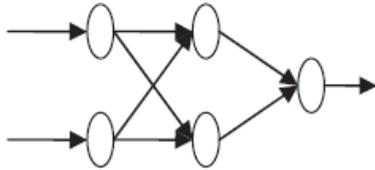


Figure IV.8 : Connexions directes

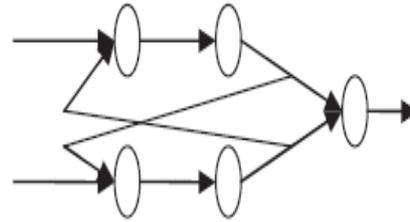


Figure IV.9: Connexions récurrentes

Par ailleurs entre deux couches, les connexions peuvent être partielles ou totales comme le montre les figures IV.10 et l'utilise IV.1.L'utilisation de connexions partielles permet de regrouper certaines zones du réseau pour effectuer une fonction spécifique.

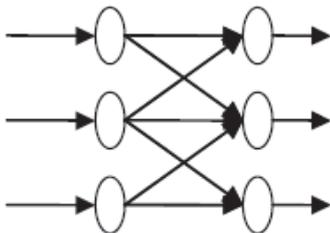


Figure VI.10: Connexions partielles

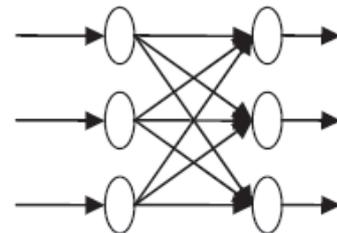


Figure VI.11: Connexions totales

On peut avoir éventuellement en plus des connexions citées précédemment des connexions inter-couches (interconnexions entre neurones de couches voisines), des connexions intra-couches (connexions entre neurones d'une même couche) et l'auto-connexion (un neurone avec lui même).[20]

IV.2.Apprentissage des réseaux de neurones artificiels

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés.

IV.2.1.Définition

L'apprentissage est une phase du développement du réseau de neurones durant laquelle on calcule les poids des neurones de telle manière que les sorties du réseau soient aussi proche



que possible des sorties désirées. L'apprentissage RNA est une phase qui permet de déterminer ou de modifier les paramètres du réseau, afin d'adopter un comportement désiré.

IV.2.2.Types d'apprentissage

Il existe de nombreux types de règles d'apprentissage qui peuvent être regroupées en trois catégories (Hassoum, 1995) : les règles d'apprentissage supervisé, non supervisé, et renforcé. Mais l'objectif fondamental de l'apprentissage reste le même : soit la classification, l'approximation de fonction ou encore la prévision (Weiss et Kulikowski, 1991).

IV.2.2.1.Apprentissage supervisé

Permet de déterminer les poids synaptiques à partir d'exemples étiquetés auxquels un expert a associé des réponses du réseau. Les paramètres du réseau sont donc modifiés de manière à minimiser l'erreur entre la sortie cible (fournie par l'expert) et la sortie réelle du réseau.

La figure IV.12 illustre, un exemple d'apprentissage supervisé.

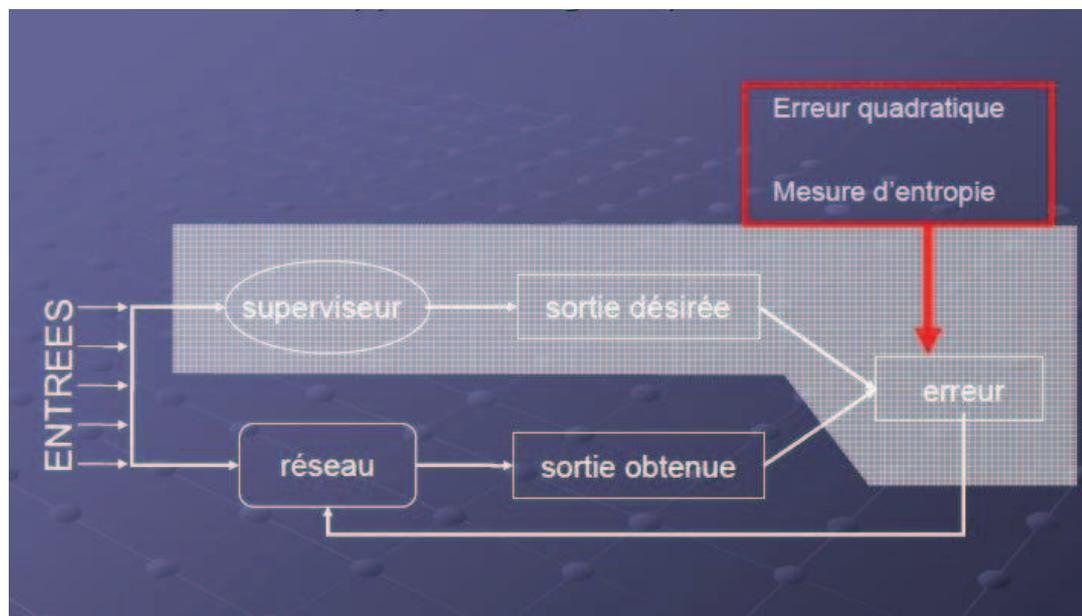


Figure IV.12 : Schéma bloc de l'apprentissage supervisé

IV.2.2.2.Apprentissage non supervisé

Les données fournies en entrée ne contiennent pas d'information sur la sortie désirée. L'apprentissage est réalisé à l'aide de règles qui modifient les paramètres du réseau en fonction des exemples fournis en entrée.



La figure IV.13 illustre, un exemple d'apprentissage non supervisé.

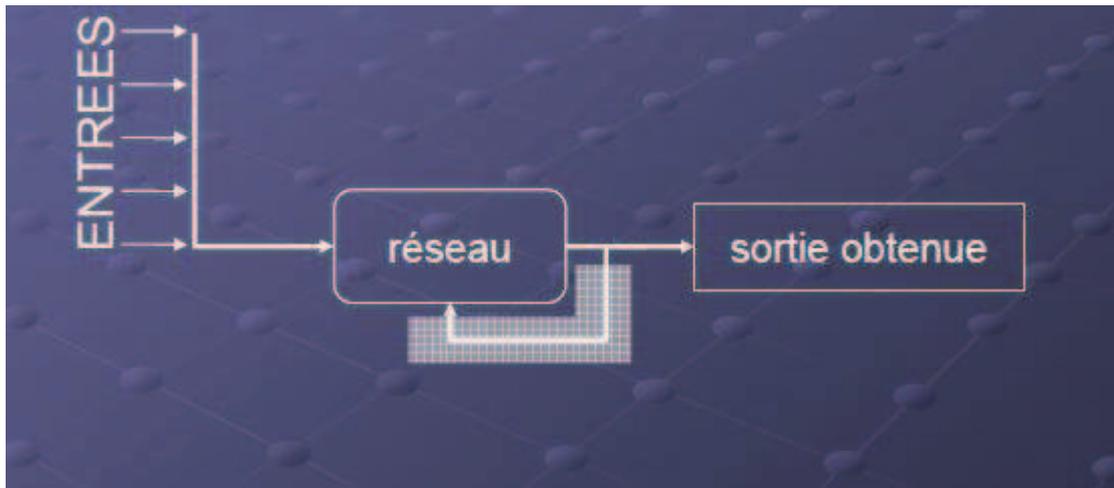


Figure IV.13: Schéma bloc d'apprentissage non supervisé

Les RNAs qui utilisent ce type d'apprentissage sont appelés « auto organisatrice » où ce type d'apprentissage possède souvent une moindre complexité dans le calcul par rapport à l'apprentissage supervisé. En résumé, on peut dire :

- On fournit seulement des exemples X à l'algorithme.
- Il doit trouver w « les poids » tel que les X soient correctement groupés selon Fw (avec une bonne généralisation).

IV.2.2.3.Apprentissage renforcé

L'apprentissage renforcé est une technique similaire à l'apprentissage supervisé à la différence qu'au lieu de fournir des résultats désirés au réseau, on lui accorde plutôt un grade (source) qui est une mesure du degré de performance du réseau après quelques itérations.

Les algorithmes utilisant la procédure d'apprentissage renforcé sont surtout utilisés dans le domaine des systèmes de contrôle (White et Sofge,1992,Sutton,1992).

IV.3.Algorithme d'apprentissage de retro- propagation

Quel que soit le cas de l'utilisation du réseau, le processus d'apprentissage supervisé nécessite une base d'exemples composée des entrées du réseau associées aux sorties désirées, la sortie d'un neurone i est donnée par la relation suivante :

$$Y_i = g(n_i) = g \left(\sum W_{ij} X_j \right) \quad \text{IV.3}$$

Où g est la fonction d'activation et W_{ij} est poids synaptique.

Y_i la sortie i^{ème} neurone et X_j est l'entrée de j^{ème} neurone.



Pendant la phase d'apprentissage, l'algorithme de retro-propagation sert à minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE) donnée, entre la sortie calculée et celle désirée.

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_i^N e_i^2 = \frac{1}{N} \sum (t_i - a_i)^2 \quad \text{IV.4}$$

Où i parcourt les indices des neurones de sortie .

N est le nombre de neurones.

a_i et t_i représentent respectivement la sortie mesurée et la sortie désirée pour ces neurones.

L'arrêt de l'apprentissage est effectué lorsqu'un critère d'arrêt est atteint.

A chaque itération la valeur de l'erreur quadratique MSE est renvoyée de la couche de sortie vers les couches pour la mise à jour des poids et des biais du réseau. L'algorithme de retro-propagation modifie les poids et les biais dans la direction de diminution de la fonction de performance.

IV.3.1. Algorithme du gradient

Cette méthode consiste à chercher le minimum du critère par l'utilisation des dérivées du critère par rapport à chacun des paramètres.

L'expression de calcul des nouvelles valeurs de poids synaptiques est donnée par la relation suivante :

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) - \lambda A_i D_j(k)$$

Avec
$$D_j(k) = \frac{\delta E_i(k)}{\delta N_i(k)}$$

λ : Pas d'apprentissage.

E : Erreur commise par le réseau.

$W_{ij}(k+1)$: Poids synaptique j de la couche $k+1$ au neurone i de la couche k .

$A(k)$: Sortie de neurone i de la couche k .

$D_j(k)$: Dérivée de l'erreur à partir du neurone j vers la couche k .

IV.3.2. Algorithme de Gauss-Newton

Cette méthode consiste à chercher le minimum de critère par l'utilisation des dérivées premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres.



IV.3.3. Algorithme de Lavenberg Marquardt

L'algorithme interpole l'algorithme de Goss-Newton et l'algorithme du gradient. Plus stable que celui de Gauss-Newton. C'est pour cela il est très efficace pour l'entraînement des réseaux, utilise une approche du second ordre. Il est plus rapide et assure la meilleure convergence vers le minimum de l'erreur quadratique. L'algorithme fut découvert par Kenneth Levenberg, puis publié par Donald Marquardt.

L'algorithme de Lavenberg Marquardt utilise l'approximation de la matrice Hessienne (Dérivée seconde de la fonction coût) suivante :

$$H = J^T J$$

Le gradient peut être décomposé sous la forme :

$$G = J^T e$$

Où J est le Jacobien qui contient les dérivées premières des erreurs du réseau.

e est le vecteur d'erreur.

$$e_i = t_i - a_i$$

IV.4. Règles d'apprentissage

IV.4.1. Règle de correction d'erreurs :

Cette règle s'inscrit dans le paradigme d'apprentissage supervisé, c'est-à-dire, dans le cas où on fournit au réseau, une entrée et la sortie correspondante. Si on considère y , la sortie calculée par le réseau et d , la sortie désirée, le principe de cette règle est d'utiliser l'erreur ($d - y$), afin de modifier les connexions et de diminuer ainsi l'erreur globale du système. Le réseau va donc s'adapter jusqu'à ce que y soit égal à d .

IV.4.2. Apprentissage de Boltzmann :

Ce qu'il faut savoir tout d'abord, c'est que les réseaux de Boltzmann sont des réseaux symétriques récurrents et qu'ils possèdent deux sous-groupes de cellules, le premier étant relié à l'environnement (cellules dites visibles) et le second ne l'étant pas (cellules dites cachées). Cette règle d'apprentissage est de type stochastique (qui relève partiellement du hasard) et elle consiste à ajuster les poids des connexions, de telle sorte que l'état des cellules visibles satisfasse une distribution probabiliste souhaitée.



IV.4.3. Règle de Hebb :

Cette règle, basée sur des données biologiques, modélise le fait que si des neurones, de part et d'autre d'une synapse, sont activés de façon synchrone et répétée, la force de la connexion synaptique va aller croissant. Il est à noter ici que l'apprentissage est localisé, c'est-à-dire que la modification d'un poids synaptique w_{ij} ne dépend que de l'activation d'un neurone i et d'un autre neurone j .

IV.4.4. Règle d'apprentissage par compétitions :

La particularité de cette règle, c'est qu'ici l'apprentissage ne concerne qu'un seul neurone. Le principe de cet apprentissage est de regrouper les données en catégories. Les patrons similaires vont donc être rangés dans une même classe, en se basant sur les corrélations des données, et seront représentés par un seul neurone, on parle de « winner-take-all ».

Dans un réseau à compétition simple, chaque neurone de sortie est connecté aux neurones de la couche d'entrée, aux autres cellules de la couche de sortie (connexions inhibitrices) et à elle-même (connexion excitatrice). La sortie va donc dépendre de la compétition entre les connexions inhibitrices et excitatrices.

IV.5. Les étapes d'utilisation d'un réseau de neurones

Le cycle classique de développement peut être séparé en quatre étapes :

IV.5.1. Collecte des données :

L'objectif de cette étape est de recueillir les données, à la fois pour développer le réseau de neurones et pour le tester.

Dans le cas d'application sur des données réelles, l'objectif est de rassembler un nombre suffisant pour constituer une base représentative des données susceptibles d'intervenir en phase d'utilisation du système neuronal.

IV.5.2. Analyse des données

Il est souvent préférable d'effectuer une analyse des données de manière à déterminer les caractéristiques discriminantes pour détecter ou différencier ces données.

Ces caractéristiques constituent l'entrée du réseau de neurone.



Il est généralement nécessaire de traiter les données afin d'extraire les caractéristiques représentatives. Cette étape de prétraitement permet de réduire la taille du réseau (réduire le nombre de neurone en entrée), diminuer le temps de calcul et améliorer les performances de classification (augmenter le pouvoir de séparation inter classe).

IV.5.3. Séparation des données

Afin de développer une application à base de réseau de neurone, il est nécessaire de disposer de deux groupes de données un groupe d'apprentissage ou de référence un autre pour le test ou la généralisation.

De façon générale, nous utilisons 75% de l'ensemble des données pour l'apprentissage et 25% pour le test.

IV.5.4. Choix des réseaux de neurones

Il existe un grand nombre de types de réseaux de neurones, pour chacun, des avantages et des inconvénients, le choix d'un réseau peut dépendre :

- De la tâche à effectuer (classification, association, contrôle de processus,...)
- De la nature des données.

IV.6. Mise en œuvre des réseaux de neurones

Nous allons suivre une démarche reprise par Wierenga et Kluytmans(1994) qui est composée de quatre étapes principales :

Etape 1 : Fixer le nombre de couches

Mise à part les couches d'entrées et de sorties, l'analyse doit décider du nombre de couche intermédiaire ou cachée .Sans couche cachée, le réseau un offre que de faible possibilité d'adaptation ; avec une couche cachée ; il est capable, avec un nombre suffisant de neurone, d'approximer toute fonction continue (hornick 1991).une seconde couche cachée prend en compte les discontinuités éventuelles.

Etape 2 : Déterminer le nombre de neurones par couches

Chaque neurone supplémentaire permet de prendre en compte des profils spécifiques des neurones d'entrée.



Un nombre plus important permet donc de mieux coller aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Ici non plus il n'existe pas de règle générale mais des règles empiriques. La taille de la couche cachée doit être :

-Soit égale à celle de la couche d'entrée.

-Soit égale de 75% de celle-ci.

-Soit égale à la racine carrée du produit des nombres dans la couche d'entrée et de sortie.

Notons que le dernier choix réduit le nombre de degrés de liberté laissés au réseau, et donc la capacité d'adaptation sur l'échantillon d'apprentissage, au profit d'une plus grande stabilité.

Une voie de recherche ultérieure consisterait soit à procéder à l'estimation d'un réseau comportant de nombreux neurones puis à le simplifier par l'analyse de multi-colinéarités ou par une règle d'apprentissage éliminant les neurones inutiles ; soit à définir une architecture tenant compte de la structure des variables identifiée au préalable par une analyse en composantes principales.

Etape 3: Choisir l'algorithme d'apprentissage

L'apprentissage par retro-propagation nécessite de la détermination du paramètre d'ajustement des poids synaptiques à chaque itération. La détermination du critère d'arrêt est aussi cruciale dans la mesure où la convergence peut passer par des minima locaux.

IV.7.Considérations pratiques

Le poids du réseau doit être initialisé à de petites valeurs aléatoires, la valeur du taux d'apprentissage μ a un effet significatif sur les performances du réseau, si ce taux est petit l'algorithme converge lentement, par contre s'il est grand l'algorithme risque de générer des oscillations.

IV.8.Propriétés et application des réseaux de neurones artificiels

Cette dernière section du chapitre IV a pour but de mettre en évidence les propriétés respectives des différents types de réseaux de neurones, ainsi que leurs domaines d'application respectifs.



IV.8.1. Propriétés des réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, que l'on met en œuvre pour des tâches de modulation, de prédiction et de classification. Un réseau de neurones est caractérisé par les propriétés suivantes :

IV.8.2. L'approximation universelle

L'approximation universelle est une propriété fondamentale des réseaux de neurones bouclés ou non bouclés [Thiria 1997].

Propriété

Toute fonction bornée suffisamment régulière peut être approchée uniformément, avec une précision arbitraire, dans un domaine fini de l'espace de ses variables, par un réseau de neurones comportant une couche de neurones cachés en nombre fini, possédant tous la même fonction d'activation, et un neurone de sortie linéaire [HORNIK/ *et al.* 1989], [HORNIK *et al.* 1990], [HORNIK 1991].

Cette propriété, qui n'est qu'un théorème d'existence et ne donne pas de méthode pour trouver les paramètres du réseau, n'est pas spécifique aux réseaux de neurones. C'est la propriété suivante qui leur est particulière et fait tout leur intérêt.

IV.8.3. La parcimonie

Lorsque l'on cherche à modéliser un processus à partir des données, on s'efforce toujours d'obtenir les résultats les plus satisfaisants possibles avec un nombre minimum de paramètres ajustables. Dans cette optique, Hornik *et al.*, 1994] ont montré que :

Propriété

Si le résultat de l'approximation (c'est-à-dire la sortie du réseau de neurones) est une fonction non linéaire des paramètres ajustables, elle est plus parcimonieuse que si elle est une fonction linéaire de ces paramètres. De plus, pour des réseaux de neurones à fonction d'activation sigmoïdale, l'erreur commise dans l'approximation varie comme l'inverse du nombre de neurones cachés, et elle est indépendante du nombre de variables de la fonction à approcher.



Par conséquent, pour une précision donnée, donc pour un nombre de neurones cachés donné, le nombre de paramètres du réseau est proportionnel au nombre de variables de la fonction à approcher.

Ce résultat s'applique aux réseaux de neurones à fonction d'activation sigmoïdale puisque la sortie de ces neurones n'est pas linéaire par rapports aux poids synaptiques. Cette propriété montre l'intérêt des réseaux de neurones par rapport à d'autres approximateurs comme les polynômes dont la sortie est une fonction linéaire des paramètres ajustables : pour un même nombre d'entrées, le nombre de paramètres ajustables à déterminer est plus faible pour un réseau de neurones que pour un polynôme. Cette propriété devient d'autant plus intéressante dans le cas du filtrage de textes car le nombre d'entrées est typiquement de l'ordre de plusieurs dizaines.

IV.8.4.La généralisation et le sur-apprentissage

Un réseau de neurones nécessite une phase d'apprentissage. Lors de cette phase, le réseau doit posséder un critère d'arrêt d'apprentissage .Si le réseau apprend trop longtemps, un phénomène de sur-apprentissage risque de survenir, entraînant une dégradation des performances en généralisation. Ainsi dans un réseau de neurones, à partir d'un certain nombres d'époques d'entraînement, le système se sur-spécialise par rapport à la base de données d'apprentissage. Il perd sa capacité de généralisation par rapport aux données de test provenant de la même source mais qui n'ont pas encore été traitées par le système .la figure (VI.14) représente ce phénomène.

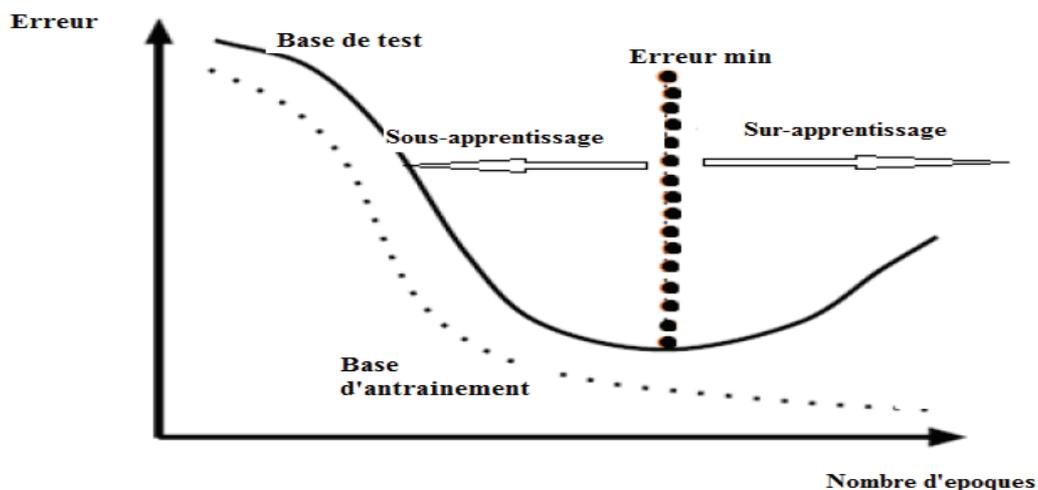


Figure IV.14 : Schématisation de l'erreur en fonction du nombre d'époques lors de la phase d'apprentissage



Cette figure présente l'erreur en généralisation en fonction du nombre d'époques d'apprentissage. On constate que l'erreur en généralisation sur la base d'apprentissage ne fait que décroître. Ainsi, le réseau de neurones devient meilleur d'époque en époque pour classifier la base d'entraînement. Par contre à partir d'un certain nombre d'époques. On remarque que l'erreur en généralisation sur la base de test augmente. Cet effet est dû au fait que le réseau s'est sur-spécialisé pour la base d'entraînement et qu'il perd sa capacité de généralisation. Ainsi, il faut arrêter l'entraînement du système à l'époque la plus proche possible de la frontière entre le sous-apprentissage et le sur-apprentissage.

Conclusion

Ce chapitre introduit les notions de base sur les réseaux de neurones artificiels, la présentation des modèles biologique et mathématique du neurone, les différentes architectures des réseaux de neurones ainsi que leurs types d'apprentissage. L'intérêt d'utiliser les réseaux de neurones artificiels dans notre travail est leur capacité à s'adapter aux différents problèmes, c'est pourquoi nous les appliquerons, dans le chapitre suivant, aux systèmes OFDM pour éliminer les effets de non linéarité.



Introduction

Dans les chapitres précédents nous avons présenté le principe de la modulation OFDM et les inconvénients de cette modulation, parmi ces inconvénients, sa sensibilité aux non linéarités provoquées par l'utilisation des amplificateurs de puissances.

Dans ce chapitre nous allons utiliser un réseau de neurones artificiels pour éliminer ces effets de non linéarité. Cette opération sera effectuée au niveau de l'émetteur et programmée sur MATLAB. Pour cela nous avons réalisé un code MATLAB, on commençant d'abord par la simulation de la chaîne d'émission OFDM ensuite on terminera par l'apprentissage de ce réseau.

Les résultats de la simulation sont présentés et interprétés dans la suite de ce chapitre.

V.1. Le schéma synoptique de la phase « transmission » dans une chaîne OFDM

Dans notre travail nous allons donc nous intéresser à la partie transmission de la modulation OFDM. Le schéma suivant résume les différents blocs utilisés pour réaliser notre simulation MATLAB.

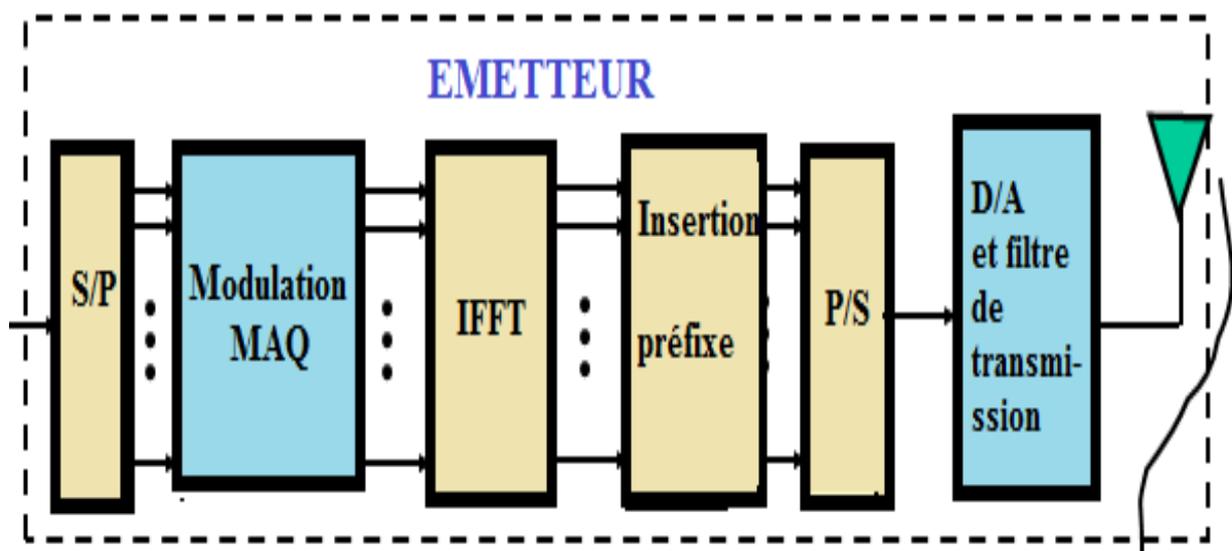


Figure V.1 : Chaîne d'émission OFDM



V.2. Implémentation de la chaîne OFDM

V.2.1. Génération du signal OFDM

Pour constituer notre base d'apprentissage, on procède à une simulation du système OFDM. Plusieurs paramètres sont importants pour la génération du signal $S(t)$ servant pour base d'apprentissage de la modulation OFDM tels que le nombre de porteuses et le codage binaire à symboles.

- Rappelons l'expression qu'un symbole OFDM engendré à $t=T_s$ est donnée par :

$$S(t) = \frac{1}{N_p} \sum_{j=0}^{N_p-1} c_j e^{2i\pi(f' + \frac{1}{T_s})t}$$

Les c_j (ou bien les c_k) sont obtenus par différents codage et par la modulation en quadrature de phase (dans notre application c'est la MAQ-16 qui est utilisée), après le passage de la chaîne de caractères suivante: « projet de fin d'étude pour thème la transmission multiporteuses OFDM et une simulation sous MATLAB ».

- Le modèle de l'amplificateur non linéaire utilisé est le SSPA qui a la fonction de transfert suivante :

$$S_0(t) = a(|S(t)|) S(t)$$

$$\text{où } a(|S(t)|) = \frac{v}{\left(1 + \left(\frac{v|S(t)|}{A_0}\right)^{2p}\right)^{1/2p}}$$

Après développement en série entière de cette expression, le signal en sortie de l'amplificateur est :

$$S_0(t) = \sum_{l=0}^{\infty} a_l |S(t)|^{2l} S(t)$$



Nous ne calculons que les premiers termes nous obtenons :

$$\begin{cases} \mathbf{S}_{00}(t) = \mathbf{a}_0 \mathbf{S}(t) - \mathbf{a}(\mathbf{0}) \mathbf{S}(t) - \frac{v}{N_p^2} \sum_{j=0}^{N_p-1} \mathbf{c}_j e^{2i\pi(f' + \frac{1}{T_s})t} \\ \mathbf{S}_{01}(t) = \mathbf{a}_1 |\mathbf{S}(t)|^2 \mathbf{S}(t) = \mathbf{a}'(\mathbf{0}) |\mathbf{S}(t)|^2 \mathbf{S}(t) \end{cases}$$

Cette dernière expression peut s'écrire :

$$\mathbf{S}_{01}(t) = \frac{a_1}{N_p^3} \sum_{j=0}^{N_p-1} \sum_{j'=0}^{N_p-1} \sum_{n=j-j'}^{N_p-1+j-j'} \mathbf{c}_j \bar{\mathbf{c}}_{j'} \mathbf{c}_{n-j+j'} e^{2i\pi(f' + \frac{n}{T_s})t}$$

Avec :
$$\mathbf{S}_0(t) = \mathbf{S}_{00}(t) + \mathbf{S}_{01}(t)$$

V.2.2. Les paramètres utilisés

- Durée du symbole OFDM utile : $T_u = 1.75e-6$.
- Période élémentaire en bande de base : $T = T_u/16$.
- Choix 1/4, 1/8, 1/16, et 1/32 : $G=0$
- Durée de l'intervalle de garde : $\delta = G * T_u$.
- Période du symbole OFDM total : $T_s = \delta + T_u$.
- Nombre de sous porteuses utiles : $N=14$.
- Taille de l'IFFT/FFT : $FS=32$.
- Rapport fréquence porteuse sur fréquence élémentaire : $q=10$
- Fréquence de la porteuse : $f_c = q * 1/T$.
- Fréquence de la simulation : $R_s = 4 * f_c$.
- Temps de simulation : $t = 0 : 1/R_s : T_u$.
- $nu=10$.
- $A_0=5$;

V.3. Les paramètres du réseau de neurones artificiels utilisés dans notre application

- Vecteur d'entrée : d_k qui sont le signal $s(t)$ après amplification ($s(t) = s_{01} + s_{00}$).
- Vecteur de sortie : c_k qui sont dans notre cas le signal $s(t)$ avant amplification.
- Nombre de neurones de la couche d'entrée : 14
- Nombre de neurones de la couche de sortie : 1



- Nombre de neurones de la couche cachée : 2
- Nombre d'itérations : $U= 54$

V.4. Les étapes suivies

Dans notre application, basée sur le langage de programmation MATLAB, nous avons développé un programme qui réalise la partie émission du signal OFDM.

Pour ce faire, nous avons suivi les étapes suivantes :

- Générations des symboles c_k : Dans notre application les différents symboles c_k sont obtenus par la modulation en quadrature de phase MQ-16, après le passage de la chaîne de caractère suivante : « Projet de fin d'étude pour thème la transmission multiporteuses OFDM et une simulation sous MATLAB ».
- Implémentation de l'IFFT
La première tâche à considérer est le fait que le spectre OFDM est centré à la fréquence f_c . Une façon simple de pouvoir effectuer le centrage est d'utiliser une IFFT en faisant un suréchantillonnage tel que le résultat de cette opération soit un signal discret en bande de base, ainsi les commandes.
- Application d'une fonction de mise en forme $g(t)$ au signal complexe carriers pour produire un signal temporel continu.
Pour cela on a utilisé une forme d'onde qui est définie par la commande $g=ones$ (length (p) ,1) et la commande stem(p, g) qui permet d'afficher ces points.
- Le signal OFDM est généré sur un spectre infini. En pratique il est impossible de transmettre tous le spectre donc il faut le limiter par l'insertion d'un filtre appelé filtre d'émission.
Le filtre d'émission ou de reconstruction ou filtre D/A proposé est un filtre Butterworth d'ordre 13 et de fréquence de coupure $1/T$, le signal sortant de ce filtre est en bande de base .



- La prochaine étape consiste à exécuter la modulation d'amplitude en quadrature de phase du signal suivant la formule suivante :

$$S(t) = \frac{1}{N_p} \sum_{j=0}^{N_p-1} c_j e^{2i\pi(f' + \frac{1}{T_s})t}$$

- Pour augmenter la puissance de signal $S(t)$ afin que son niveau soit au niveau du récepteur on effectue une amplification par un amplificateur de type SSPA de fonction transfert donnée précédemment est :

$$S_0(t) = S_{00}(t) + S_{01}(t)$$

- A la réception on effectue la démodulation du signal $S_0(t)$ par l'expression suivante :

$$d_k = \sum_{l=0}^{\infty} d_{k,l}$$

$$d_{k,l} = \sum_{j=0}^{N_p-1} S_{01}\left(\frac{j}{N_p} T_s\right) e^{2i\pi(f' + \frac{n}{T_s})\frac{j}{N_p} T_s}$$

- L'amplificateur SSPA utilisé a une caractéristique de transfert non linéaire qui provoque des problèmes de non linéarités sur le signal émis.

Pour résoudre ces problèmes de non linéarité plusieurs méthodes ont été proposées, la méthode utilisée dans notre travail consiste à insérer un correcteur basé sur le réseau de neurones de type perceptron multi couche telle que sa base d'apprentissage est $\mathbf{B}=(\mathbf{d}_k, \mathbf{c}_k)$.

L'apprentissage de ce réseau est effectué comme il est montré précédemment et nous comparons à chaque fois le résultat obtenu avec le résultat désiré c_k jusqu'à obtenir

$$d_k = c_k$$



V.5. Résultats de la simulation sous MATLAB

Dans ce qui suit nous allons présenter, sous forme de courbes les résultats de la simulation de la modulation OFDM puis ceux de l'utilisation du réseau de neurones pour la suppression de non linéarités.

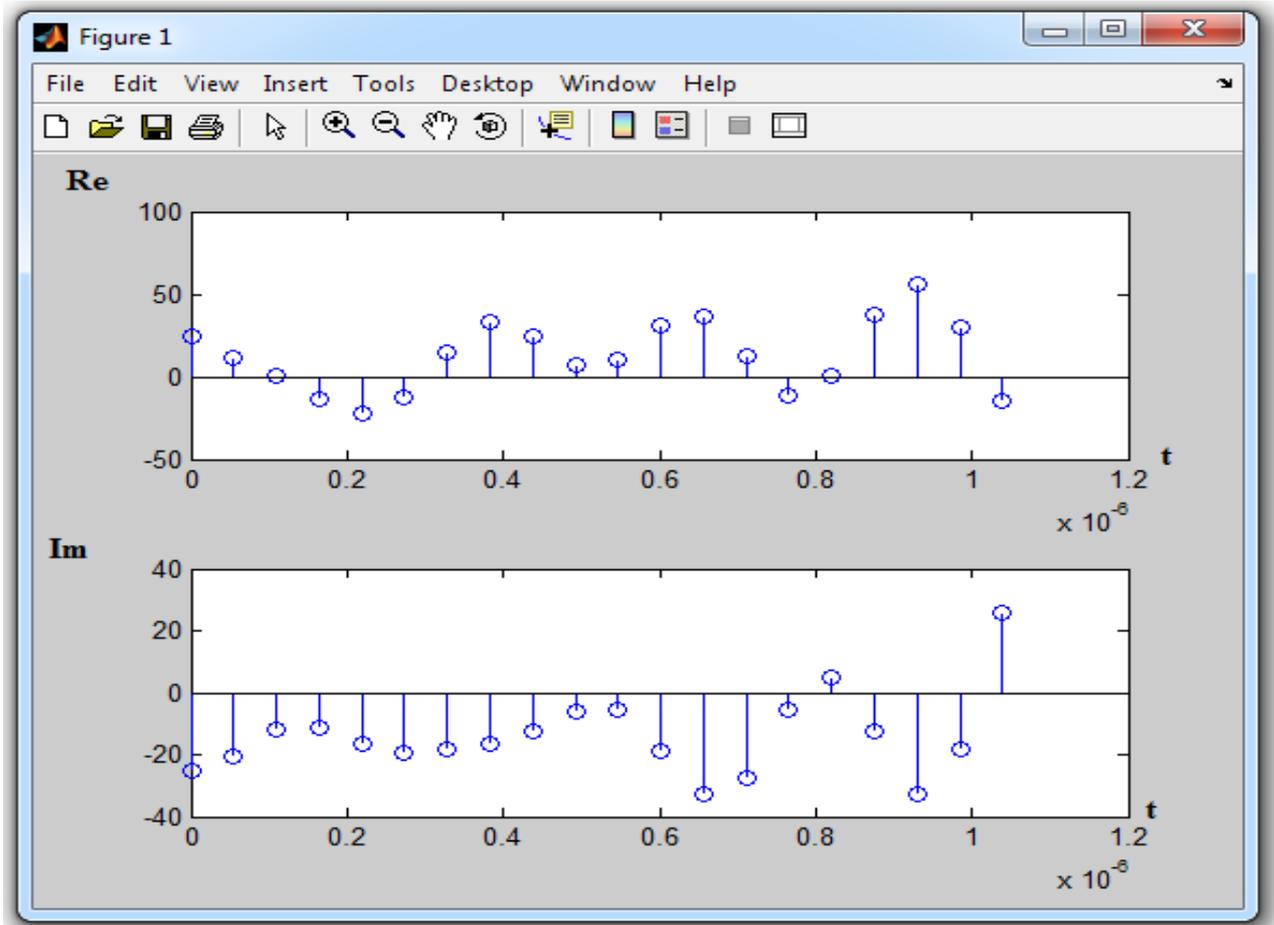


Figure V.2 : Réponse temporelle du signal porteur

- La figure V.2 nous montre la réponse temporelle du signal porteur où sa partie réelle est montrée dans la partie supérieure de la figure et sa partie imaginaire en dessous.

D'après le résultat obtenu par cette figure nous pouvons remarquer que le signal est discret en bande de base.

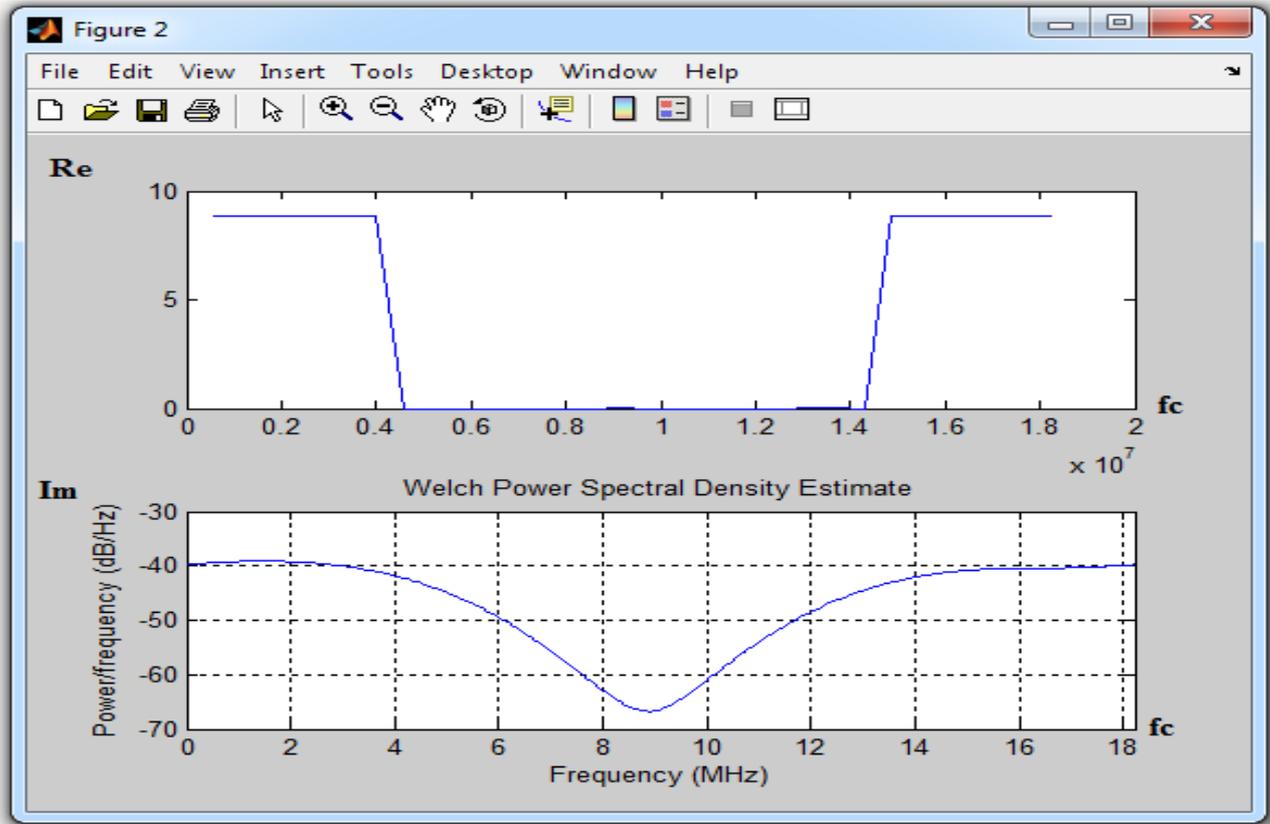


Figure V.3 : Réponse fréquentielle du signal porteur

La figure V.3 nous montre la réponse fréquentielle du signal porteur où sa partie réelle est montrée dans la partie supérieure de la figure et sa partie imaginaire en dessous.

L'amplitude des symboles numériques en fonction de la fréquence est montrée au dessus, sachant que nous utilisons des symboles MAQ-4, l'insertion des zéros au milieu du signal info (émie) dans le but de centrer le spectre du signal porteur est clairement visible.

D'après la réponse fréquentielle du signal porteur nous pouvons constater que ce spectre est effectivement centré.

Pour ensuite produire un signal temporel continu, la première étape est d'appliquer une fonction de mise en forme $g(t)$ au signal complexe carriers. La forme d'onde $g(t)$ est montrée dans la figure .Elle est définie par la commande $g=ones(\text{length}(p),1)$, et la commande $\text{stem}(p,g)$ permet d'afficher ses points caractéristiques.

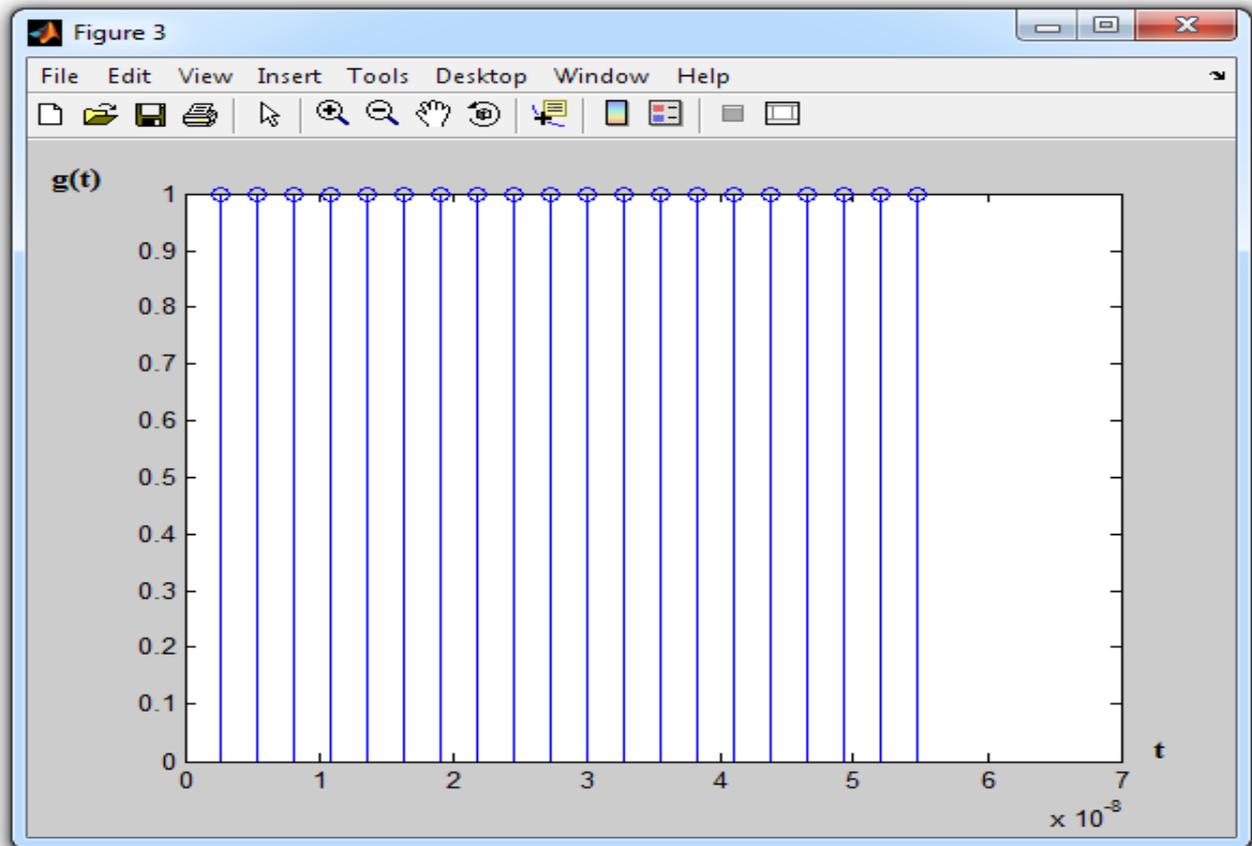


Figure V.4 : Forme d'onde $g(t)$ pour les 20 échantillons

- La sortie du filtre d'émission est représenté sur la figure V.5 dans le domaine temporel et à la figure V.6 dans le domaine fréquentiel. La largeur de bande du spectre représenté sur cette figure est donnée par R_s .

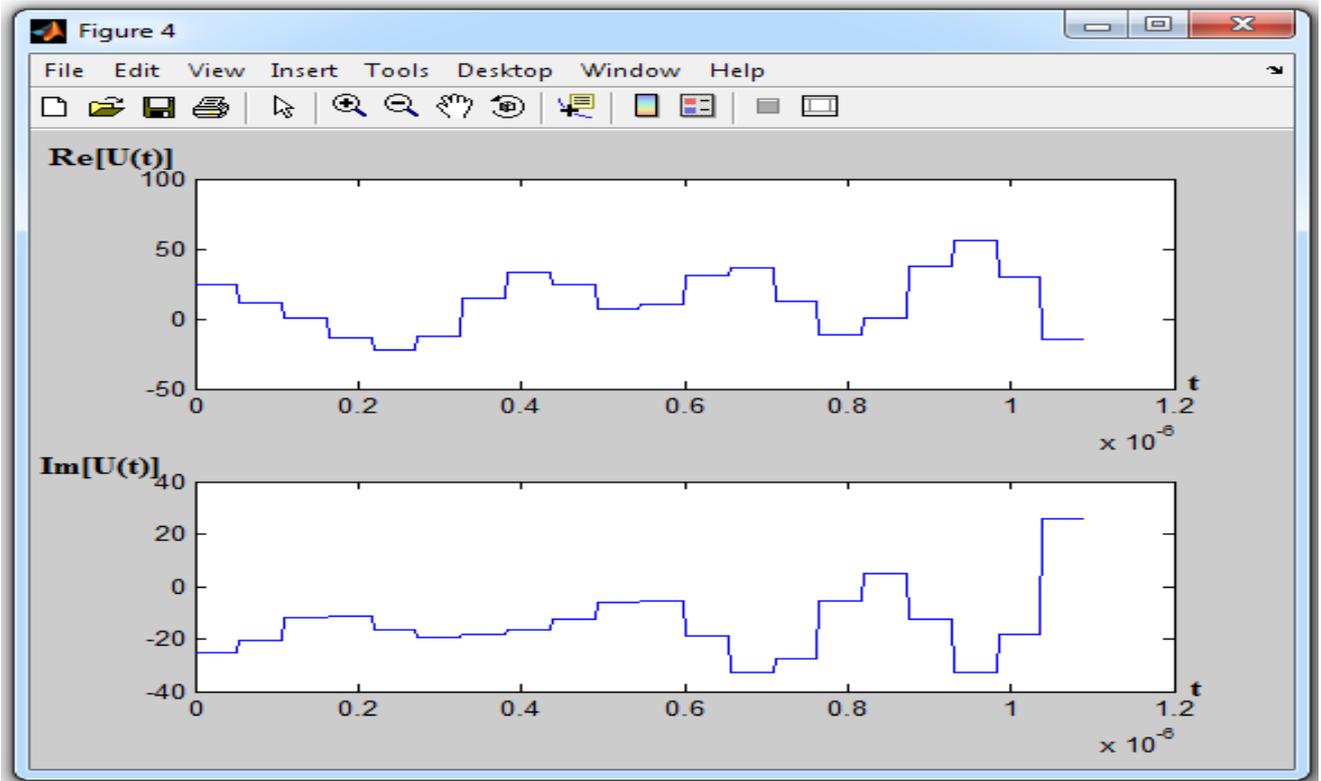


Figure V.5 : Réponse temporelle du signal après l'interpolation par $g(t)$

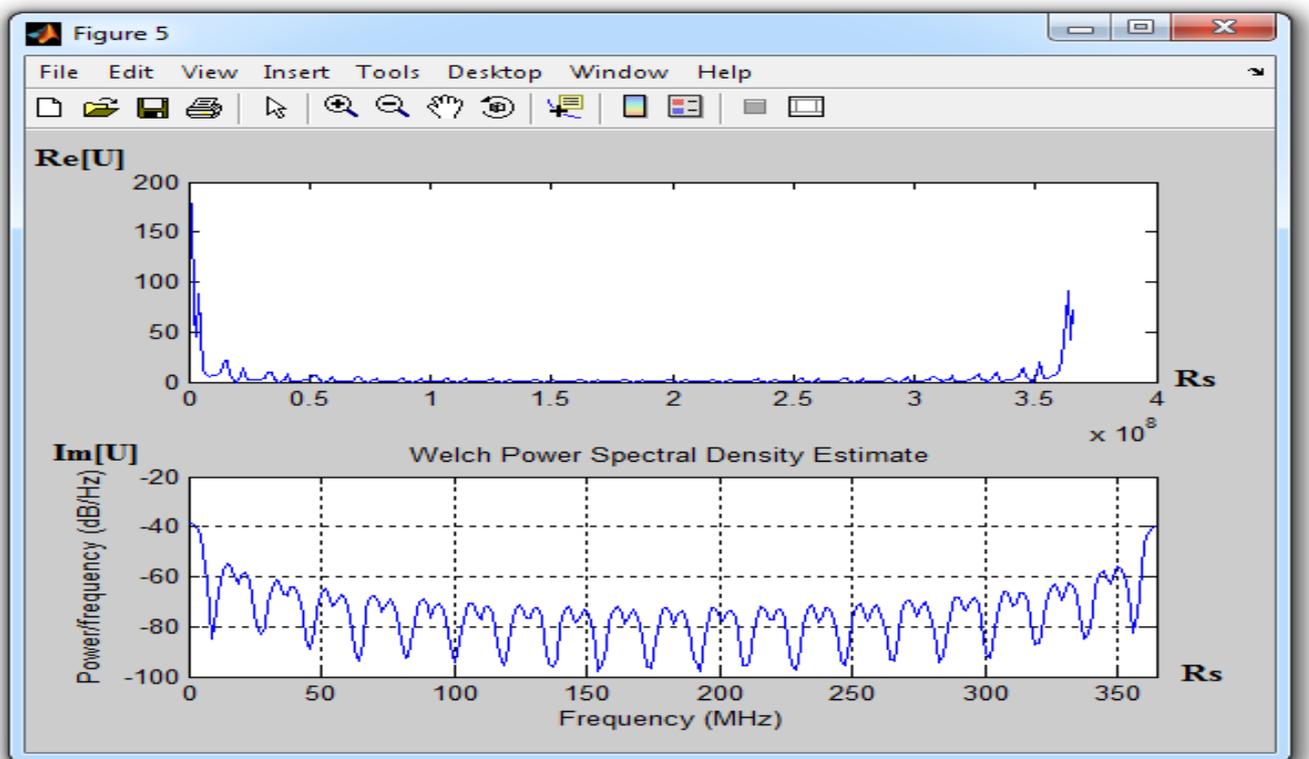


Figure V.6 : Réponse fréquentielle du signal après la forme d'onde

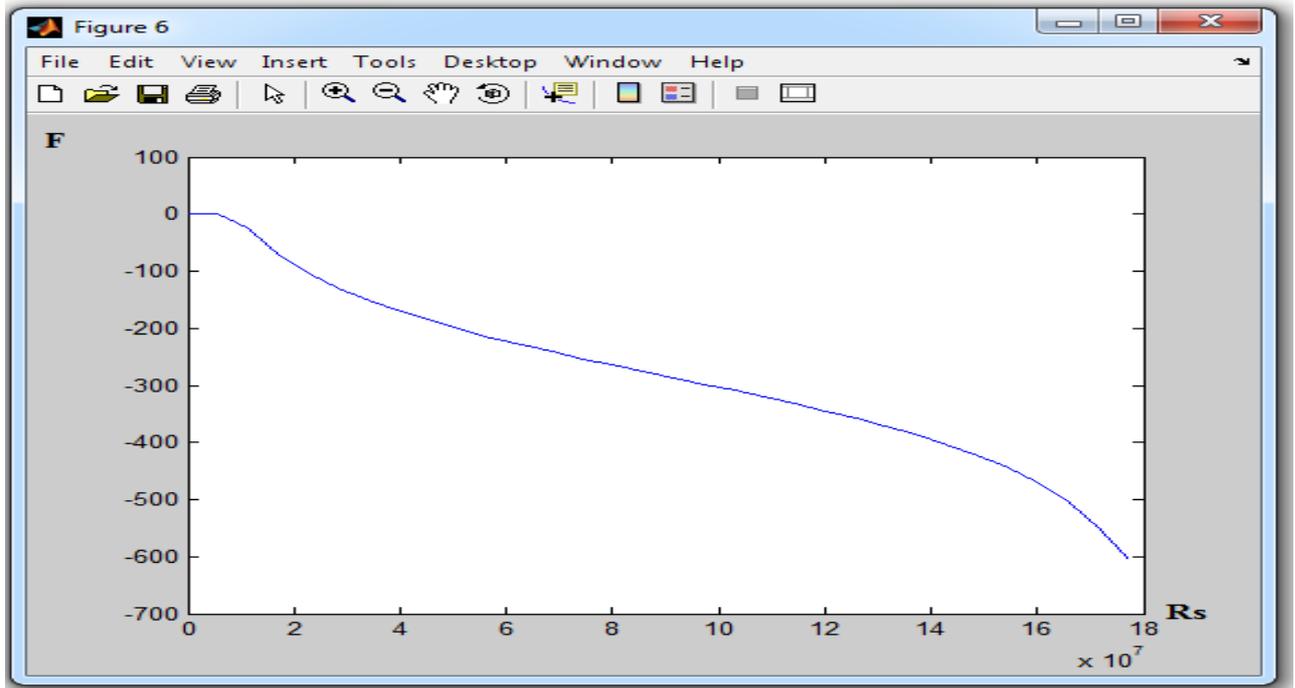


Figure V.7: Réponse fréquentielle du filtre d'émission (Butterworth)

- La figure V.7 nous montre la réponse fréquentielle du filtre d'émission utilisé qui est un filtre Butterworth d'ordre 13.

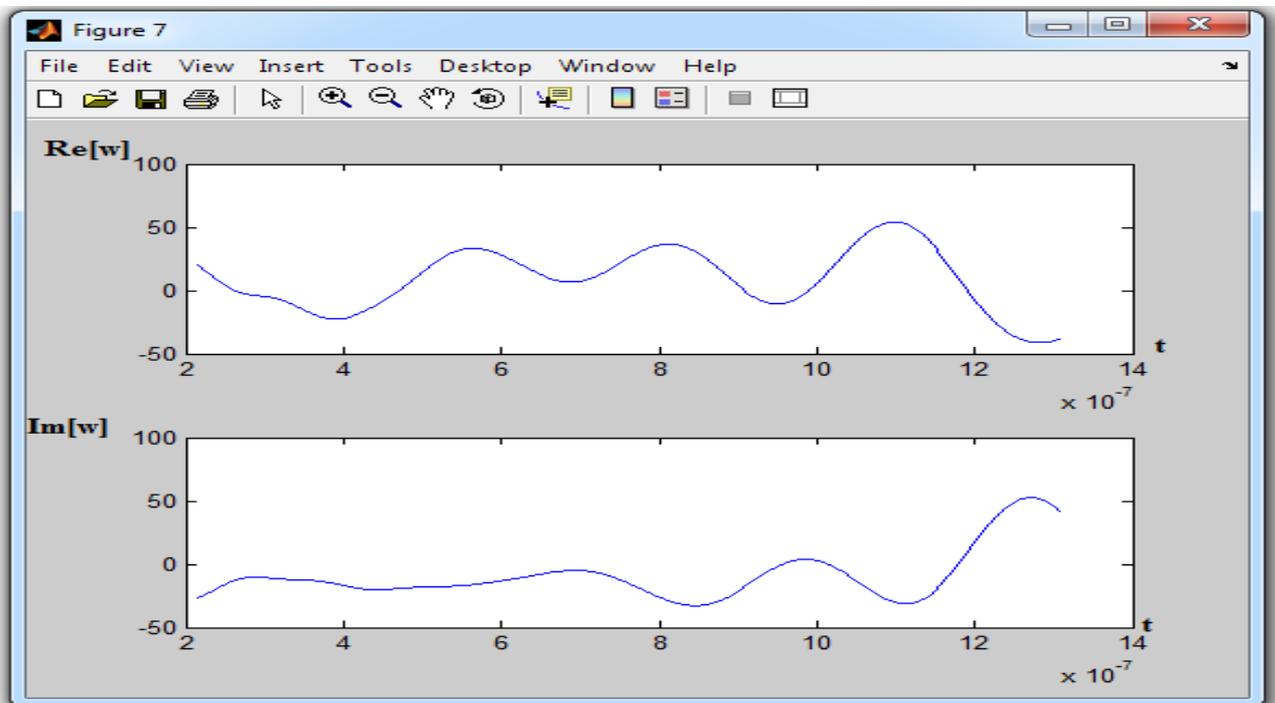


Figure V.8 : Réponse temporelle du signal après le filtrage



- D'après la figure V.8 on remarque que le délai d'approximativement est de $2 \cdot 10^{-7}$, il est produit par le processus du filtrage.

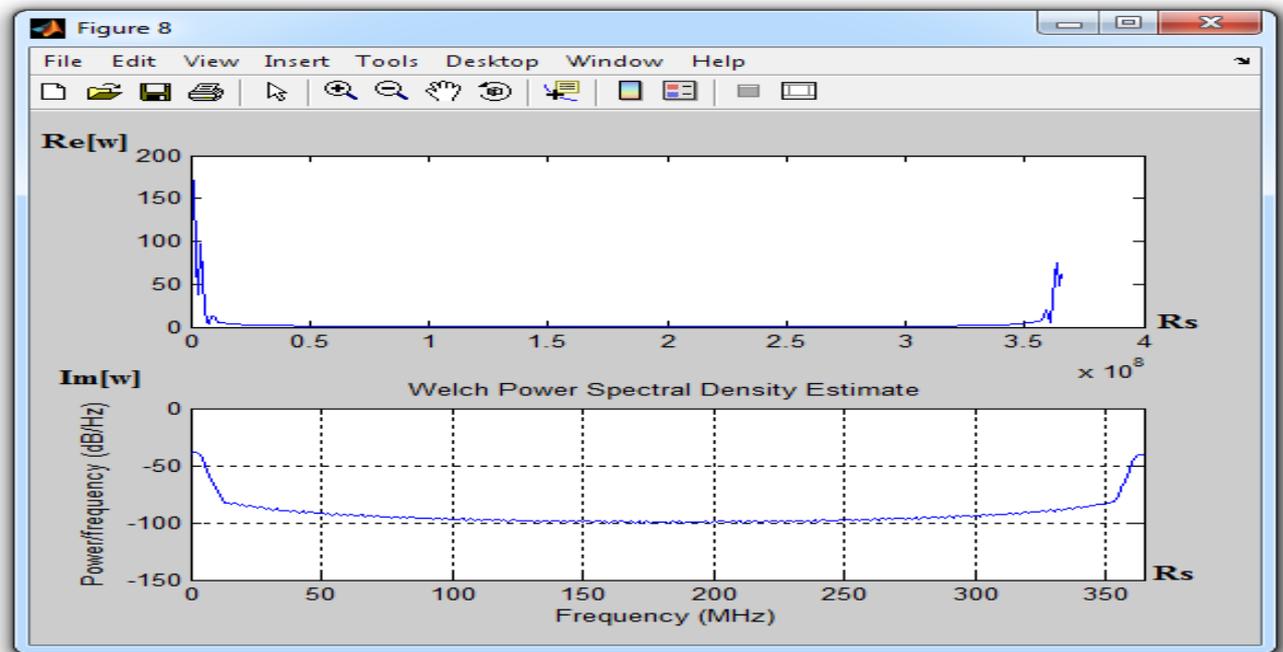


Figure V.9 : Réponse fréquentielle du signal après filtrage

La figure V.9 nous montre la réponse fréquentielle du signal après filtrage qui est un signal continu en bande de base.

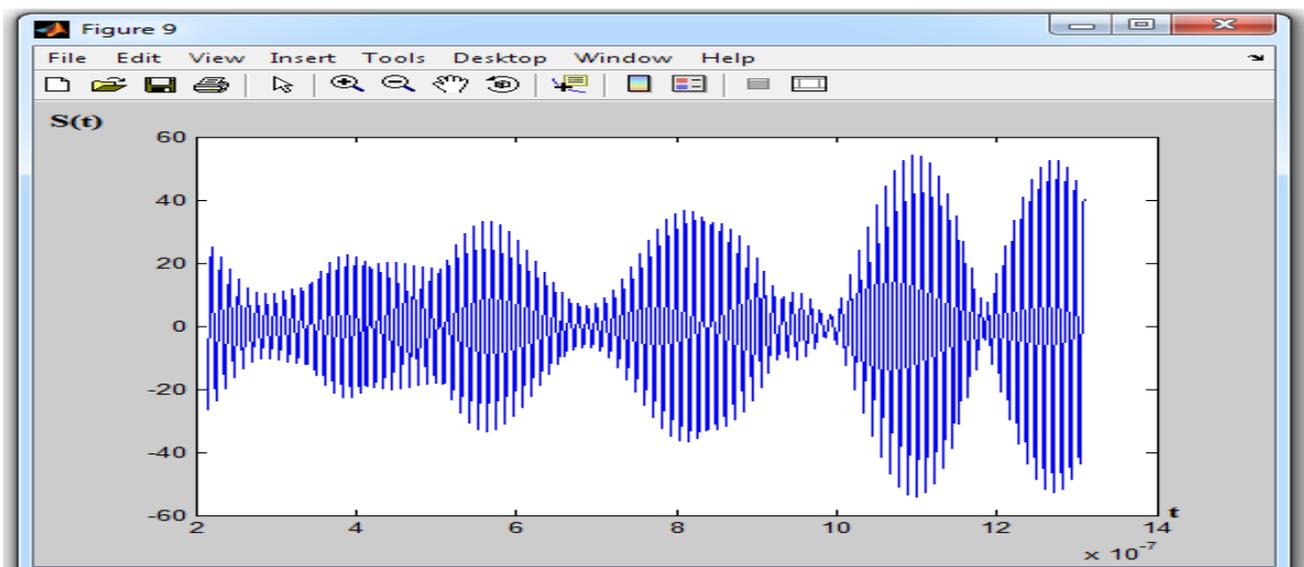


Figure V.10 : Réponse temporelle du signal OFDM $S(t)$ individuel avant amplification

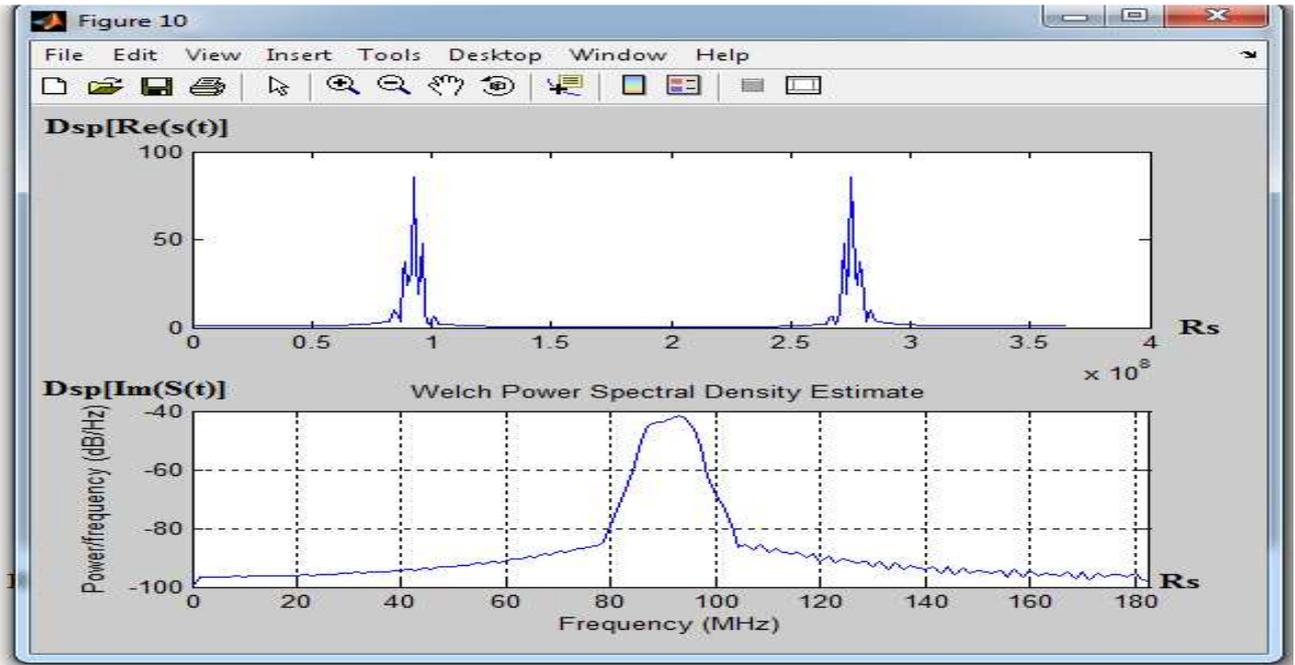


Figure V.11 : Réponse fréquentielle du signal OFDM $S(t)$ individuel avant amplification

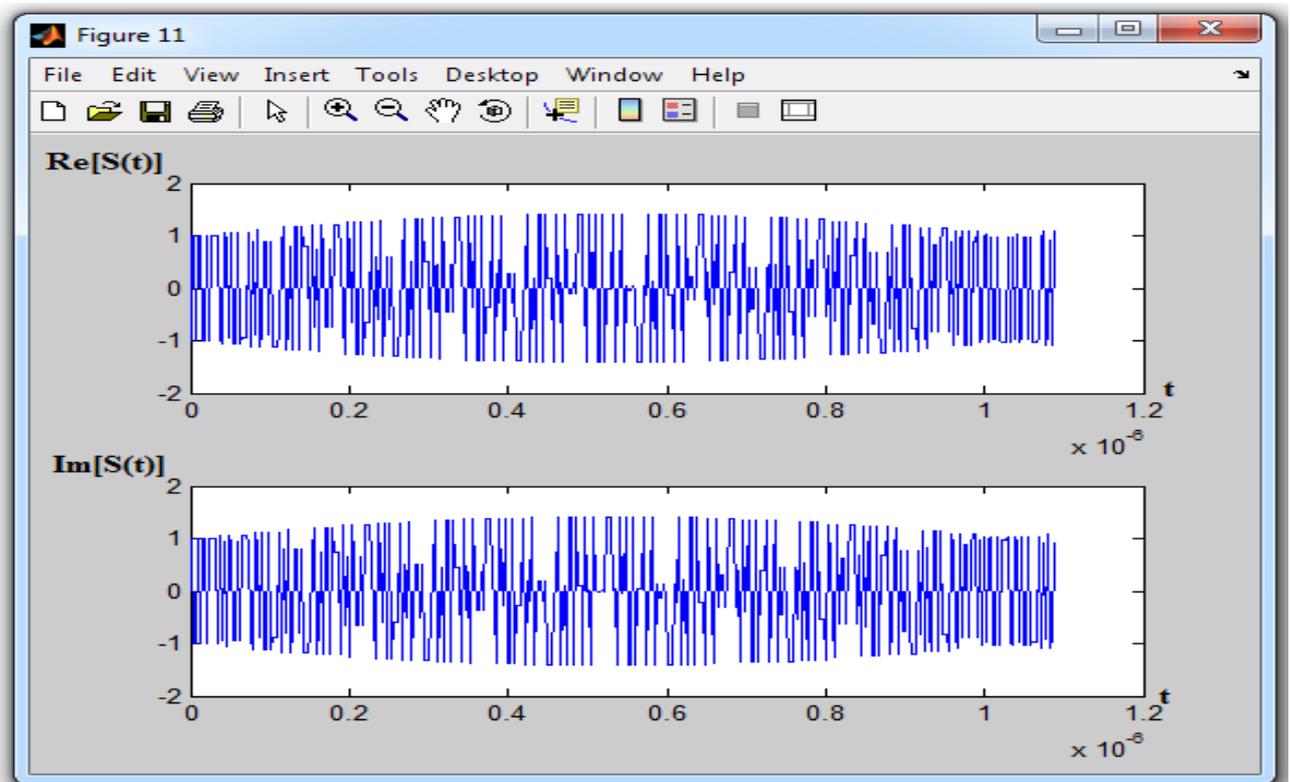


Figure V.12 : Réponse temporelle du signal OFDM total $S(t)$ avant amplification

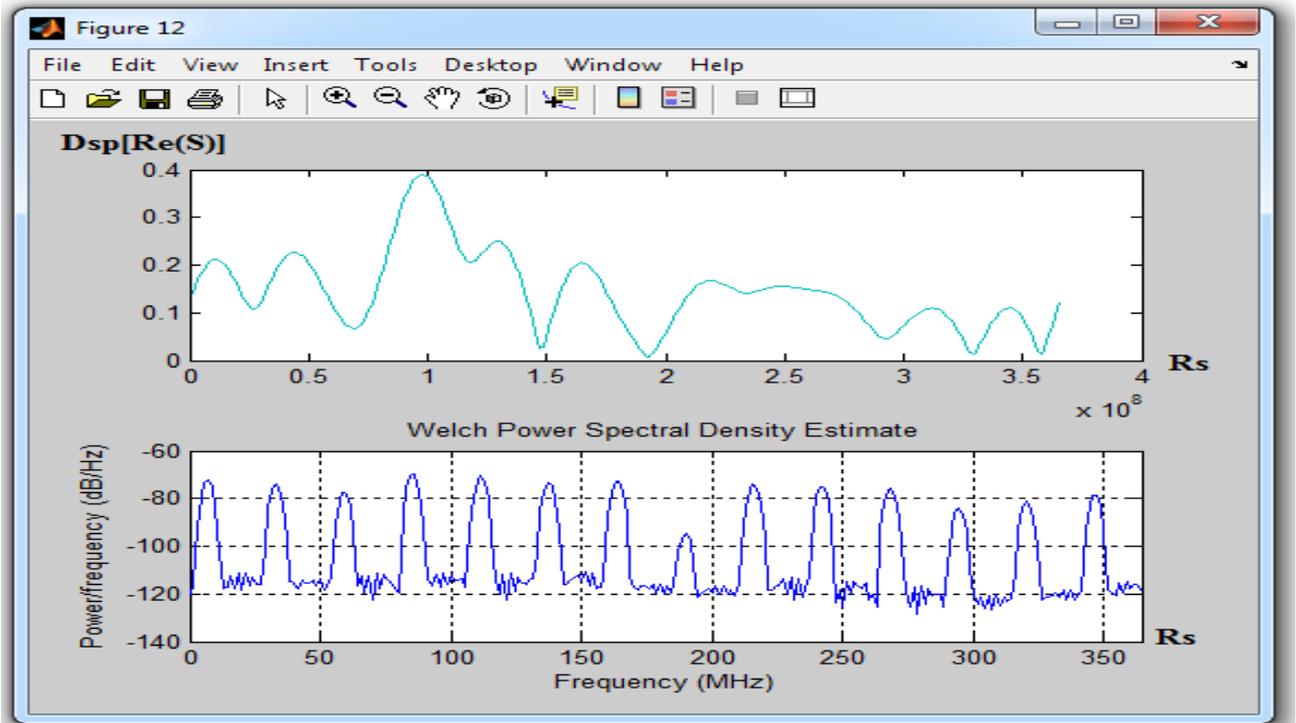


Figure V.13 : Réponse fréquentielle du signal OFDM total avant amplification

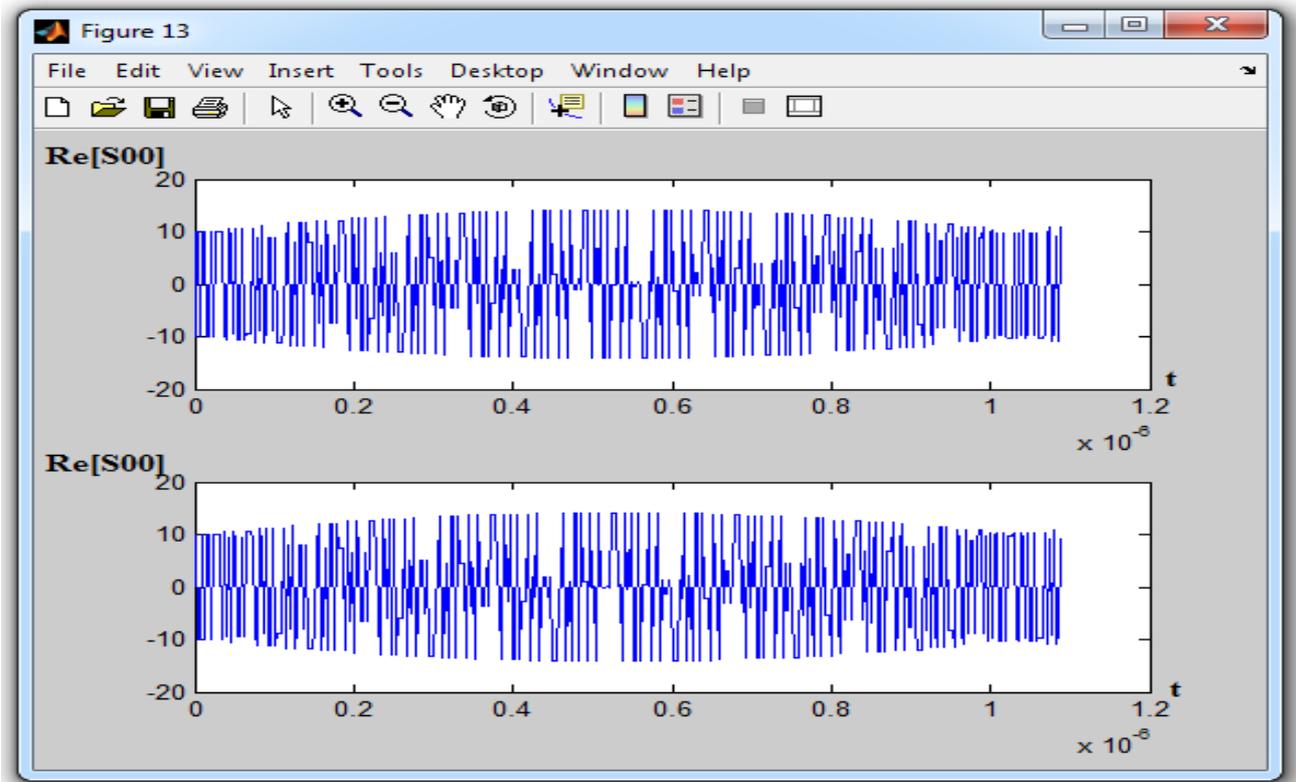


Figure V.14 : Réponse temporelle du signal S00(t) après amplification

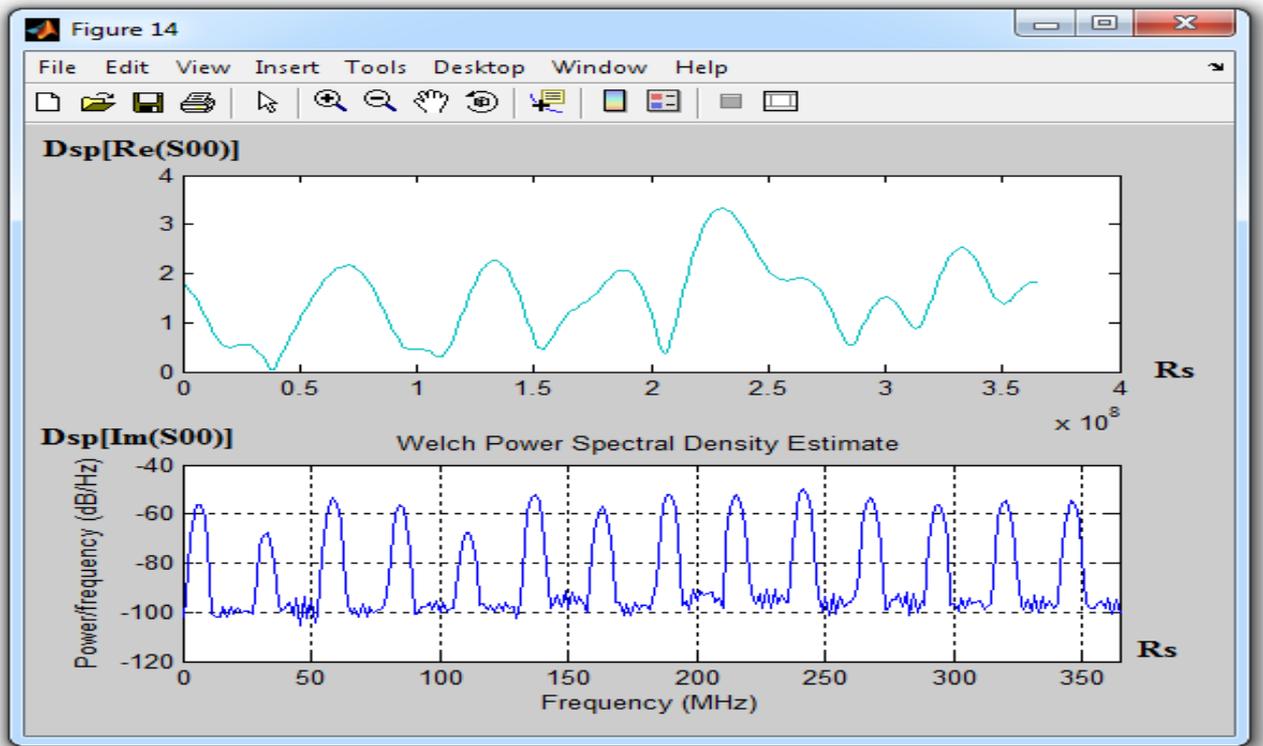


Figure V.15 : Réponse fréquentielle du signal $S00(t)$ après amplification

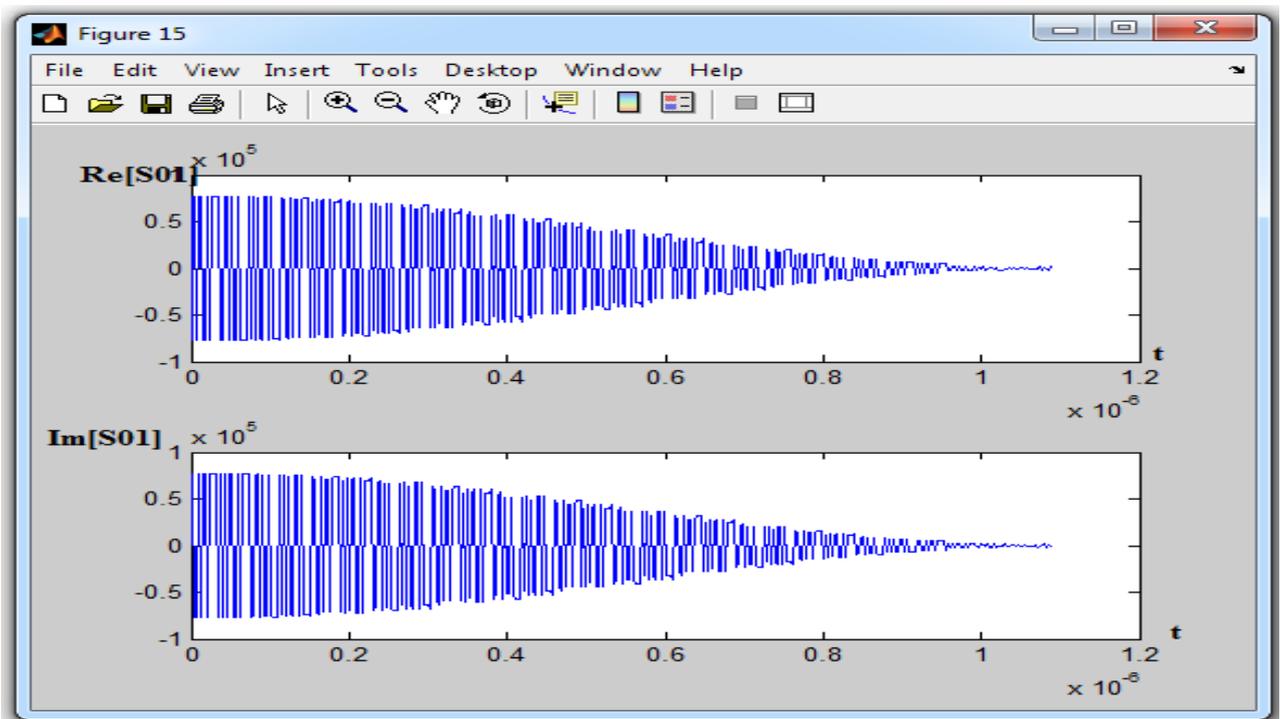


Figure V.16 : Réponse temporelle du signal $S01(t)$

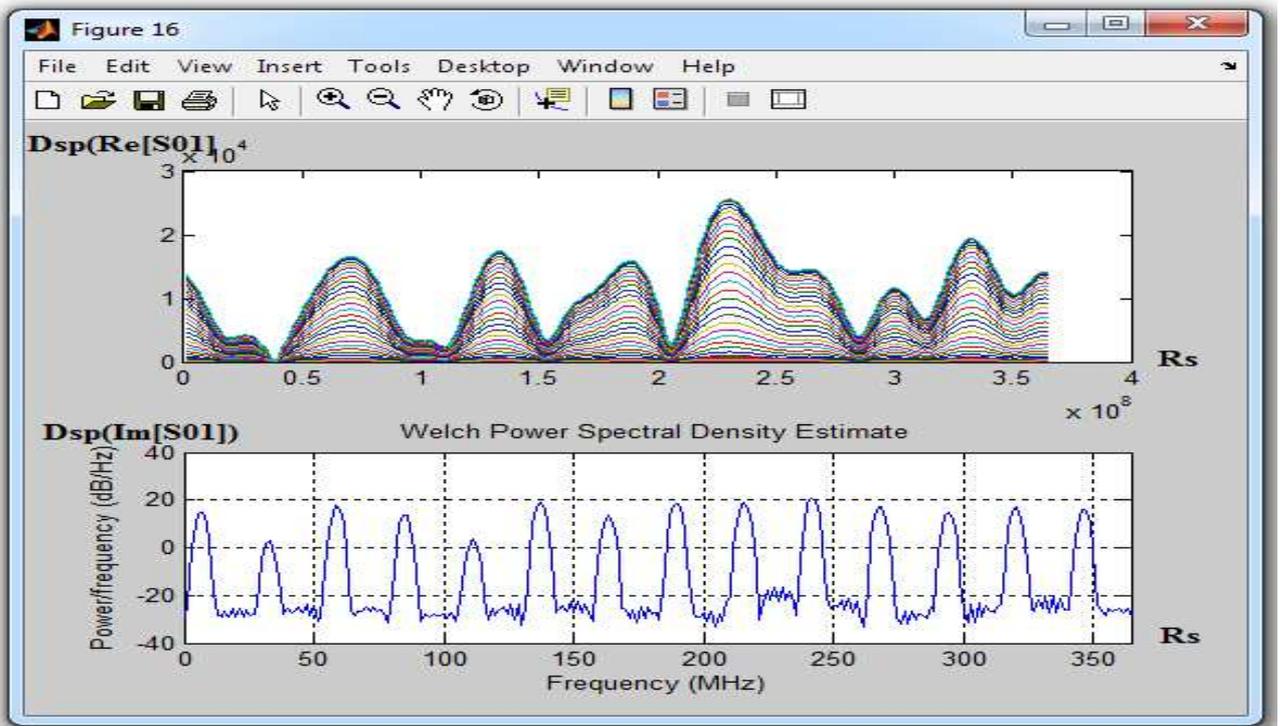


Figure V.17 : Réponse fréquentielle du signal $S_{01}(t)$

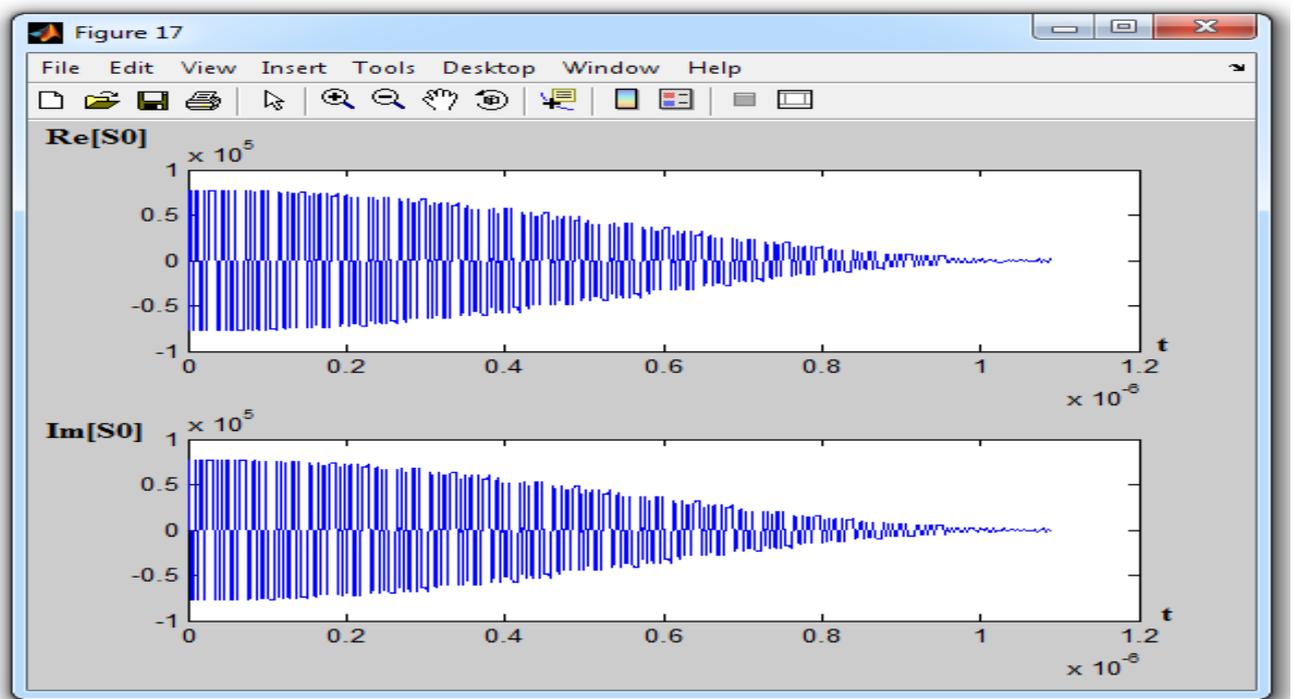


Figure V.18 : Réponse temporelle du signal $S_0(t)$

Nous remarquons que l'amplitude du signal $S_0(t)$ est très importante.

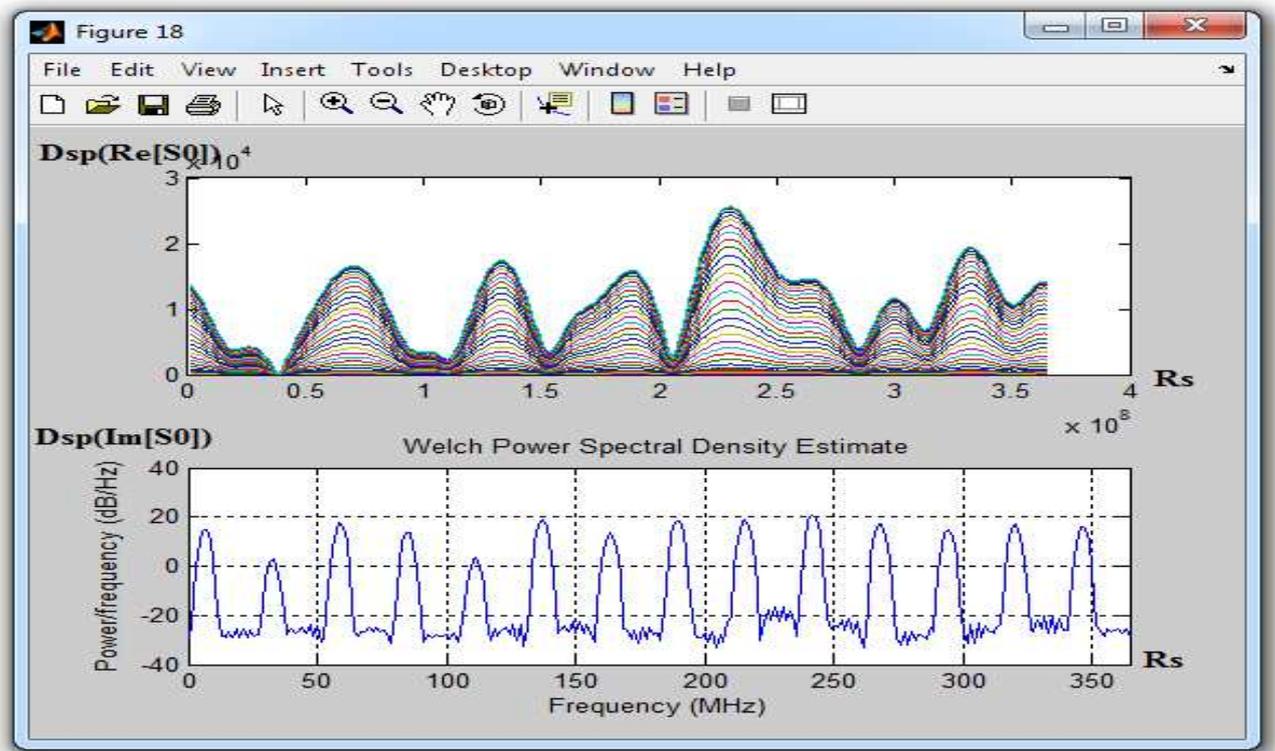


Figure V.19 : Réponse fréquentielle du signal $S_0(t)$

Nous remarquons dans cette figure l'évolution du facteur de crête, et donc les non linéarités dues à l'amplification deviennent importantes.

Après d'avoir représenté les résultats de la transmission OFDM (les différents signaux $S(t)$, $S_{01}(t)$ et $S_{00}(t)$), nous passons à la phase d'apprentissage de notre réseau de neurones.

Les coefficients c_k du codage de la chaîne de caractères émise sont :

$C_k = 1.0000 - 1.0000i ; -1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 + 1.0000i ; -1.0000 + 1.0000i ; 1.0000 - 1.0000i ;$
 $1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 + 1.0000i ; -1.0000 + 1.0000i ; -1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 + 1.0000i ;$
 $-1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 - 1.0000i ; 1.0000 + 1.0000i]$

Le vecteur c_k sera dans notre cas la sortie désirée.

Après les différentes étapes du traitement à l'émission, les symboles c_k ont subi des modifications c'est-à-dire que ces symboles sont entachés de non linéarités. (d_k).

$$d_k = S_{00}(t) + S_{01}(t)$$



$d_k = [-19.7900 - 16.2265i ; 1.1013 - 5.0720i ; 19.9936 + 1.3049i ; -5.0720 - 1.1013i ; -5.0720 - 1.1013i ; -3.7955 + 7.3590i ; -16.2265 + 19.7900i ; 1.3049 - 19.9936i ; -13.5323 - 7.3590i ; -19.9936 - 1.3049i ; -16.0229 + 4.8684i ; -5.0720 - 1.1013i ; -19.7900 - 1.1013i ; -5.0720 + 16.2265i]$.

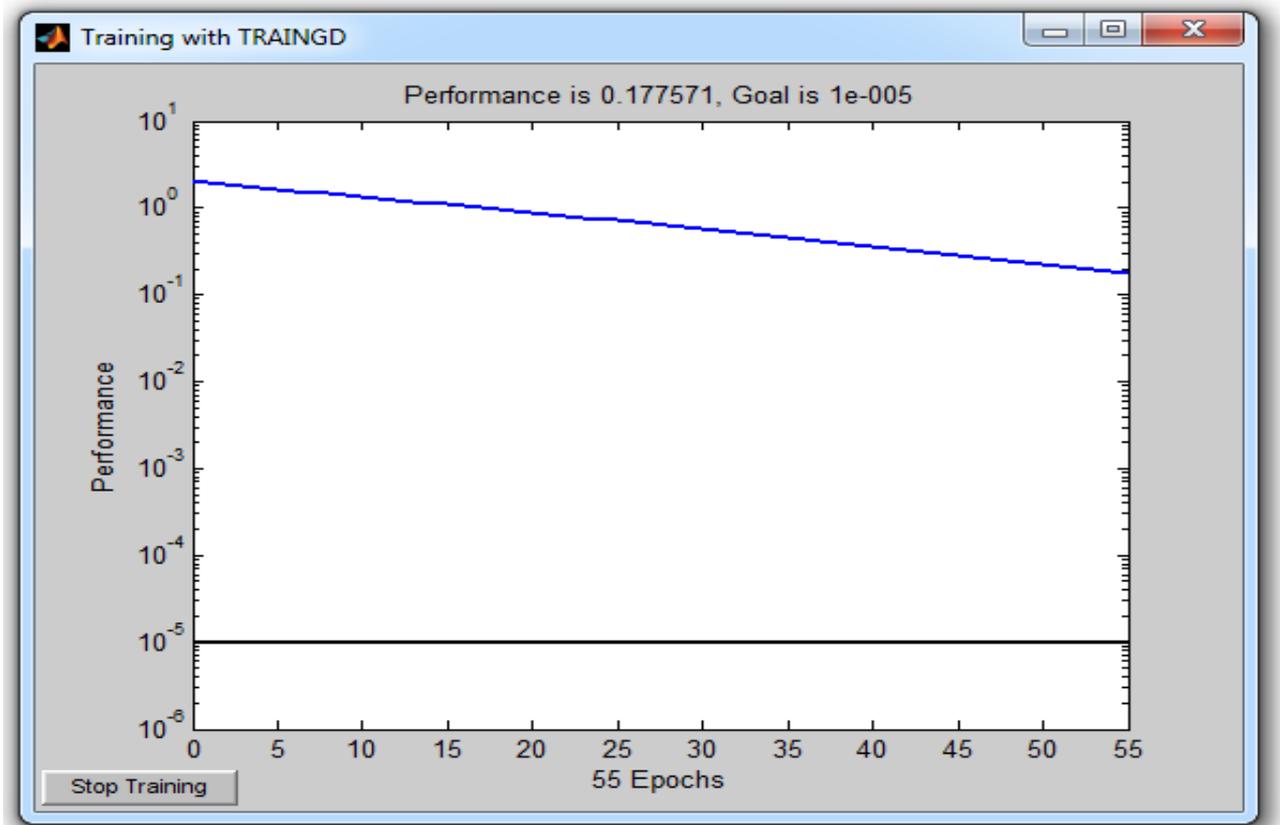


Figure V.20 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 55 et un pas de 0.05

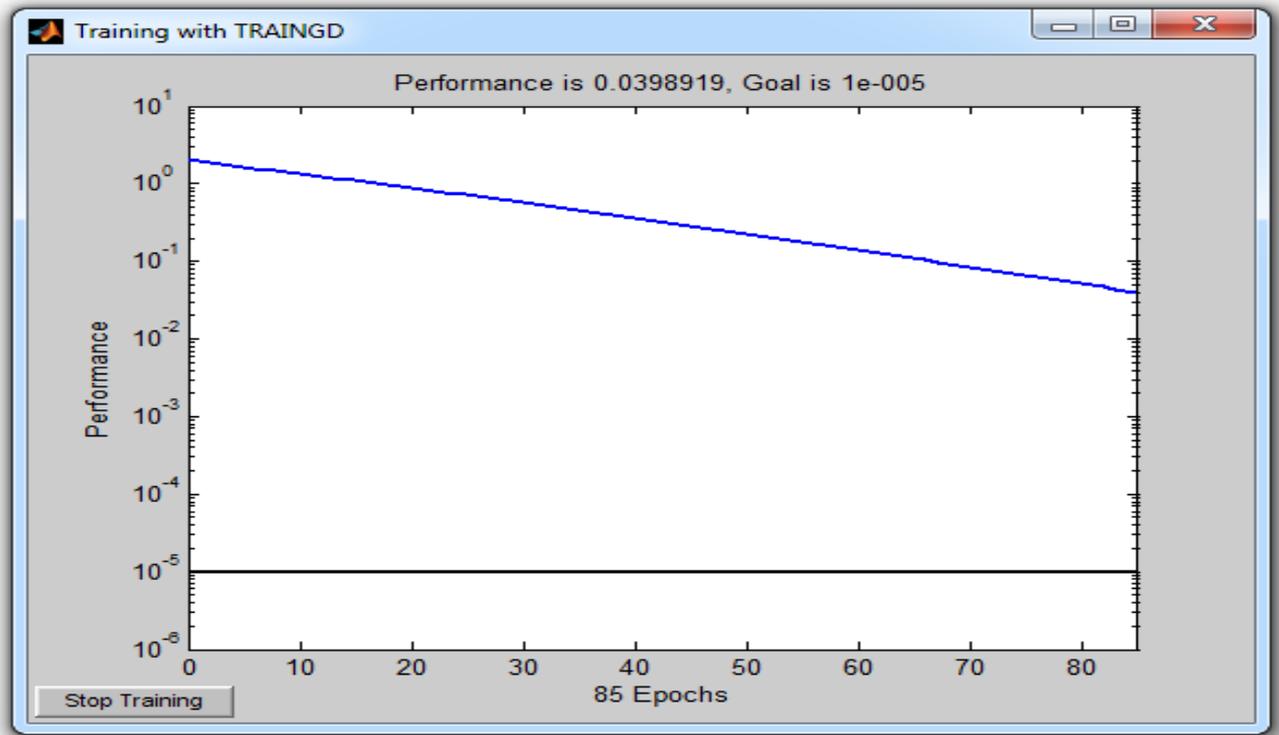


Figure V.21: Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 85 et un pas de 0.05

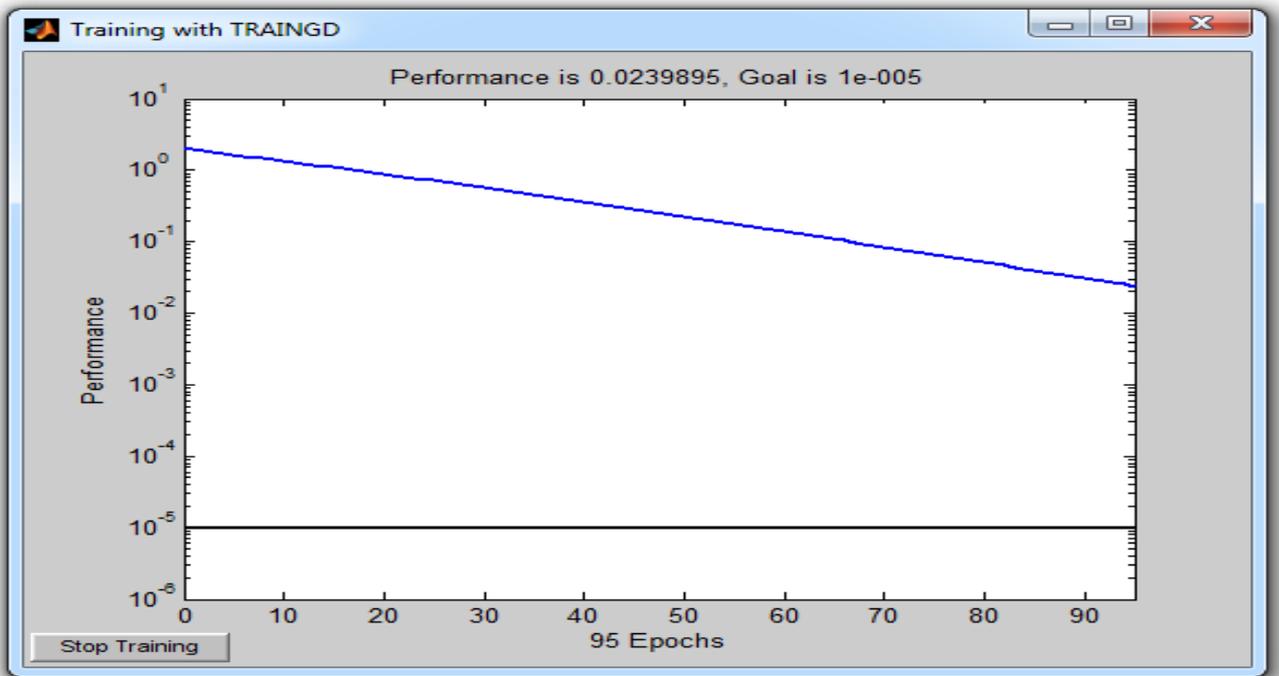


Figure V.22 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 95 et un pas de 0.05

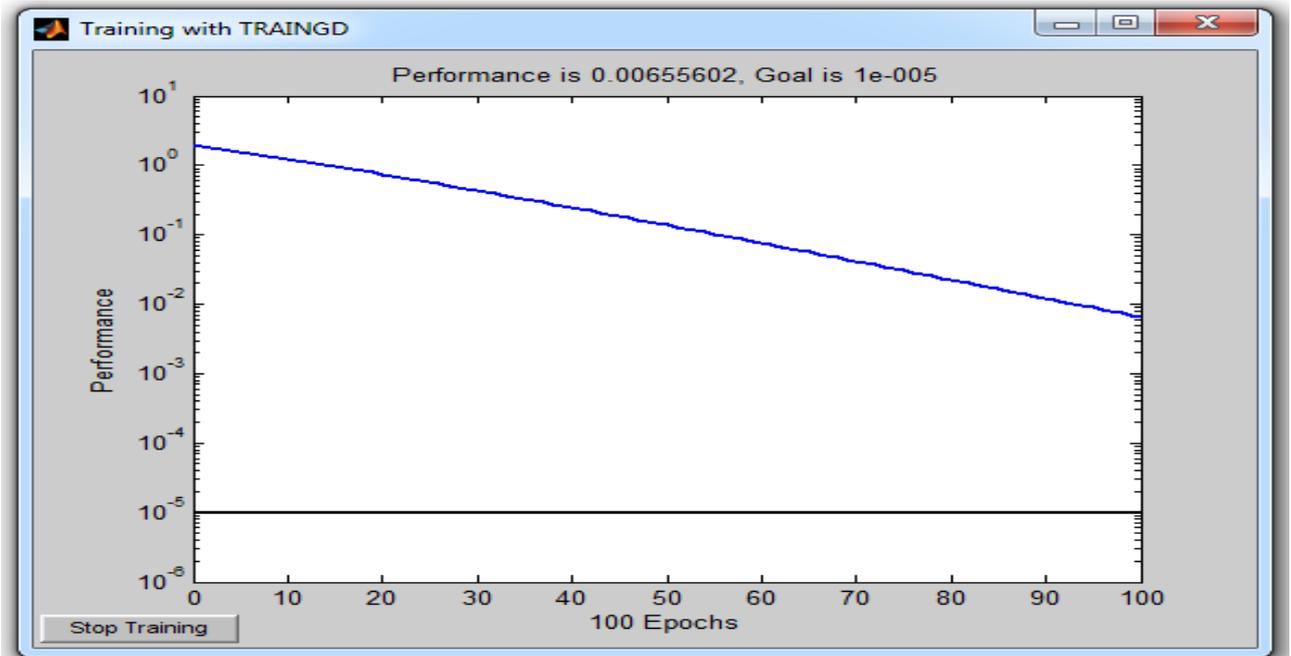


Figure V.23: Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 100 et un pas de 0.06

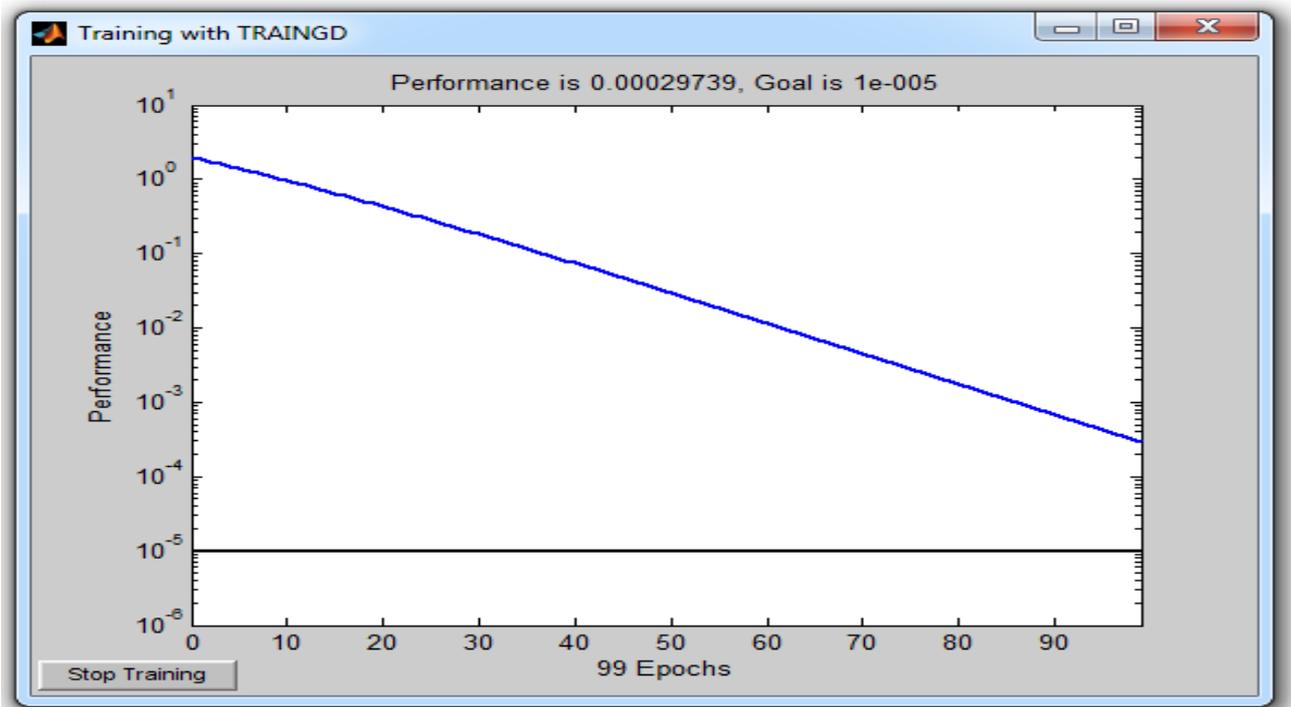


Figure V.24: Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 99 et un pas de 0.09

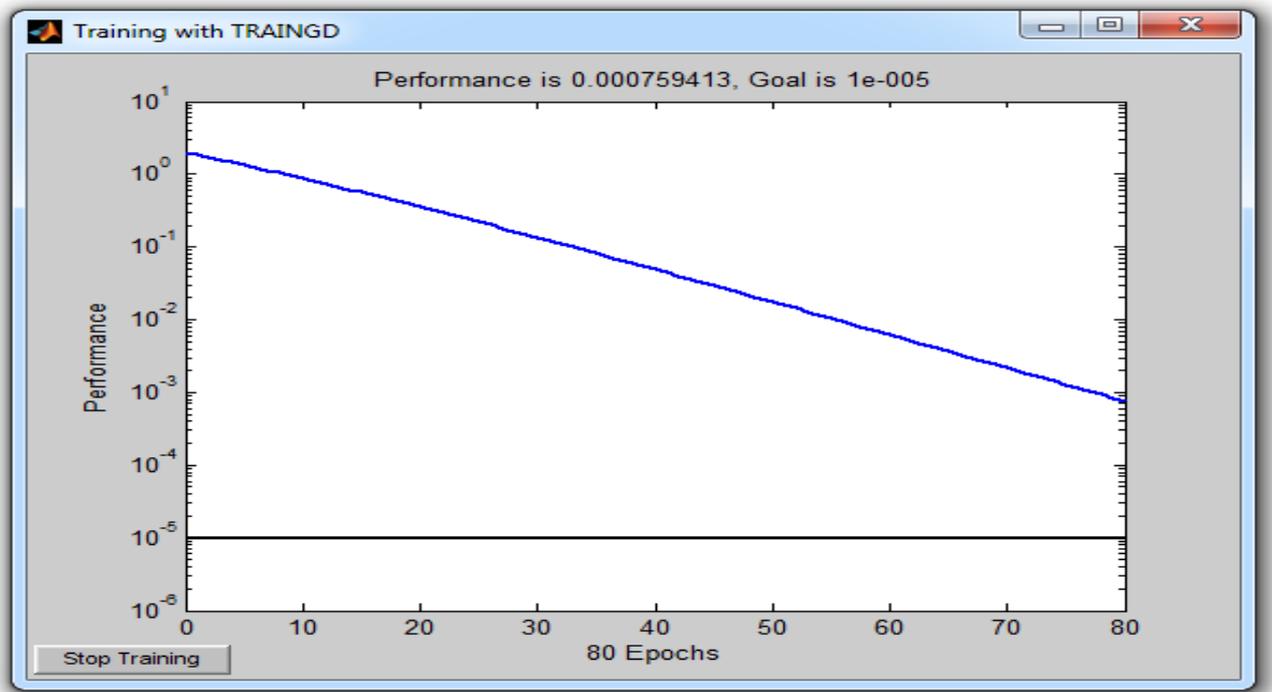


Figure V.25 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 80 et un pas de 0.1

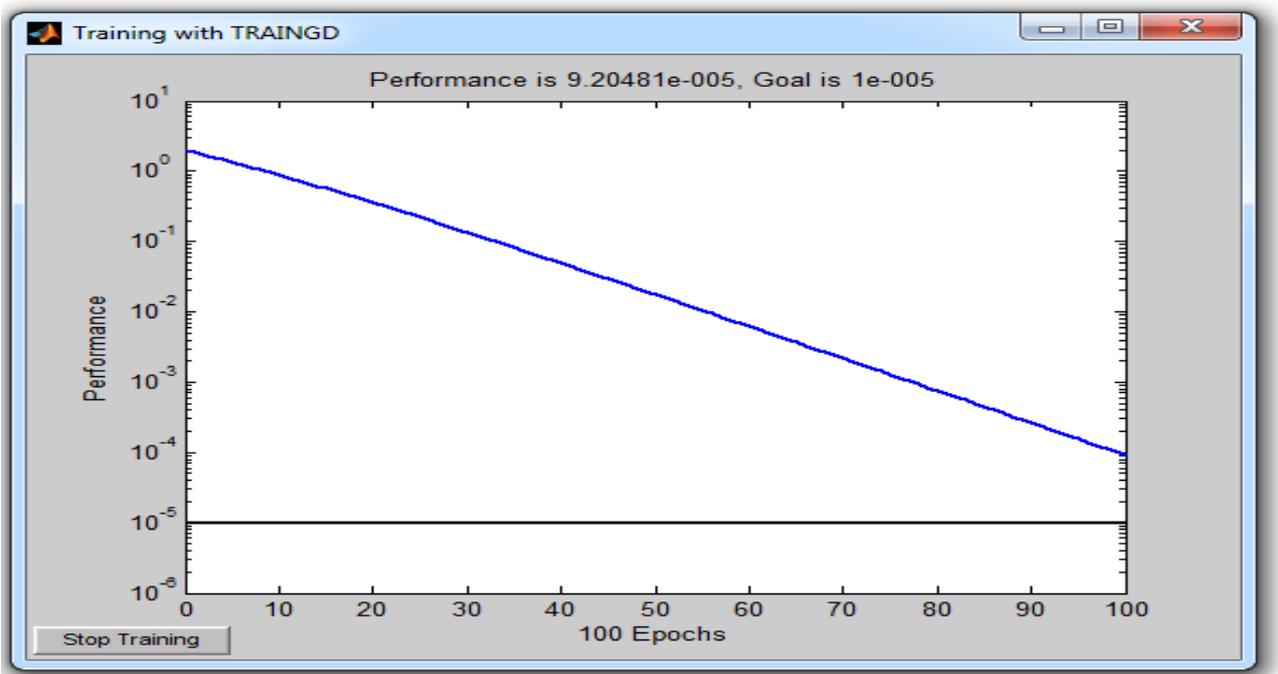


Figure V.26 : Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 100 et un pas de 0.1

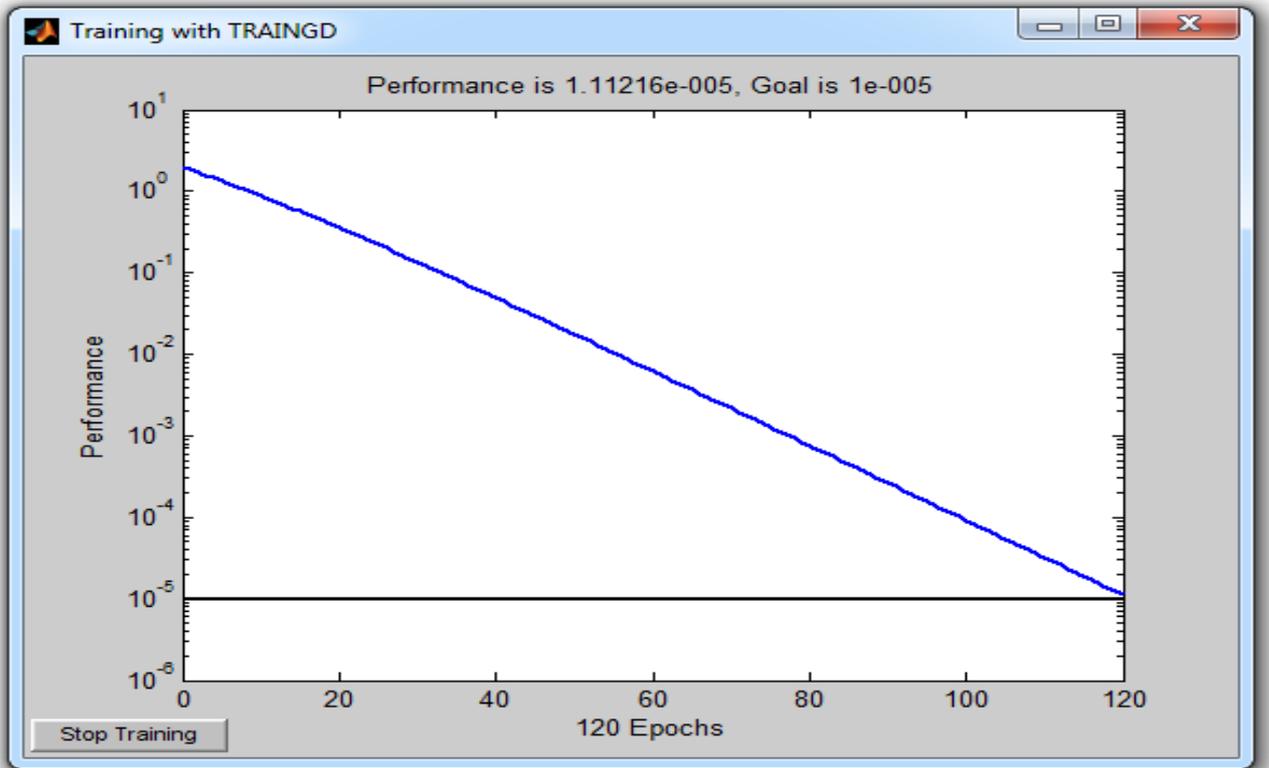


Figure V.28: Résultat de l'apprentissage avec un nombre d'itérations égal à 120 et un pas de 0.1

Interprétation

Après plusieurs essais en faisant varier le nombre d'itérations et le pas d'apprentissage, nous avons abouti à un apprentissage optimal. Avec un nombre d'itérations égale à 120 et un pas d'apprentissage égale à 0.1, le réseau converge rapidement vers une erreur minimale fixée à 10^{-5} .

Ce résultat nous permet d'affirmer d'abord que l'architecture du réseau de neurones réalisé est valide et que ce dernier permet en effet de réduire les effets de non linéarités dues à l'amplificateur de puissance puisque l'apprentissage est bien fait.

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré au filtrage par réseau de neurones des non linéarités dans une transmission OFDM. Nous avons introduit un réseau de neurones au sein de l'émetteur afin de réduire ces effets de non linéarités introduits par les amplificateurs de puissances utilisés dans la chaîne de transmission de cette modulation.

Au début de ce travail nous avons présenté l'évolution des systèmes cellulaires 1 G, 2G, 3G et 4G.

Après nous avons décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission ainsi que les techniques de base telles que les modulations numériques et plus précisément la modulation MAQ qui est utilisée dans notre travail, ensuite nous avons donné les caractéristiques du canal pour lequel la modulation OFDM est intéressante, ensuite on a abordé les principes de la modulation et la démodulation OFDM.

Pour pallier au problème de non linéarité dans une modulation OFDM, nous nous sommes intéressés en premier lieu à la présentation des caractéristiques d'un dispositif non linéaire qui sont : les harmoniques, le point de compression à 1 dB, les produits d'intermodulation et les points d'interceptions d'ordre n . Ensuite on a donné un bref aperçu sur l'amplificateur de puissance qui est la cause des effets de non linéarité et on a terminé par citer des différentes méthodes pour réduire ces effets de non linéarités.

Pour cela, avons donné des généralités sur les réseaux de neurones artificiels, la classification de ces réseaux ainsi que leurs types d'apprentissage.

L'objectif consiste au filtrage des non linéarités causées par les amplificateurs utilisés dans la transmission OFDM, pour cela nous avons proposé une méthode basée sur les réseaux de neurones artificiels.

Après avoir entraîné notre réseau de neurones, les résultats obtenus après simulation sont acceptables c'est-à-dire que le réseau converge vers une erreur minimale fixée.

Nous proposons que ce travail soit comparé au cas où la suppression des non linéarités s'effectue au niveau de la réception afin de déduire la meilleure solution à adopter parmi ces deux cas.

Bibliographie

- [1] : Mr Leon BEYA KALAMBA « Interconnexion entre deux réseaux cellulaires des normes GSM par faisceau hertziens cas CCT et Vodacom », thèse d'ingénieur en informatique et télécommunications, 2010, ISTA- Institut des Sciences et Techniques de l'Antiquité.
- [2] : Mr Pierre BRISSON et Peter KROPF « Global System for Mobile Communication(GSM) », Université de Montréal.
- [3] : « GSM : Global System for Mobile Communications Architecture, Interfaces et Identités », Copyright EFORT 2008.
- [4] : Mr Karim EL KHAZEN « Architecture d'un réseau radiomobile GSM », rapport de stage ,1999.
- [5] : Melle BOUCHENTOUF Hadjer et Mr BOUDGHENE STAMBOULI Riyad Etude des performances des reseaux 4G(LTE) », thèse en MASTER en Télécommunications, 2013, université Abou Bakr Belkaid Tlemcen.
- [6] : Mr Mohmed DAOUD « Dimensionnement et planification d'un réseau Advanced-LTE (A-LTE) pour Tunisie Télécom », thèse d'ingénieur en télécommunication et réseaux, (2012/2013), Ecole Supérieure Privée d'Ingénierie et de Technologies ».
- [7] : Mlle Hiba MOUACHI et Idriss KNADEL et Kawtar ZERHOUNI « Etude et simulation de la norme LTE par 3GPP », 2012, ENSA Marrakech Université Cady Ayyad.
- [8] : Mr Ali LASSOUED « Outil de planification et de dimensionnement dans l'E-UTRAN LTE-Advanced, thèse d'ingénieur en télécommunication et réseaux, 2012, Ecole Supérieure des communications Tunisie.
- [9] : Mlle Eya JAMMAZI « « Optimisation d'un réseau pilote 4G pour Tunisie Télécom, thèse d'ingénieur en télécommunication et réseaux ,2013, l'Ecole Nationale d'ingénieurs de Gabès .
- [10] : Maxime BOULA Y « ÉTUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES D'ANNULATION DES INTERFÉRENCES DANS UN SYSTÈME MIMO-OFDM », 2009, thèse Université du Québec à Trois-Rivières.
- [11] : Mr AKMOUNE Sofiene et KHERROUBI Drifa « Réduction des effets de non linéarités dans une transmission OFDM à l' aide d'un réseau de neurones », thèse d'ingénieur en télécommunication et réseaux (2006/2007), UMMTO.

[12] : Mr Patrice KADIONIK « BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES- Les modulations numériques »,28-29,Ecole Nationale Supérieure Electronique,Informatique et Radiotelecommunication ,Bordeaux.

[13] : Mr Jawad NAKAD «Allocations de ressources radio dans un réseau local sans fil (WLAN) de type OFDM », diplôme d'études approfondies réseaux et télécommunications, 2003, université libanaise

[14] : Basel RIHAWI « Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes », thèse de doctorat en Traitement du Signal et Télécommunications, 2008, l'université de RENNES I.

[15] : Mr Samir ARAB « Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM », thèse pour l'obtention du grade Maitre es science (M.Se), 2010, université de LAVAL QUEBEC.

[16] :Melle NACER BEY Ghania et Mlle GUEZOUZI Zahia « Application d'un réseau de neurones pour la réduction des distorsions de non linéarités dans une transmission multiporteuses OFDM »,thèse d'ingénieur en télécommunications et réseaux,2009,UMMTO

[17]: Mr Sylvain TERTOIS « Reduction des effets de non linéarités dans une modulation multiporteuses à l'aide de reseaux de neurones » ,these de doctorat 2003,Rennes.

[18] : Mr DJARAH *Djalal* « Application des Réseaux de Neurones pour la Gestion d'un Système de Perception pour un Robot Mobile D'intérieur »,these d'ingenieur en électronique,2006, Université de Batna.

[19] :**Mr Mohamed Yessin AMMAR** « Mise en oeuvre de reseaux de neurones pour la modelisation de cinetiques reactionnelles en vue de la transposition batch/continu »,these d'ingénieur en Génie des Matériaux,2007, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, Tunisie

[20] : OUALI Abdelhamid « évaluation de la stabilité transitoire des réseaux électriques par les réseaux de neurones artificiels et les plans d'expériences », thèse d'ingénieur d'état en électrotechnique de l'USTHB.

Programme de la simulation de la chaîne OFDM

%Simulation d'une transmission avec 16 porteuses

%SIMULATION D'UNE TRANSMISSION OFDM AVEC 16 PORTEUSES (EMISSION)

clear all;

close all;

% %definition des variables MSG en binaires

format short

chaîne_emise_char='projet de fin d'étude pour thème la transmission multiporteuses ofdm et une simulation sous matlab';

chaîne_emise_dec=double(chaîne_emise_char);

chaîne_emise_bin=dec2bin(chaîne_emise_dec,8);

chaîne_emise_bin=dec2bin(chaîne_emise_dec,8);

bits_emis_char=reshape(chaîne_emise_bin',1,length(chaîne_emise_bin)*8);

bits_emis_bin=str2num(bits_emis_char)';

% %Parameters

Tu=1.75e-6; %Durée du symbole OFDM utile

T=Tu/16; %Période élémentaire en bande de base

G=0; %Choix 1/4, 1/8, 1/16, et 1/32

delta=G*Tu; %Durée de l'intervalle de garde

Ts=delta+Tu; % Période du symbole OFDM total

N=14; %Nombre de sous porteuses utiles

FS=32; % Taille de la IFFT/FFT

q=10; %Rapport fréquence porteuse sur fréquence élémentaire

fc=q*1/T; %Fréquence de la porteuse

Rs=4*fc; %Fréquence de la simulation

t=0:1/Rs:Tu; % Temps de simulation

nu=10;

A0=5;

%%Génération des symboles numériques (A)

```
f1=fc -(N/(2*Ts));
M=N+1;
rand('state',0); %Remise du générateur rand à son état initial
cj=-1+2*round(rand(N,1)).'+i*(-1+2*round(rand(N,1))).';
A=length(cj);
info=zeros(FS,1);
info(1:(N/2)) = [ cj(1:(N/2)).']; %Zéro padding
info((FS-((N/2)-1)):FS) = [ cj(((N/2)+1):N).'];
```

%%Génération de sous porteuses (B)

```
carriers=200*ifft(info,FS);
tt=0:T/2:Tu;
figure(1);
subplot(211);
stem(tt(1:20),real(carriers(1:20)));
subplot(212);
stem(tt(1:20),imag(carriers(1:20)));
figure(2);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
subplot(211);
plot(f,abs(fft(carriers,FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(carriers,[],[],[],2/T);
```

%%Génération des constellations de codage QAM-16

```
gray_table=[0.5+0.5i;1+0.5i;0.5+1i;1+1i;-0.5+0.5i;-1+0.5i;-0.5+1i;-1+1i;0.5-0.5i;1-0.5i;0.5-1i;1-1i;-0.5-0.5i;-1-0.5i;-0.5-1i;-1-1i];
```

```
M=[0000;0001;0010;0011;0100;0101;0110;0111;1000;1001;1010;1011;1100;1101;1110;1111];
```

```
m=[];
```

```
for i=1:4:length(bits_emis_bin)-3
```

```
    m=[m;bits_emis_bin(i:i+3)];
```

```
end
```

```
[I,cj]=size(m);
```

```
p=[];
```

```
for C1=1:1
```

```
    for C2=1:16
```

```
        I=(m(C1,:)==m(C2,:));
```

```
        if I==ones(1,4);
```

```
            P=[p;C2];
```

```
        end
```

```
    end
```

```
end
```

```
NM=[m,gray_table(p)];
```

```
X=NM(:,4);
```

```
%Adaptation à l'IFFT "rajout des conjugués et initialisation à 0"
```

```
M8=[];
```

```
%M8 est une matrice qui regroupe dans chaque colonne des paquets de 8
```

```
%elements de NM
```

```
for K=1:8:length(NM)-7;
```

```
    M8=[M8,X(K:K+7,:)];
```

```
end
```

```
[a,b]=size(M8);
```

```
PR=[];
```

```

for r=1:b;
    B=[0;M8(:,r)];
    C=flipud(M8(:,r));
    W=[0;C];
    s=[B,conj(B)];
end

% %IFFT sur 14 points

TFI=ifft(s);

% %Convertisseur P/S

seri=TFI';

% %S/P

paral=seri';

% %FFT sur 16 points

TF=fft(paral);

% ajout de l'intervalle de garde

delta=G*Tu; % Durée de l'intervalle de garde
Ts=delta+Tu; % Période du symbole OFDM totale

% Simulation D/A

Fs= length(carriers);
chips = [ carriers.!'zeros((2*q)-1,Fs)];
p=1/Rs:1/Rs:T/2;

```

```

g=ones(length(p),1);
figure(3);
stem(p,g);
dummy=conv(g,chips(:));
u=[dummy(1:length(t))];
figure(4);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(u(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(u(1:400)));
figure(5);
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(u,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(u,[],[],[],Rs);
[b,a] = butter(13,1/20);
[H,F] = FREQZ(b,a,FS,Rs);
figure(6);
plot(F,20*log10(abs(H)));
w = filter(b,a,u);
figure(7);
subplot(211);
plot(t(80:480),real(w(80:480)));
subplot(212);
plot(t(80:480),imag(w(80:480)));
figure(8);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(w,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(w,[],[],[],Rs);

%Pulsation de mise en forme
% Afficher les points caracteristique
%Filtre de reconstruction
%Signal continu en bande de base (E)
%Passage à la haute fréquence

```

```

s_tilde=(w.').*exp(1i*2*pi*fc*t);

s=real(s_tilde); %Signal passe bande (E)
figure(9);
plot(t(80:480),s(80:480));
figure(10);
subplot(211);
%plot(ff,abs(fft(((real(w)').*cos(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
%plot(ff,abs(fft(((imag(w)').*sin(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
plot(ff,abs(fft(s,q*FS))/FS);
subplot(212);
%pwelch(((real(w)').*cos(2*pi*fc*t)),[],[],[],Rs);
%pwelch(((imag(w)').*sin(2*pi*fc*t)),[],[],[],Rs);
pwelch(s,[],[],[],Rs);

s=0;
for j=0:N-1;
    s=s+(1/N)*j'*exp(pi*2*i*(f1+(1/Ts))*t);
end
figure(11);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(s(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(s(1:400)));
figure(12);
subplot(212);
%pwelch(s,[],[],[],Rs);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(s,q*Fs))/Fs);
s00=0;
for j=0:N-1;
    s00=s00+(nu/N)*j'*exp(pi*2*i*(f1+1/Ts)*t);
end
figure(13);

```

```

subplot(211);
plot(t(1:400),real(s00(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(s00(1:400)));
figure(14);
subplot(212);
pwelch(s00,[],[],[],Rs);
subplot(211);
plot(ff,(abs(fft(s00,q*Fs))/Fs));
s01=0;
s01=0;
for j=0:N-1;
    for j1=0:N-1;
        for j2=0:N-1;
            s01=s01+(cj*cj'*cj)*exp((pi*2*i)*(f1+(j-j1+j2)/Ts)*t);
            j=j2+1;
        end
        j1=j1+1;
    end
    j=j+1;
end

```

```

figure(15);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(s01(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(s01(1:400)))
figure(16);
subplot(212);
pwelch(s01,[],[],[],Rs);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(s01,q*Fs))/Fs);
s0=s00+s01;
figure(17);

```

```

subplot(211);
plot(t(1:400),real(s0(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(s0(1:400)));
figure(18);
subplot(212);
pwelch(s0,[],[],[],Rs);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(s0,q*Fs))/Fs);

```

%Création du réseau de neurones

```

E=[25.5919 ; 5.1902 ;20.0361 ; 5.1902 ;5.1902 ;8.2801 ;25.5919 ; 20.0361 ; 15.4038 ;20.0361
;16.7462 ;5.1902; 19.8206 ;17.0007 ];          % matrice d'entrée

```

```

Sd=[ 1.4142 ; 1.4142  ; 1.4142; 1.4142; 1.4142; 1.4142 ;1.4142 ;1.4142; 1.4142; 1.4142;
1.4142; 1.4142; 1.4142 ;1.4142];          % matrice cible

```

% Définition du réseau rétro- propagation:

%-----

```

net=newff(E,Sd,3,{'tansig','purelin'},'traingd');          % création de l'objet réseau

```

avec newpr

```

iw=[randn ;randn; randn; randn];          % initialisation des poids

```

d'entrée à des valeurs aléatoire

```

lw=[randn randn randn ; randn randn randn; randn randn randn];          % initialisation des

```

poids cachés à des valeurs aléatoire

```

% net.iw{4,4}=iw;          % affectation des valeurs poids

```

d'entrée

```

net.layers{2}.size = 14;          % affectation de la taille de la 2ème

```

couche

```

%net.lw{2,1}=lw;          % affectation des valeurs poids

```

cachés

```

b=[1;1;1];

```

```

net.b{1}=b;

```

```
net.trainParam.epoch=88; % nombre d'époque
d'entrainement
net.trainParam.show=50; % nombre
net.trainParam.goal=1e-5; % valeur de goal
net.trainParam.lr=0.01; %taux d'apprentissage
(erreur)
net=train(net,E,Sd); %l'entrainement par la fonction train
```